



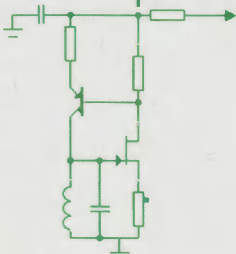
# СВЕРХСКОРОСТНАЯ ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА



**ТОМ 1**

**ПРИБОРЫ ОБЩЕГО  
НАЗНАЧЕНИЯ**

**Дьяконов В.П.**



В. П. Дьяконов

# **Сверхскоростная твёрдотельная электроника**

**Приборы общего назначения**

**Том 1**



Москва, 2013

УДК 621.382

ББК 32.852

Д92

Дьяконов В. П.

Д92 Сверхскоростная твердотельная электроника. Т. 1: Приборы общего назначения. – М.: ДМК Пресс, 2013. – 600 с.

ISBN 978-5-94074-915-8

В первом томе описана элементная база твердотельных электронных устройств общего назначения нано- и пикосекундного диапазона времен – от туннельных и диодов с накоплением заряда, биполярных, полевых и лавинных транзисторов до новых S-диодов, лавинных обострителей, дрейфовых диодов с резким восстановлением, SOS-диодов и интегральных микросхем. Особое внимание уделено измерительным приборам для их исследования: широкодиапазонным генераторам синусоидальных, импульсных и произвольных сигналов, скоростным аналоговым, цифровым и стробоскопическим электронным осциллографам, а также их аксессуарам и опциям. Детально описаны характеристики новейших приборов ведущих фирм мира.

Для широкого круга читателей – инженеров, научных работников, студентов, аспирантов и преподавателей университетов и вузов физического и технического профилей.

УДК 621.382

ББК 32.852

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельцев авторских прав.

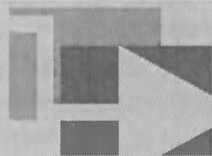
Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но поскольку вероятность технических ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

© Дьяконов В. П., 2013

© Оформление, ДМК Пресс, 2013

ISBN 978-5-94074-915-8

# Содержание



|   |    |
|---|----|
| Предисловие .....                         | 14 |
| Благодарности и адреса для переписки..... | 22 |

## ▼ Глава 1

|  |    |
|--|----|
| Генерация ВЧ- и СВЧ-синусоидальных<br>и модулированных сигналов .....              | 23 |
| 1.1. Критерии скорости протекания процессов.....                                   | 23 |
| 1.2. Синусоидальные и близкие к ним сигналы и их свойства .....                    | 25 |
| 1.2.1. Колебательные системы, создающие синусоидальные<br>колебания.....           | 25 |
| 1.2.2. Математическое представление синусоидальных сигналов.....                   | 25 |
| 1.2.3. Стационарные и модулированные синусоидальные сигналы.....                   | 27 |
| 1.2.4. Мощность синусоидальных сигналов.....                                       | 28 |
| 1.2.5. Параметры переменных напряжений и токов .....                               | 29 |
| 1.2.6. Колебания в нелинейных системах .....                                       | 30 |
| 1.2.7. Типы источников синусоидальных сигналов.....                                | 32 |
| 1.3. Основы построения высокочастотных генераторов<br>синусоидальных сигналов..... | 33 |
| 1.3.1. Обобщенная схема генератора с обратной связью.....                          | 33 |
| 1.3.2. Стабилизация амплитуды у генераторов синусоидальных<br>сигналов .....       | 34 |
| 1.3.3. Методы и виды модуляции синусоидальных сигналов.....                        | 35 |
| 1.4. Основные типы генераторов высокочастотных синусоидальных<br>сигналов .....    | 37 |
| 1.4.1. RC-генераторы.....  | 37 |

|  |    |
|--|----|
| 1.4.2. LC-генераторы синусоидального напряжения и их математическое моделирование .....    | 38 |
| 1.4.3. Некоторые практические схемы транзисторных LC-генераторов .....                     | 40 |
| 1.4.4. LC-генераторы на негатронах .....   | 43 |
| 1.4.5. LC-генераторы синусоидальных сигналов на интегральных микросхемах .....             | 45 |
| 1.4.6. Кварцевые резонаторы и генераторы .....   | 45 |
| 1.4.7. Пути улучшения параметров генераторов синусоидальных сигналов .....                 | 51 |
| 1.4.8. Генераторы на основе синтезаторов частоты.....                                      | 54 |
| 1.5. Серийные аналоговые ВЧ-генераторы синусоидальных сигналов .....                       | 56 |
| 1.5.1. Измерительные аналоговые генераторы ВЧ-синусоидальных сигналов.....                 | 56 |
| 1.5.2. Измерительные аналоговые генераторы СВЧ-синусоидальных сигналов .....               | 60 |
| 1.5.3. Измерительные СВЧ-генераторы с цифровым синтезатором .....                          | 61 |
| 1.5.4. Аналоговые генераторы фирмы Agilent Technologies .....                              | 62 |
| 1.5.5. Генераторы синусоидальных сигналов фирмы ROLDE&SCHWARTZ .....                       | 67 |
| 1.6. Генераторы с прямым цифровым синтезом сигналов .....                                  | 72 |
| 1.6.1. Функциональные схемы генераторов сигналов с прямым цифровым синтезом сигналов ..... | 72 |
| 1.6.2. Шум синтезированного сигнала .....  | 74 |
| 1.7. Серийные генераторы с прямым цифровым синтезом сигналов .....                         | 77 |
| 1.7.1. Простые генераторы с прямым цифровым синтезом.....                                  | 77 |
| 1.7.2. Обзор генераторов сигналов фирмы Tektronix .....                                    | 78 |
| 1.7.3. Генераторы сигналов произвольной формы Tektronix AFG 3000 .....                     | 79 |
| 1.7.4. Создание сигнала с кодоимпульсной модуляцией.....                                   | 86 |
| 1.7.5. Монолитные микросхемы для кодоимпульсной модуляции/демодуляции.....                 | 91 |
| 1.8. Векторные генераторы синусоидальных сигналов .....                                    | 94 |
| 1.8.1. Векторные генераторы фирмы R&S .....  | 94 |

|   |     |
|---|-----|
| 1.8.2. Векторные генераторы фирмы Keithley .....  | 96  |
| 1.9. Новое поколение микросхем СВЧ-генераторов<br>синусоидального сигнала компании Hittite .....    | 99  |
| 1.9.1. Микросхемы управляемых напряжением генераторов<br>(VCO) с встроенным делителем частоты ..... | 99  |
| 1.9.2. Микросхемы VCO со встроенным буфером .....   | 102 |
| 1.9.3. Микросхемы VCO с двумя радиочастотными выходами.....   | 104 |
| 1.9.4. Широкополосные (Wideband) VCO .....  | 105 |
| 1.9.5. Монолитная микросхема генератора типа PLO .....  | 107 |
| 1.10. Монолитные микросхемы синтезаторов частоты компании<br>Hittite.....                           | 109 |
| 1.10.1. Монолитные микросхемы синтезаторов без VCO .....  | 109 |
| 1.10.2. Монолитные микросхемы PLL<br>СВЧ-синтезаторов.....  | 116 |
| 1.10.3. Трехдиапазонные монолитные микросхемы<br>синтезаторов .....                                 | 119 |
| 1.10.4. Широкодиапазонные монолитные микросхемы<br>синтезаторов .....                               | 121 |
| 1.10.5. Микросхемы HMC983/HMC983 для построения<br>сверхширокополосных синтезаторов.....            | 124 |
| 1.10.6. Монолитные микросхемы широкодиапазонных<br>синтезаторов HMC701/702/703 .....                | 128 |
| 1.10.7. Программное обеспечение монолитных микросхем<br>синтезаторов .....                          | 132 |

## ▼ Глава 2

|  |     |
|--|-----|
| Генераторы импульсов и сложных сигналов.....                             | 135 |
| 2.1. Параметры и свойства импульсных сигналов.....                       | 135 |
| 2.1.1. Типы импульсных сигналов .....                                    | 135 |
| 2.1.2. Параметры импульсных сигналов .....                               | 136 |
| 2.1.3. Спектр импульсных сигналов .....                                  | 138 |
| 2.2. Основные методы и устройства генерации импульсных<br>сигналов ..... | 142 |
| 2.2.1. Основные методы генерации импульсных сигналов.....                | 142 |
| 2.2.2. Импульсные схемы на биполярных и полевых<br>транзисторах .....    | 143 |

|  |     |
|--|-----|
| 2.2.3. Генераторы импульсов на интегральных микросхемах<br>общего применения .....     | 144 |
| 2.3. Импульсные генераторы на интегральном таймере .....                               | 144 |
| 2.3.1. Наследники классики – таймера 555 .....   | 145 |
| 2.3.2. Автоколебательный и ждущий релаксаторы<br>на интегральном таймере .....         | 149 |
| 2.3.3. Типовые импульсные схемы на интегральных таймерах<br>класса 555 .....           | 152 |
| 2.3.4. Характеристики прецизионных интегральных таймеров .....                         | 157 |
| 2.3.5. Сдвоенные интегральные таймеры класса 556 .....                                 | 158 |
| 2.3.6. Одиночные интегральные таймеры на CMOS-транзисторах ....                        | 159 |
| 2.3.7. Новейшие LinCMOS-таймеры TLC551 и TLC555 .....                                  | 160 |
| 2.4. Импульсные устройства на негатронах .....   | 164 |
| 2.4.1. Общая оценка .....  | 164 |
| 2.4.2. Импульсные устройства на однопереходных транзисторах ....                       | 165 |
| 2.4.3. Появление лавинных транзисторов .....   | 168 |
| 2.4.4. Лавинно-инжекционные транзисторы .....  | 171 |
| 2.4.5. «Аномально быстрое» включение лавинного транзистора .....                       | 175 |
| 2.4.6. Лавинные транзисторы с ограниченной областью<br>объемного заряда (ЛТОООЗ) ..... | 181 |
| 2.4.7. Моделирование релаксационных генераторов<br>на лавинных транзисторах .....      | 183 |
| 2.4.8. Серийные лавинные транзисторы и их применение .....                             | 184 |
| 2.4.9. Интегральное исполнение схем на лавинных<br>транзисторах .....                  | 186 |
| 2.5. Измерительные генераторы импульсов .....  | 187 |
| 2.5.1. Функциональная схема аналогового импульсного<br>генератора .....                | 187 |
| 2.5.2. Серийные генераторы прямоугольных импульсов .....                               | 188 |
| 2.6. Функциональные генераторы .....   | 195 |
| 2.6.1. Основные типы функциональных генераторов .....                                  | 195 |
| 2.6.2. Аналоговые функциональные генераторы .....                                      | 196 |
| 2.6.3. Функциональные генераторы, управляемые напряжением<br>или током .....           | 198 |
| 2.6.4. Формирователи синусоидального сигнала<br>из треугольного .....                  | 201 |

|  |     |
|--|-----|
| 2.6.5. Микросхемы аналоговых функциональных генераторов .....  | 202 |
| 2.6.6. Серийные аналоговые функциональные генераторы .....   | 208 |
| 2.7. Цифровые функциональные генераторы .....  | 216 |
| 2.7.1. Принципы построения функциональных генераторов<br>с цифровым синтезом выходных сигналов ..... | 216 |
| 2.7.2. Простые цифровые функциональные генераторы .....  | 218 |
| 2.8. Цифровые генераторы сигналов произвольной формы .....   | 220 |
| 2.8.1. Назначение и особенности генераторов сигналов<br>произвольной формы .....                     | 220 |
| 2.8.2. Генераторы сигналов произвольной формы .....  | 221 |
| 2.9. Многофункциональные генераторы произвольных сигналов<br>серии Tektronix AFG3000 .....           | 227 |
| 2.9.1. Органы управления генератора AFG3000 .....  | 227 |
| 2.9.2. Технические характеристики генераторов AFG3000 .....  | 229 |
| 2.9.3. Работа с генератором AFG3000 .....  | 229 |
| 2.9.4. Основные возможности генераторов AFG3101 .....  | 232 |
| 2.10. Генераторы серии DG5000 фирмы RIGOL .....  | 237 |
| 2.10.1. Основные возможности генераторов DG5000 .....  | 237 |
| 2.10.2. Возможности генерации сигналов с кодоимпульсной<br>модуляцией .....                          | 240 |
| 2.10.3. DG5000 в роли генератора качающейся частоты .....  | 242 |
| 2.11. Генераторы сигналов произвольной формы класса AWG .....  | 243 |
| 2.11.1. Сравнение генераторов класса AFG и AWG .....   | 243 |
| 2.11.2. Генераторы серии AWG7000 .....   | 244 |
| 2.11.3. Генераторы серии AWG5000 .....   | 246 |
| 2.12. Генераторы сигналов сложной формы (паттернов) .....  | 248 |
| 2.12.1. Функциональная схема генератора паттернов .....  | 248 |
| 2.12.2. Генераторы цифровых сигналов фирмы Tektronix .....   | 249 |
| 2.12.3. Генератор импульсов/паттернов серии 3400 фирмы<br>Keithley .....                             | 252 |

## ▼ Глава 3

|  |     |
|--|-----|
| Методы генерации и генераторы субнано-<br>и пикосекундных импульсов .....    | 253 |
| 3.1. Методы генерации перепадов и импульсов сверхмалой<br>длительности ..... | 253 |



|  |     |
|--|-----|
| 3.1.1. Основные методы генерации импульсов сверхмалой длительности.....                              | 253 |
| 3.1.2. Релаксаторы на водородных тиратронах и крайтронах .....                                       | 258 |
| 3.1.3. Генераторы коротких импульсов с разрядом формирующего двухполосника или линии .....           | 260 |
| 3.1.4. Формирование субнаносекундных перепадов нелинейными линиями передачи с ударными волнами ..... | 263 |
| 3.1.5. Генераторы коротких импульсов на основе применения ударных волн в линиях передачи .....       | 265 |
| 3.2. Формирователи импульсов субнаносекундной длительности .....                                     | 268 |
| 3.2.1. Диодные и другие ограничители .....   | 268 |
| 3.2.2. Особенности сверхскоростных интегральных усилителей.....                                      | 269 |
| 3.2.3. Характеристики скоростных интегральных усилителей .....                                       | 270 |
| 3.2.4. Высокоскоростные интегральные компараторы .....   | 278 |
| 3.2.5. Сверхскоростные пикосекундные микросхемы корпорации Hittite Microwave .....                   | 280 |
| 3.3. Регенеративные формирователи импульсов на туннельных диодах.....                                | 285 |
| 3.3.1. Основная схема на туннельном диоде (ТД) .....   | 285 |
| 3.3.2. Моделирование генератора синусоидального сигнала на ТД.....                                   | 286 |
| 3.3.3. Моделирование ждущего релаксационного генератора на ТД.....                                   | 289 |
| 3.3.4. Моделирование триггера на ТД с отдельным запуском.....  | 289 |
| 3.3.5. Пример применения ТД для получения перепадов с длительностью 50 пс .....                      | 292 |
| 3.4. Формирователи коротких перепадов и импульсов на диодах с накоплением заряда .....               | 296 |
| 3.4.1. Физика работы диода при переключении.....   | 296 |
| 3.4.2. Обостритель переднего фронта импульсов на ДНЗ.....  | 298 |
| 3.4.3. Генератор с формирователем прямоугольных импульсов на ДНЗ.....                                | 299 |
| 3.5. Генераторы коротких перепадов и импульсов на лавинных транзисторах.....                         | 301 |
| 3.5.1. Генераторы импульсов с субнаносекундными фронтами на лавинных транзисторах.....               | 301 |

|  |     |
|--|-----|
| 3.5.2. Генератор прямоугольных импульсов с $t_{\phi} \approx 0,1$ нс .....                                     | 306 |
| 3.5.3. Генератор импульсов тока с амплитудой 25 А<br>и длительностью 1,5 нс.....                               | 308 |
| 3.5.4. Генераторы прямоугольных импульсов с разрядной<br>линией.....   | 310 |
| 3.6. Генераторы коротких перепадов и импульсов на лавинных<br>и полевых транзисторах.....                      | 316 |
| 3.6.1. Формирователи коротких импульсов на лавинных<br>и мощных СВЧ-биполярных транзисторах.....               | 316 |
| 3.6.2. Формирователи импульсов на двухполюснике с лавинным<br>и мощным СВЧ МДП-транзисторами .....             | 320 |
| 3.6.3. Формирователи импульсов с запуском мощного СВЧ GaAs<br>полевого транзистора от лавинного .....          | 323 |
| 3.6.4. Высокочастотный генератор импульсов.....  | 328 |
| 3.6.5. Генераторы импульсов на GaAs полевом транзисторе<br>с запуском от GaAs-микросхемы.....                  | 329 |
| 3.7. Генераторы коротких импульсов на новых полупроводниковых<br>приборах.....                                 | 331 |
| 3.7.1. Генераторы коротких импульсов на лавинных S-диодах .....  | 331 |
| 3.7.2. Генераторы сверхкоротких импульсов на дрейфовых<br>диодах и транзисторах с резким восстановлением ..... | 334 |
| 3.7.3. Генераторы импульсов на фотоно-инжекционных<br>импульсных коммутаторах.....                             | 337 |
| 3.8. Серийные генераторы импульсов с субнаносекундными<br>фронтами.....  | 339 |
| 3.8.1. Генераторы импульсов – калибраторы осциллографов.....   | 339 |
| 3.8.2. Генераторы пикосекундных импульсов серии 4000 фирмы<br>Picosecond Pulse Lab.....                        | 342 |
| 3.8.3. Генераторы импульсов серии GFT .....  | 347 |
| 3.8.4. Генераторы сверхкоротких импульсов серий PF и PG .....  | 347 |
| 3.8.5. Высоковольтные импульсные модули HVS фирмы<br>ALPHALAS .....  | 352 |
| 3.8.6. Нано- и субнаносекундная техника фирмы AVTECH.....  | 353 |
| 3.8.7. Генераторы импульсов для управления высоковольтными<br>ячейками Поккельса .....                         | 356 |
| 3.8.8. Оптико-электронные компоненты фирмы Leyshop.....  | 359 |

## ▼ Глава 4

### Методы и приборы аналоговой электронной

|  |     |
|--|-----|
| осциллографии.....   | 361 |
| 4.1. Электронно-лучевые трубки (ЭЛТ) .....                                       | 361 |
| 4.1.1. Устройство осциллографической электронно-лучевой<br>трубки (ЭЛТ) .....    | 361 |
| 4.1.2. Графическая скорость луча в ЭЛТ.....                                      | 364 |
| 4.1.3. Время установления отклоняющей системы.....                               | 365 |
| 4.1.4. Отклоняющие системы осциллографических ЭЛТ .....                          | 366 |
| 4.1.5. Осциллографические трубки специального назначения .....                   | 369 |
| 4.2. Принцип действия и устройство аналогового осциллографа.....                 | 372 |
| 4.2.1. Основные типы электронных осциллографов .....                             | 372 |
| 4.2.2. Принцип действия аналогового осциллографа .....                           | 372 |
| 4.2.3. Структурная схема аналогового осциллографа .....                          | 373 |
| 4.2.4. Требования к усилителям осциллографа .....                                | 376 |
| 4.2.5. Принципы построения генераторов развертки .....                           | 383 |
| 4.2.6. Прочие узлы аналогового осциллографа.....                                 | 387 |
| 4.3. Аналоговые осциллографы.....  | 388 |
| 4.3.1. Сверхскоростные осциллографы без усилителей.....                          | 388 |
| 4.3.2. Массовые советские транзисторные осциллографы<br>60-х годов.....          | 389 |
| 4.3.3. Современные аналоговые сервисные осциллографы.....                        | 391 |
| 4.3.4. Отечественные универсальные аналоговые осциллографы.....                  | 393 |
| 4.3.5. Зарубежные аналоговые универсальные осциллографы .....                    | 397 |
| 4.3.6. Скоростные аналоговые осциллографы.....                                   | 400 |
| 4.3.7. Скоростные осциллографы<br>АКТАКОМ-IWATSU .....                           | 406 |
| 4.4. Работа с аналоговым осциллографом.....                                      | 411 |
| 4.4.1. Подготовка осциллографа к работе .....                                    | 411 |
| 4.4.2. Выбор режимов работы усилителей канала У.....                             | 413 |
| 4.4.3. Калибровка чувствительности .....   | 414 |
| 4.4.4. Учет влияния входной цепи осциллографа .....                              | 416 |
| 4.4.5. Применение пробников в виде компенсированных<br>делителей напряжения..... | 418 |
| 4.4.6. Установка точной компенсации делителя.....                                | 421 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.4.7. Работа с разверткой и ее синхронизация.....                         | 423 |
| 4.5. Основные осциллографические измерения сигналов.....                   | 425 |
| 4.5.1. Измерение амплитуды и уровней сигнала.....                          | 425 |
| 4.5.2. Измерение сдвига фазы сигналов по их временному сдвигу.....         | 428 |
| 4.5.3. Измерение фазового сдвига с помощью фигур Лиссажу.....              | 429 |
| 4.5.4. Сравнение частот с помощью фигур Лиссажу.....                       | 430 |
| 4.5.5. Осциллограф в роли характериографа.....                             | 431 |
| 4.5.6. Курсорные измерения.....  | 433 |
| 4.6. Наблюдение высокоскоростных процессов аналоговыми осциллографами..... | 435 |
| 4.6.1. Проверка переходной характеристики осциллографа.....                | 435 |
| 4.6.2. Проверка частотной характеристики осциллографа.....                 | 437 |
| 4.6.3. Подключение осциллографа к источникам сигналов.....                 | 438 |
| 4.6.4. Влияние провода заземления пробника.....                            | 443 |
| 4.6.5. Время нарастания системы пробник–осциллограф.....                   | 445 |
| 4.6.6. Применение активных пробников.....                                  | 447 |
| 4.6.7. Осциллографирование высоковольтных сигналов.....                    | 449 |
| 4.6.8. Измерение токовых сигналов.....                                     | 451 |
| 4.6.9. Измерения в режиме согласования линий передачи сигнала.....         | 453 |

## ▼ Глава 5

|   |     |
|---|-----|
| Скоростные цифровые и стробоскопические осциллографы.....                     | 456 |
| 5.1. Цифровое представление аналоговой информации.....                        | 456 |
| 5.1.1. О выборе числа отсчетов и восстановлении сигналов.....                 | 456 |
| 5.1.2. Дискретизация сигнала – равномерная и неравномерная.....               | 458 |
| 5.1.3. Функциональные схемы цифровых осциллографов.....                       | 461 |
| 5.1.4. Достоинства и недостатки цифровых запоминающих осциллографов.....      | 464 |
| 5.1.5. Специальные параметры цифровых осциллографов.....                      | 467 |
| 5.1.6. Об интерполяции в цифровых осциллографах.....                          | 469 |
| 5.1.7. Имитация аналогового послесвечения (технология цифрового фосфора)..... | 470 |

|  |     |
|--|-----|
| 5.1.8. Автоматические измерения .....  | 475 |
| 5.2. Цифровые осциллографы в роли анализаторов спектра .....                               | 478 |
| 5.2.1. Дискретный спектральный анализ.....   | 478 |
| 5.2.2. Оконное быстрое преобразование Фурье и типы окон .....                              | 479 |
| 5.2.3. Реализация спектрального анализа на цифровых осциллографах .....                    | 481 |
| 5.3. Принципы построения стробоскопических осциллографов.....                              | 486 |
| 5.3.1. Принцип действия стробоскопического осциллографа.....                               | 486 |
| 5.3.2. Генераторы стробирующих импульсов .....   | 488 |
| 5.3.3. Устройства выборки сигналов .....   | 489 |
| 5.4. Серийные цифровые осциллографы .....  | 491 |
| 5.4.1. Проблема выбора аналого-цифровых преобразователей .....                             | 491 |
| 5.4.2. Цифровые осциллографы с полосой частот до 1 ГГц.....                                | 495 |
| 5.4.3. ЦЗО фирмы Tektronix с закрытой архитектурой .....                                   | 502 |
| 5.4.4. ЦЗО фирмы Tektronix на базе открытой платформы ПК .....                             | 513 |
| 5.4.5. ЦЗО фирмы LeCroy .....  | 522 |
| 5.4.6. Цифровые осциллографы фирмы Agilent Technologies.....                               | 530 |
| 5.5. Осциллографы смешанных сигналов.....  | 540 |
| 5.5.1. Назначение осциллографов смешанных сигналов .....                                   | 540 |
| 5.5.2. Осциллографы смешанных сигналов фирмы Agilent Technologies.....                     | 540 |
| 5.5.3. Осциллографы смешанных сигналов серии MSO4000 фирмы Tektronix.....                  | 541 |
| 5.5.4. Осциллографы смешанных сигналов фирмы RIGOL .....                                   | 544 |
| 5.5.5. Применение осциллографа WavePro фирмы LeCroy с опцией логического анализатора ..... | 548 |
| 5.6. Стробоскопические осциллографы .....  | 550 |
| 5.6.1. Отечественные стробоскопические осциллографы.....                                   | 550 |
| 5.6.2. Стробоскопический осциллограф – приставка к ПК С1-24.....                           | 551 |
| 5.6.3. Стробоскопический осциллограф TDS8000В фирмы Tektronix.....                         | 555 |
| 5.6.4. Стробоскопический осциллограф 86100С DCA-J фирмы Agilent.....                       | 556 |
| 5.6.5. Стробоскопические осциллографы серии Wave Expert с полосой до 100 ГГц.....          | 557 |

---

|   |         |
|---|---------|
| 5.7. Особенности работы со скоростными цифровыми осциллографами ..... | 561     |
| 5.7.1. Пробники с коррекцией частотной характеристики .....           | 561     |
| 5.7.2. Эволюция конструкции осциллографических пробников .....        | 564     |
| 5.7.3. Пробники с оптической развязкой .....                          | 566     |
| 5.7.4. Токовые пробники для цифровых осциллографов.....               | 567     |
| 5.7.5. Выбор входного сопротивления у осциллографов .....             | 569     |
| 5.7.6. Назначение современных активных пробников .....                | 572     |
| 5.7.7. Широкополосные активные пробники.....                          | 574     |
| 5.7.8. Дифференциальные пробники для ЦЗО .....                        | 576     |
| 5.7.9. Конфигурация измерительной головки пробников .....             | 578     |
| 5.7.10. Пробники для анализаторов сигналов.....                       | 580     |
| <br>Литература.....   | <br>583 |

# Предисловие

К быстропротекающим процессам в электронике, микро- и нанотехнологиях, в ядерной физике, оптоэлектронике, технике скоростной связи, в измерительных приборах и в других областях науки и техники принято относить процессы, протекающие в области наносекундных, пикосекундных и даже фемтосекундных диапазонов времен. Во время Второй мировой войны и вскоре после нее появились первые уникальные методы генерации коротких импульсов и приборы для исследования быстропротекающих процессов в радиолокации, в ядерной и термоядерной технике, распространении радиоволн СВЧ-диапазона, взаимодействии элементарных частиц между собой и средой и т. д. [1]. Затем появились импульсные лазеры, высокоскоростная электронно-оптическая техника и мощная и сверхмощная импульсная энергетика и электроника [2].

В те годы сверхскоростные методы и приборы относились к уникальным разработкам, лежащим в сфере решения первостепенных задач военно-промышленного комплекса (ВПК) СССР. Они вносили большой вклад в решение важной проблемы повышения обороноспособности страны. На эти, часто закрытые, разработки государство не жалело средств, и они проводились интенсивно и на уровне лучших мировых достижений науки и техники. Работы велись практически во всех республиках СССР. Был создан огромный парк измерительных приборов (электронных осциллографов, генераторов сигналов различной формы, измерителей различных электрических и иных величин и др.) [3]. Однако уже тогда возник отрыв многих таких разработок от мирового уровня, связанный с пресловутым «железным занавесом» и ограниченным финансированием.

В начале 90-х годов «железный занавес» пал, и сверхскоростные электронные и оптические приборы и устройства перестали быть уникальными изделиями. Они широко применяются во многих об-

ластях современной науки и техники [4–9]. Достаточно отметить, что микропроцессоры массовых персональных компьютеров работают с тактовой частотой до 3–4 ГГц, что еще с десяток лет тому назад казалось фантастикой. Изделия сверхмассового производства – транзисторы – ныне способны работать с частотами порядка терагерц ( $1 \text{ ТГц} = 10^{12} \text{ Гц}$ ), при этом число их на кристалле сверхбольших интегральных микросхем (СБИС) достигает сотен миллионов и даже нескольких миллиардов штук. А сотовые и световолоконные скоростные системы связи стали массовыми и общедоступными.

Появились новые сферы применения сверхскоростных электронных устройств – видеоимпульсная и оптическая (лазерная) локация, широкополосные системы связи, подпочвенные локаторы (георадары) для наблюдения объектов под землей и за стенами зданий, ультразвуковые измерители уровня разных сред и др. Возникла нано- и субнаносекундная импульсная техника, в том числе сверхвысоких мощностей [2]. Особенно большой прогресс был достигнут в измерительной технике. Были созданы электронные цифровые осциллографы с частотами дискретизации сигналов до 100–500 ГГц [9] и генераторы импульсов с перепадами субнаносекундной (менее  $1 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ ) и даже пикосекундной (до  $1 \cdot 10^{-12} \text{ с}$ ) длительности. По-прежнему в применении таких устройств лидируют ядерная физика, лазерная техника и техника физического эксперимента. В начале освоения пикосекундная, даже фемтосекундная импульсная техника. Растет мощность используемых импульсов – уже есть разработки импульсных генераторов, мощность которых в коротком импульсе сравнима с мощностью ядерного взрыва.

В период распада СССР отечественные разработки в области генерации сигналов, особенно импульсных, до того проводимые с большим размахом, практически прекратились. Дошло до того, что импульсная техника исчезла из перечня специальностей ВАК. Практически распалась промышленность, выпускающая приборы для исследования высокоскоростных устройств и процессов. Этим немедленно воспользовались наши западные соперники – на наш рынок хлынул поток зарубежных разработок таких устройств, которые не так давно мы разрабатывали вполне самостоятельно и которые не уступали зарубежному уровню. Это отражено в многочисленной монографической, учебной и справочной литературе тех лет [21–31]. Многие западные разработки в этой области были выполнены нашими специалистами, вынужденными иммигрировать в США и западные страны.



Главной причиной указанного отставания у нас стало отсутствие современной элементной базы, базирующейся на достижениях микроэлектроники, и разрушение производственных связей между странами – бывшими республиками СССР. Достаточно отметить, что большая часть советских скоростных осциллографов и генераторов коротких импульсов создавалась и выпускалась в Вильнюсском НИИ радиоизмерительных приборов и Минском приборостроительном институте, множество микросхем выпускалось в Киевском НПО «Кристалл» и т. д. В период распада СССР все эти предприятия стали зарубежными фирмами, их взаимодействие было разлажено, а некоторые, процветающие во времена СССР фирмы, просто исчезли.

Автор этой монографии, заведая более четверти века кафедрой промышленной электроники Смоленского филиала МЭИ, еще с конца 60-х годов занимался проблематикой импульсных сверхскоростных устройств, начиная с исследования уникальных возможностей биполярных транзисторов в лавинном режиме их работы. В 70-е годы были разработаны и всесторонне изучены первые советские германиевые специальные лавинные транзисторы серии ГТЗ38 – разработчик Ю. А. Кузнецов из НИИ «Пульсар». Мы активно сотрудничали с этой организацией и Киевским НПО «Кристалл», освоившим выпуск данных приборов в СССР [26–29, 258]. В то время были заложены фундаментальные основы физики и схемотехники лавинных полупроводниковых приборов.

В 1973 г. вышла монография [68] – первая в мире по данному направлению и отмеченная в энциклопедии Википедия по тематике лавинных транзисторов [69]. В 2008 и 2012 г. вышла новая, существенно обновленная и дополненная монография по лавинным транзисторам и тиристорам, их теории и применению [70].

Позже такое сотрудничество было налажено с разработчиками мощных СВЧ МДП-транзисторов и GaAs полевых транзисторов – В. В. Бачуриным и В. Я. Ваксембургом. В 80–90-х гг. нами впервые были показаны уникальные импульсные свойства мощных полевых транзисторов [33, 34, 259], которые позже были положены в основу нового поколения ключевых мощных (силовых) полевых транзисторов. Тогда же нами была предложена структура мощного биполярного транзистора с полевым управлением (авт. свид. СССР № 757061 на «Полупроводниковый прибор» от 21 апреля 1980 г.). Ныне подобные биполярные транзисторы с полевым управлением (IGBT) широко используются в силовой электронике и автоматике [301, 302].

Совместное применение мощных МДП- и GaAs полевых транзисторов с лавинными транзисторами [42–69, 73] открыло новые возможности в построении генераторов импульсов нано- и даже пикосекундного диапазона времен нарастания и спада. По заказу НПО «Элас» Зеленоградского центра микроэлектроники была выполнена крупная тема по проблеме создания высоковольтных и сильноточных нано- и субнаносекундных устройств. Там же автор в 1980 г. защитил докторскую диссертацию. Результаты наших совместных исследований тех лет нашли отражение в ряде книг, в сотнях статей в ведущих научных журналах и в десятках изобретений (часть их упомянута в списке литературы данной книги). Эти работы легли в основу физики работы и схемотехники сверхскоростных электронных устройств.

В ходе этих исследований был обнаружен и описан в [68, 70, 72–102] комплекс физических явлений, позволивший в деталях объяснить уникальные возможности биполярных транзисторов в лавинном режиме работы, в частности сочетание предельно высокого быстродействия с предельными импульсными токами и напряжениями. Ныне это нашло практическое применение как в создании новейших высоковольтных кремниевых лавинных транзисторов фирмой Zetex [251], так и в разработке целого ряда уникальных серийных генераторов мощных коротких импульсов. Они находятся лишь в начале своего развития.

Между тем потребность в стабильных и модулируемых различными видами модуляции сигналов, как синусоидальных, так и импульсных, в последние годы многократно возросла в связи с развитием новых областей их применения – электронно-оптических приборов, видеоимпульсных и ультразвуковых локаторов, гео- и подповерхностных радаров [104–120] и разнообразных систем цифровой связи, в частности мобильных и сотовых [224–228].

Еще во времена СССР была ясна необходимость в универсальных генераторах сигналов типовых форм – синусоидальной, прямоугольной, пилообразной и треугольной. Это привело к развитию аналоговых функциональных генераторов [21–24]. Их частотный диапазон достиг десятков мегагерц, габариты и масса приборов уменьшились в несколько раз, а функциональные возможности заметно возросли.

Начиная с разработок генераторов телевизионных сигналов, появилась необходимость в генерации сигналов намного более сложной формы, чем у обычных импульсных генераторов и функциональных генераторов. К тому же по диапазону частот и стабильности частоты аналоговые функциональные генераторы оказались не способными

удовлетворить жестким требованиям к современным системам цифровой связи, особенно многоканальным, таким как системы мобильной и сотовой связи. Острым стал вопрос об осуществимости регулировки всех параметров сигналов генераторов в широких пределах и с высокой точностью электронными методами и управления генераторами от персональных компьютеров (ПК).

В связи с этим появились новейшие разработки генераторов сигналов на основе прямого цифрового синтеза частот и форм сигналов [44–57, 274]. В таких генераторах применение аналоговой элементной базы резко ограничено, и приборы строятся на основе как стандартных, так и специализированных сверхскоростных цифровых микросхем, аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых (ЦАП) преобразователей. Это обеспечивает легкую и естественную стыковку таких генераторов с другими цифровыми приборами и современными персональными и промышленными компьютерами и резкое повышение точности задания всех параметров. И открывает широкие возможности их применения в испытании и отладке различных электронных и радиотехнических систем и устройств с применением компьютеризированных измерительных средств.

Бурное развитие получили цифровые запоминающие осциллографы (ЦЗО) и стробоскопические осциллографы, полоса частот которых достигла 100 ГГц даже у серийных приборов [5–8, 260]. Появились новые осциллографические приборы для анализа сигналов, спектров и источников сигналов, импульсные и оптические рефлектометры и мини-рефлектометры. Все они, и даже новейшие электронно-оптические стробоскопические осциллографы на основе фемтосекундных лазеров, описаны в данной книге, как и специальные приборы для исследования высокоскоростных фотодиодов, полупроводниковых лазеров и лазерных светоизлучающих решеток и скоростных фотодиодов.

В книге впервые подробно описаны новые приборы для генерации мощных и сверхмощных нано- и пикосекундных импульсов и техника управления лазерным излучением. При этом, в отличие от монографии [2], описывающей в основном уникальные разработки, в данной книге рассмотрены устройства на новейших полупроводниковых приборах, многие из которых уже освоены в серийном производстве. Это описание сопровождается наглядной иллюстрацией работы с этими, порою мало известными нашему читателю, самыми современными приборами. В частности, приведено много примеров такой работы, сопровождаемых осциллограммами, спектрограммами,

диаграммами работы и другими иллюстративными и справочными материалами.

Чтобы вести исследования в области изучения быстропротекающих процессов и измерения их параметров, автор был вынужден создать современную личную лабораторию, оснащенную новейшими зарубежными и некоторыми отечественными приборами, – рис. 0.1. В лабораторию вошли новейшие цифровые осциллографы и генератор произвольных функций корпорации Tektronix, современный цифровой анализатор спектра с трекинг-генератором, высокоточный мультиметр компании Keithley, советский стробоскопический осциллограф С1-91/4 с полосой до 18 ГГц, генераторы коротких импульсов и другие приборы.



Рис. 0.1. Научная лаборатория автора данной книги

Роль измерительной техники в книге отражена особо. Современные цифровые измерительные приборы (генераторы сигналов, осциллографы, анализаторы спектра, сигналов и логики), с одной стороны, являются основными средствами для исследования и тестирования скоростных устройств и систем самого различного назначения, а с другой – типичными объектами применения сверхскоростных процессов. В них широко применяются активные приборы и

специализированные интегральные микросхемы на основе арсенида галлия, широкозонных полупроводников и гетеропереходов. Они лидируют по скоростям и частотам переключения, достигающим десятков и даже сотен гигагерц.

Современная, особенно массовая, измерительная техника описана в ряде книг и обзоров автора [3–7, 274–305]. Естественно, она отражена и в данной книге. Но в последней особое внимание уделено самым новейшим разработкам сверхскоростных приборов не только ведущих фирм мира (Agilent Technologies, Tektronix, LeCroy), но и многих других широко известных фирм мирового значения (IWATSU, R&S, Keithley, RIGOL, Yokogawa и др.). Большинство из этих разработок не описаны в нашей книжной литературе. Так, впервые описаны новые классы измерительных приборов – генераторы сверхкоротких импульсов (фирм Picosecond Pulse Lab, ALPHALAS, AVTECH и др.), цифровые осциллографы-регистраторы и анализаторы спектра оптического излучения фирмы Yokogawa, импульсные и оптические рефлектометры ряда фирм и др. Значительное внимание уделено программным средствам для современных измерительных приборов и стыковке их с персональными компьютерами (ПК).

Следует отметить, что в наше время литературы, посвященной описанию аппаратных средств, выпускается намного меньше, чем литературы по программным средствам, например по моделированию различных устройств и систем. Это вполне понятно – стоимость разработки, исследования и тестирования аппаратных средств намного выше, чем стоимость программных средств. Однако читатель этой книги наверняка знает, что разработка любой современной системы или устройства не может считаться завершенной без их реализации в «железе», то есть без создания соответствующих аппаратных средств. И это делает книги, подобные данной, особенно своевременными и актуальными.

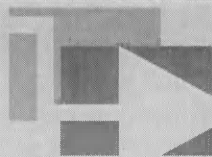
В книгу вошли не только обзорные материалы мировых достижений в области сверхскоростной твердотельной электроники, но и лучшие материалы исследований научной школы автора прошлых лет. Широко использованы и многочисленные материалы обзорных статей автора в новейших журналах «Компоненты и технологии», «Контрольно-измерительные приборы и системы», «Схемотехника», «Силовая электроника», «Беспроводные технологии», «Полупроводниковая светотехника», «Ремонт и сервис» и др. Многие материалы взяты из фирменных описаний приборов, размещенных в Интернете. Значительное внимание уделено практическим аспектам построения

---

сверхскоростных электронных устройств, которые нередко относятся не столько к теории и обычной практике эксперимента, сколько к «черной магии»! Все, кто реально занимался созданием сверхскоростных устройств, знают, что кавычки в этом определении часто неуместны.

Монография рассчитана на самые широкие круги специалистов в различных областях науки и техники, применяющих средства сверхскоростной твердотельной электроники и измерительной техники в своих разработках, научных работников и инженеров, студентов и преподавателей технических университетов и вузов.

## **Благодарности и адреса для переписки**



Автор благодарит генерального директора фирмы Эликс А. А. Афонского за помощь в практическом знакомстве с некоторыми из описанных в этой книге уникальными приборами и за информацию об их характеристиках. Он с признательностью вспоминает о годах плодотворного сотрудничества с рядом представителей электронной промышленности СССР – Ю. Р. Носовым, Ю. А. Кузнецовым, В. В. Бачуриным, В. Я. Ваксембургом и др. Он также признателен многим своим коллегам, поддержавшим работу над этой книгой в наше очень непростое и противоречивое время.

Своими впечатлениями о книге читатель может поделиться с автором, написав ему по адресу электронной почты ([vpdyak@yandex.ru](mailto:vpdyak@yandex.ru)). О своих соображениях читатель может также сообщить по адресу издательства, выпустившего эту книгу.

# Генерация ВЧ- и СВЧ-синусоидальных и модулированных сигналов



Синусоидальные колебания – одни из самых распространенных в природе. Диапазон их частот простирается от тысячных долей герца до тысяч гигагерц. В этой главе обзорно описана техника генерации высокочастотных синусоидальных сигналов, которые находят широкое применение в исследовании и тестировании разнообразных электронных устройств. Наряду с классическими вариантами таких устройств (*LC*- и кварцевых генераторов) описаны новые методы генерации сигналов путем частотного синтеза и прямого цифрового синтеза синусоидальных колебаний с высочайшей стабильностью частоты и высоким ее разрешением. Приведены данные по некоторым типам серийных генераторов синусоидальных сигналов и генераторам качающейся частоты.

## 1.1. Критерии скорости протекания процессов

Пусть некоторый процесс характеризуется временной зависимостью параметра  $u$  –  $u(t)$ . В подавляющем большинстве случаев в данной книге  $u(t)$  это изменение во времени напряжения. Тогда скорость изменения параметра  $u$  во времени в данный момент времени  $t$  определяется как

$$k_v = \frac{du(t)}{dt}. \quad (1.1)$$

Для синусоидального напряжения:

$$k_v = \frac{du(t)}{dt} = \frac{d(A \cdot \sin(2\pi ft))}{dt} = 2A\pi f \cos(t). \quad (1.2)$$



Она пропорциональна амплитуде  $A$  и частоте  $f$  синусоидального напряжения. Максимальная скорость изменения наблюдается при  $t = 0$  (и  $2\pi n$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ):

$$k_{U_{\max}} = 2A\pi f. \quad (1.3)$$

Например, при  $A = 10$  В и  $f = 1$  ГГц ( $10^9$  Гц) максимальная крутизна синусоидального напряжения составит  $6,28 \cdot 10^{10}$  В/с. Заметим, что в ряде применений нано- и субнаносекундной импульсной техники крутизна изменения напряжения на фронтах импульсов достигает значений  $10^{11} - 10^{12}$  В/с и даже выше.

Для перепадов или фронтов импульсов крутизну можно оценить по формуле

$$k_U \approx A/t_{\phi},$$

где  $A$  – амплитуда перепада (импульса),  $t_{\phi}$  – время нарастания (спада), измеренное на уровнях 0,1 А и 0,9 А. Например, при  $A = 10$  В и  $t_{\phi} = 1$  нс имеем  $k_U = 1 \cdot 10^{10}$  В/с. Результат близок к примеру для синусоиды и указывает на фундаментальную связь между частотой и временем нарастания сигналов.

Не существует четкого критерия того, какие именно процессы можно отнести к высокоскоростным. Они различны в механике, авиации или в импульсной электронике. В середине XX века микросекундные импульсные процессы считались высокоскоростными, а в 60–70-х годах к высокоскоростным относили уже импульсные устройства наносекундного диапазона времен. Но уже к концу XX века появились импульсные устройства с субнаносекундной (примерно до 0,1 нс) длительностью фронтов импульсов и началось интенсивное освоение пикосекундного (от 1 до 1000 пс) диапазона времен нарастания импульсов. Скорость изменения напряжения в устройствах этого временного диапазона достигает  $10^{12} - 10^{14}$  В/нс.

Следует отметить, что в большинстве реальных технических устройств используются как быстрые, так и медленные процессы. Подчас медленные процессы неотделимы от быстрых, и такое отделение является искусственным. Часто генераторы даже субнаносекундной длительности работают с частотами всего в сотни герц, а иногда и ниже. Поэтому определенное место в данной книге уделено и сравнительно низкочастотным приборам и устройствам, применяемым совместно с высокоскоростными устройствами.

## 1.2. Синусоидальные и близкие к ним сигналы и их свойства

### 1.2.1. Колебательные системы, создающие синусоидальные колебания

Многие технические и электрические системы и устройства (например, механические маятники, камертоны, струны, колебательные  $LC$ -контуры и др.) без потерь или с малыми потерями при отклонении какого-либо параметра от его исходного значения (в момент времени  $t = 0$ ) проявляют свойства колебательных систем с отклонением этого их параметра по синусоидальному закону. Такие колебательные системы описываются линейным дифференциальным уравнением второго порядка вида

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} + 2a\frac{dx(t)}{dt} + bx(t) = 0. \quad (1.4)$$

Здесь  $x(t)$  – изменяющийся во времени параметр системы (например, напряжение  $u(t)$  или ток  $i(t)$  в электрических или электронных устройствах),  $a$  и  $b$  – постоянные параметры, задающие характер колебательных процессов. Имея нулевую правую часть, уравнение (1.4) описывает свободные колебания в системе. Если в правой части (1.4) вместо 0 поставить функцию времени (функцию воздействия), то уравнение (1.4) будет описывать систему, находящуюся под внешним воздействием. Ныне основой для математического моделирования колебательных систем стали системы компьютерной математики [10–14, 277–284].

### 1.2.2. Математическое представление синусоидальных сигналов

На рис. 1.1 представлены решения уравнения (1.4) в популярной системе компьютерной математики Mathcad [10]. Второй случай решения ( $a = 0$ ,  $b = 1$ ), соответствующий колебаниям в условиях отсутствия потерь в системе, соответствует генерации стационарных синусоидальных колебаний, имеющих неизменные во времени параметры.

Первый и третий случаи иллюстрируют экспоненциальное нарастание и экспоненциальный спад амплитуды синусоидальных колебаний. Строго говоря, это уже не синусоидальные колебания, по-

### Варианты решения ДУ ангармонических колебаний $x''+2ax+bx=0$

Зададим 4 варианта решения уравнения ангармонических колебаний:

|          |         |       |                                |            |               |                               |
|----------|---------|-------|--------------------------------|------------|---------------|-------------------------------|
| $a = -1$ | $b = 1$ | Given | $x''(t) + 2ax'(t) + bx(t) = 0$ | $x(0) = 1$ | $x'(0) = 0.3$ | $X1 = \text{Odesolve}(t, 20)$ |
| $a = 0$  | $b = 1$ | Given | $x''(t) + 2ax'(t) + bx(t) = 0$ | $x(0) = 1$ | $x'(0) = 0.3$ | $X2 = \text{Odesolve}(t, 20)$ |
| $a = .1$ | $b = 1$ | Given | $x''(t) + 2ax'(t) + bx(t) = 0$ | $x(0) = 1$ | $x'(0) = 0.3$ | $X3 = \text{Odesolve}(t, 20)$ |
| $a = 1$  | $b = 1$ | Given | $x''(t) + 2ax'(t) + bx(t) = 0$ | $x(0) = 1$ | $x'(0) = 0.3$ | $X4 = \text{Odesolve}(t, 20)$ |

Построим графики решений:

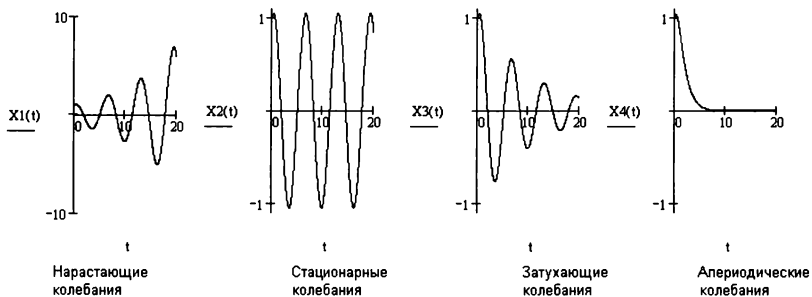


Рис. 1.1. Решение линейного дифференциального уравнения второго порядка, описывающего линейные колебательные системы

скольку амплитуды их периодов меняются во времени и нарушаются присущие синусоиде свойства (например, симметрии полуволн). Однако если изменение амплитуд происходит достаточно медленно, то колебания можно считать синусоидальными. На этом основан метод *медленно меняющихся амплитуд*.

Четвертое решение, показанное на рис. 1.1, соответствует преобразованию колебательной системы в аperiodическую. Сигнал при этом затухает по экспоненциальному закону. И его форма резко и качественно отлична от синусоидальной.

На практике линейные системы не позволяют получать стационарные синусоидальные колебания (сигналы), поскольку обеспечить точно нулевое значение параметра  $a$  практически невозможно. Малейшее отклонение этого параметра в ту или иную сторону приводит к появлению нарастающих (при  $a < 0$ ) или убывающих (при  $a > 0$ ) по амплитуде колебаний. Так что чисто синусоидальное колебание (второй случай на рис. 1.1) в линейной системе является теоретической абстракцией.

### 1.2.3. Стационарные и модулированные синусоидальные сигналы

Временные зависимости стационарных синусоидальных колебаний для электрических систем описываются хорошо известными выражениями:

$$u(t) = U_M \sin(2\pi ft + \theta) \quad \text{и} \quad i(t) = I_M \sin(2\pi ft + \theta). \quad (1.5)$$

Синусоидальные сигналы характеризуются тремя параметрами:

- $U_M$  или  $I_M$  – амплитуда переменного напряжения или тока (измеряется в вольтах или амперах);
- $f$  – частота (число периодов, возможно неполных) в единицу времени (измеряется в герцах – один период в секунду);
- $\theta$  – фазовый сдвиг (сдвиг зависимостей в долях периода, для рис. 1.4 фазовый сдвиг равен 0).

Типичные временные зависимости синусоидальных колебаний представлены на рис. 1.2. При стационарных синусоидальных колебаниях все три параметра их неизменны во времени. Собственно говоря, только такое колебание (сигнал) является строго синусоидальным. Изменение любого параметра во времени означает *модуляцию колебаний* – амплитудную, частотную или фазовую. Изменение параметра во времени означает, что сигнал становится принципиально иным – *нестационарным*.

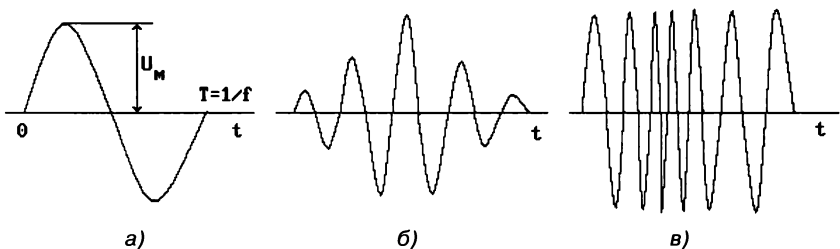


Рис. 1.2. Временная зависимость синусоидального сигнала:

- а) один период сигнала, б) амплитудно-модулированный сигнал, в) частотно-модулированный сигнал

Синусоидальные сигналы являются периодическими, то есть их временная зависимость повторяется и имеет место условие  $u(t) = u(t + T)$ , где  $T = 1/f$  – период повторения сигнала. Фазовый сдвиг сигналов напряжения и тока (или входного и выходного напряже-

ний) связан с влиянием реактивных компонент ( $L$  и  $C$ ) цепей, а также с работой различных фазосдвигающих цепей, например фазоинверторов и трансформаторов. Фазовый сдвиг измеряется в градусах ( $360^\circ$  соответствуют сдвигу на период) или в радианах ( $2\pi$  радиан соответствуют сдвигу на период).

### 1.2.4. Мощность синусоидальных сигналов

Временная зависимость синусоидального напряжения представлена на рис. 1.2а. Нетрудно заметить, что напряжение плавно изменяется в пределах от  $-U_M$  до  $+U_M$ , что создает изменение мощности сигнала во времени. Стало быть, можно говорить о мгновенной мощности

$$\begin{aligned} P(t) &= u(t)i(t) = I_M^2 R \sin^2(2\pi ft + \theta) = \\ &= \frac{I_M^2 R}{2} (1 + \sin(2(2\pi ft + \theta))) = \frac{U_M^2}{2R} (a + \sin(2(2\pi ft + \theta))). \end{aligned} \quad (1.6)$$

Она пульсирует с удвоенной частотой и достигает пиковых значений

$$P = I_M U_M = I_M^2 R = U_M^2 / R \quad (1.7)$$

в моменты времени, когда уровень сигнала равен максимальному значению во время положительной и отрицательной полуволн. Удвоение частоты пульсаций мощности легко понять – мощность не зависит от полярности полуволн синусоидального сигнала и достигает пика в середине каждой полуволны.

Средней, или активной, мощностью называют мощность, усредненную за период. Для синусоидального напряжения она равна:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{I_M U_M}{2} = \frac{I_M^2 R}{2} = \frac{U_M^2}{2R}. \quad (1.8)$$

Выделяемое нагрузкой источников переменного тока тепло пропорционально активной мощности.

Отличие реальной формы сигнала от синусоидальной означает появление в спектре сигнала новых гармонических составляющих – гармоник с частотой, кратной частоте  $f$  сигнала. Более подробно этот вопрос рассматривается в главе 2.

## 1.2.5. Параметры переменных напряжений и токов

Переменные напряжения и токи могут характеризоваться различными показателями. Например, переменное периодическое напряжение произвольной формы  $u(t)$ , помимо амплитудных значений, может характеризоваться:

- средним значением (постоянной составляющей)  $U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$ ;
- средневыпрямленным значением  $U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt$ ;
- эффективным, или действующим, значением  $U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$ .

Чаще всего о действии переменного напряжения или тока судят по средней за период мощности, которая разогревает активное сопротивление  $R$ , по которому проходит переменный ток (или на которое подается переменное напряжение). Процесс нагрева инерционный, и обычно его время намного больше периода  $T$  переменного напряжения или тока. В связи с этим принято пользоваться действующим значением синусоидального напряжения и тока:

$$I_d = I_M / \sqrt{2} \text{ или } U_d = U_M / \sqrt{2}. \quad (1.9)$$

Отсюда ясно, что для измерения действующего значения синусоидального напряжения или тока достаточно измерить их амплитудное значение и поделить на  $\sqrt{2} = 1,414$  (либо умножить на 0.707).

Отклонение формы переменного напряжения от синусоидальной принято учитывать коэффициентом формы:

$$k_\Phi = U_d / U_{cp}. \quad (1.10)$$

Для прямоугольного сигнала (меандра)  $k_\Phi = 1$ , а для синусоидального  $k_\Phi = \sqrt{2} = 1,414$ . Такое различие вызывает большую разницу показаний даже в этих простых случаях. В случае сложной формы сигналов измерение их действующих значений токов порою может дать занижение до 50% истинных результатов. В связи с этим были созданы приборы, измеряющие *истинное среднеквадратическое значение* переменного напряжения и тока, которое определяется по нагреву линейного резистора, подключенного к измеряемому напряжению. Они обычно помечаются лейбом True RMS.

Уровень сигнала часто измеряется в логарифмических единицах – *децибелах*. Для отношения напряжений:

$$\text{дБ} = 20 \log \left( \frac{U_2}{U_1} \right), \quad (1.11)$$

где  $U_1$  – исходное напряжение,  $U_2$  – измеряемое напряжение. Нетрудно убедиться в том, что 6 дБ соответствуют отношению 2, 20 дБ – 10, 40 дБ – 100 раз и т. д. Децибелы положительны, если  $U_2 > U_1$ , и отрицательны, если  $U_2 < U_1$ . Нередко в децибелах отражают абсолютный уровень переменного напряжения – относительно  $U_1$  с амплитудой 1 В (или эффективным значением 0,707 В). Впрочем, иногда за 0 дБ берут и другие уровни напряжения – например, в милливольтметрах ВЗ-48 это 0,775 В.

Для мощности вводится логарифмическая единица – децибелы мощности:

$$\text{дБм} = 10 \log \left( \frac{P_2}{P_1} \right). \quad (1.12)$$

При записи их множителя учитывается квадратичная зависимость мощности от напряжения или тока.

Отличие формы сигналов от синусоидальной ведет к появлению в их спектре наряду с первой гармоникой ряда высших гармоник. *Коэффициент нелинейных искажений* НЧ-сигналов часто оценивается величиной:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100\%, \quad (1.13)$$

где  $U_i$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, n$ ) – напряжение  $i$ -й гармоники сигнала. Оно может достигать нескольких процентов у простых схем RC-генераторов и до тысячных долей процента у специально сконструированных генераторов низких частот (см. ниже).

### 1.2.6. Колебания в нелинейных системах

Существует множество методов моделирования синусоидальных сигналов. Простейший метод – задание синусоидального сигнала прямо по его аналитическим формулам – (1.5). Это возможно в любой системе компьютерной математики и в любом языке программирования. Для этого достаточно иметь функции синуса  $\sin(t)$  и косинуса  $\cos(t)$ . Задание амплитуды, частоты и фазы в этом случае вполне очевидно.

Возможно также моделирование синусоидальных колебаний решением порождающих их дифференциальных или разностных уравнений. Наиболее удобны для этого современные системы компьютерной математики [10–13]. Пример этого уже был описан выше – см. рис. 1.1. Блоки генерации синусоидальных сигналов есть во всех системах математического моделирования механических, электрических и радиотехнических систем. Например, они широко представлены в библиотеке блоков широко известного пакета расширения Simulink матричной системы компьютерной математики MATLAB [12, 13, 282, 283]. С помощью подобных программ легко провести моделирование различных систем генерации синусоидальных и других колебаний.

Близкие к синусоидальным установившиеся колебания позволяют получать нелинейные системы или системы с регулируемым параметром  $a$ . Ван-дер-Полем было показано, что многие из указанных выше систем (например,  $LC$ -генераторы на электронных лампах и полевых транзисторах, имеющих квадратичную передаточную характеристику) описываются нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка вида, представленного на рис. 1.3. Параметром, определяющим степень нелинейности, является параметр  $\mu$ . При  $\mu = 0$  нелинейность не проявляется, и уравнение Ван-дер-Поля превращается в уравнение колебательной системы без потерь – (1.4).

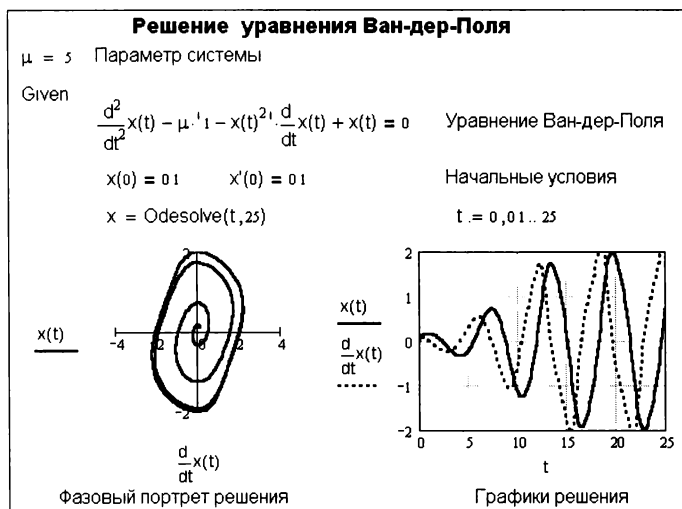


Рис. 1.3. Решение нелинейного дифференциального уравнения Ван-дер-Поля в системе Mathcad



На рис. 1.3 показано решение нелинейного дифференциального уравнения Ван-дер-Поля при  $\mu = 0,5$ . Нетрудно заметить, что довольно быстро колебания дорастают до стационарных и имеют близкую к синусоидальной форму. Чем выше параметр  $\mu$ , тем сильнее форма колебаний отличается от синусоидальной и начинает приобретать участки быстрого изменения (в пределе близкие к разрывным).

При теоретическом анализе колебательных систем часто их решение описывается в виде *фазового портрета* колебаний. Для его построения используется параметрический график, у которого по оси  $X$  откладывается параметр  $x$ , а по оси  $Y$  – производная от  $x$ . В случае синусоидальных колебаний фазовый портрет имеет форму эллипса. Параметром  $x$  может быть угол отклонения маятника (груз на подвеске), напряжение на элементах колебательного контура и т. д. Пример построения фазового портрета для системы Ван-дер-Поля показан на рис. 1.3 (левый график).

### 1.2.7. Типы источников синусоидальных сигналов

В радиотехнике и в измерительной технике применяются несколько основных типов реальных источников синусоидальных или близких к ним сигналов – *генераторов синусоидального напряжения*:

- низкочастотные  $RC$ -генераторы;
- высокочастотные  $LC$ -генераторы;
- генераторы с пьезокристаллическими, кварцевыми и электро-механическими резонаторами;
- генераторы, формирующие синусоидальные сигналы из треугольных сигналов путем их плавного ограничения;
- генераторы, реализующие цифровые методы синтеза синусоидальных сигналов.

Вплоть до 60-х годов ушедшего XX века генераторы синусоидального напряжения строились почти исключительно первых трех типов [15–20]. Но затем развитие микроэлектроники и появление высококачественных аналоговых компонентов (прежде всего интегральных операционных усилителей) привело к широкому распространению функциональных генераторов, составивших основу аналоговых генераторов четвертого типа [20–24]. В приборах этих поколений были использованы как дискретные полупроводниковые приборы, так и аналоговые интегральные микросхемы [25–32].

Наряду с биполярными транзисторами широкое применение в генераторах ВЧ и СВЧ нашли полевые транзисторы – как кремниевые, так и арсенид-галлиевые [33–36]. В последние годы они сильно

потеснили биполярные транзисторы. В СВЧ-генераторах заметное место заняли туннельные диоды, лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна. Определенные преимущества имеют приборы на основе арсенида галлия (GaAs), у которого подвижность носителей намного выше, чем у германиевых и кремниевых приборов. Соответственно, выше и предельные рабочие частоты транзисторов (они достигают десятков гигагерц).

В 70–80-е годы бурное развитие цифровой и вычислительной техники [4, 40] привело к разработке и освоению массового производства генераторов пятого типа, основанных на цифровых методах синусоидальных и многих других (в том числе произвольных) видов сигналов. Однако эти приборы были очень дороги и уникальны. Но к концу XX века были созданы большие интегральные схемы (БИС) для прямого цифрового синтеза синусоидальных и даже произвольных сигналов, и такие генераторы получили широкое распространение на рынке измерительных генераторов.

## **1.3. Основы построения высокочастотных генераторов синусоидальных сигналов**

### **1.3.1. Обобщенная схема генератора с обратной связью**

Большинство типов аналоговых генераторов синусоидальных сигналов строятся по обобщенной функциональной схеме, показанной на рис. 1.4 [15–17]. Основой генератора являются частотно-избирательная цепь ИЦ и усилитель У, охваченные через цепь обратной связи ЦОС обратной связью. В качестве ИЦ могут использоваться RC-цепи, колебательные LC-контуры, кварцевые и пьезоэлектрические резонаторы и т. д. Разумеется, предполагается, что усилитель (активный прибор) питается от источника электрической энергии, обычно источника постоянного напряжения.

Избирательная цепь как четырехполюсник характеризуется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и фазочастотной характеристикой (ФЧХ), которые в нормированном по частоте ( $\Omega = f/f_0$ ) виде показаны на рис. 1.4б и 1.4в.

Моделирование и теоретический анализ показывают, что цепь рис. 1.6 при указанных выше ИЦ описывается дифференциальным

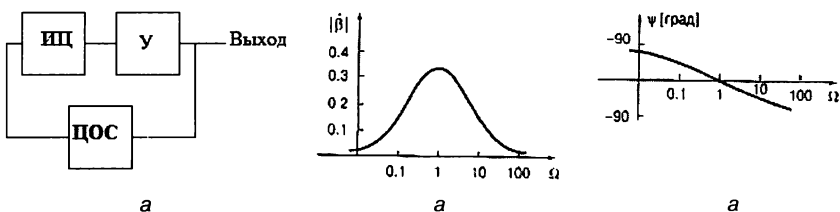


Рис. 1.4. Обобщенная схема генератора синусоидальных колебаний (а), АЧХ избирательной цепи (б) и ее ФЧХ (в)

уравнением второго порядка, которое в случае линейности цепи имеет решение в виде стационарных, нарастающих или спадающих по амплитуде синусоидальных колебаний. Это верно, если скорость нарастания или спада достаточно мала. На этом основан метод медленно меняющихся амплитуд, широко используемых при анализе генераторов синусоидальных колебаний.

Колебания в системе рис. 1.4а возникают при двух одновременно выполняемых условиях:

- баланса фаз – на частоте колебаний общий фазовый сдвиг должен быть равен 0 или кратен  $2\pi$  (это означает, что обратная связь в системе рис. 1.4а должна быть положительной на частоте генерации);
- баланса амплитуд – петлевой коэффициент передачи на частоте колебаний должен быть равен 1 или несколько превышать 1 (при равенстве 1 наступает генерация стационарных колебаний с неизменной амплитудой).

Если усилитель имеет нестабильный фазовый сдвиг, то на частоте генерации он должен быть скомпенсирован фазовым сдвигом избирательной цепи ИЦ, а это означает смещение частоты относительно значения  $f_0$ , при котором фазовый сдвиг ИЦ полагается равным 0. Таким образом, фазовая стабильность усилителя (и ИЦ) является показателем стабильности частоты возникающих колебаний.

### 1.3.2. Стабилизация амплитуды у генераторов синусоидальных сигналов

До сих пор предполагалось, что усилитель У и ИЦ линейны или, по крайней мере, работают в линейном режиме. Однако в этом случае условие баланса амплитуд оказывается чисто теоретической абстракцией. Малейшее изменение его приведет либо к затуханию амплитуды колебаний, либо к ее неограниченному росту.

Здесь мы сталкиваемся со случаем, когда нелинейность усилителя полезна. Обычно коэффициент усиления нелинейного усилителя уменьшается по мере роста амплитуды сигнала на его выходе. Так что если условие баланса при малой амплитуде нарушено (петлевой коэффициент передачи больше 1), то колебания на выходе устройства рис. 1.6а будут нарастать по амплитуде, что приведет к уменьшению коэффициента усиления усилителя. В конце концов, при некоторой амплитуде выходного сигнала петлевой коэффициент передачи станет равным точно 1, и наступит баланс амплитуд. Это соответствует установившемуся режиму работы генератора.

Уместно отметить, что усилитель вносит в ИЦ изменения ее параметров, так что частота колебаний может несколько отличаться от значений  $f_0$  при идеальной ИЦ. Это тоже может быть источником неустойчивости частоты.

В зависимости от выбранных ИЦ, У и ЦОС возможно построение множества схем автогенераторов – генераторов, в которых синусоидальные колебания возникают автоматически. *RC*-генераторы не требуют громоздких *LC*-контуров и легко реализуются в диапазоне частот от герца до десятка мегагерц. Однако *RC*-цепи имеют низкую избирательность и плохо фильтруют гармоники сигнала, что ведет к заметным нелинейным искажениям и невысокой стабильности частоты.

### 1.3.3. Методы и виды модуляции синусоидальных сигналов

Поскольку все три параметра синусоидального сигнала неизменны во времени, то сигналы (напряжения или токи) называются *стационарными*. Если осуществляется их изменение во времени (*модуляция*), то сигналы будут *нестационарными* – см. рис. 1.2б и 1.2в. В большинстве случаев речь идет об измерении параметров синусоидальных сигналов или сигналов с медленно изменяющимися во времени параметрами. Это позволяет рассматривать такие сигналы как синусоидальные, хотя это и не совсем так – модулированные сигналы становятся уже нестационарными и не являются строго синусоидальными.

Устройства, осуществляющие модуляцию синусоидальных сигналов, называют *модуляторами*. Иногда это очень простые устройства. Например, амплитудную модуляцию часто получают, примешивая усиленный модулирующий сигнал к напряжению питания генерато-

ра. Частотная модуляция осуществляется включением в колебательный контур генератора варикапа – прибора, емкость которого меняется с изменением напряжения.

В настоящее время число видов модуляции резко возросло. В частности, в современных системах связи наряду с уже рассмотренными амплитудной, частотной и фазовой модуляцией широко используются различные виды *цифровой модуляции*, основанные на *векторном представлении* сигналов. При нем амплитуду и фазу можно рассматривать как длину и угол поворота вектора в полярной системе координат. Такое же рассмотрение подходит и для декартовой (прямоугольной) системы координат (X,Y). При этом *I* представляет горизонтальную компоненту (X), а *Q* – вертикальную компоненту (Y) – рис. 1.5. Для хранения выборок сигнала в данном случае используется формат *I/Q*-выборок.

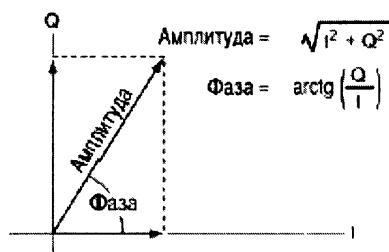


Рис. 1.5. Векторное представление сигнала (гармоники)

Подлежащие демодуляции сигналы при этих видах модуляции представлены на рис. 1.6 и наглядно иллюстрируют различные принципы демодуляции сигналов с различными видами модуляции. Диаграммы, характеризующие положения точек конца радиус-вектора модулированного синусоидального сигнала при кодоимпульсной модуляции, обычно называют *звездными диаграммами*.

Рассмотрим особенности некоторых видов цифровой модуляции. *Квадратурная фазовая манипуляция* – цифровой формат модуляции, в котором точки распознавания символов появляются при сдвиге по фазе на  $90^\circ$ . *Квадратурная амплитудная модуляция* – формат модуляции высокого порядка, в котором амплитуда и фаза непрерывно меняются, обозначая множество состояний. Даже такие сложные виды модуляции, как *ортогональное мультиплексирование частотным де-*

лением, можно разложить на амплитудные и частотные компоненты.

Демодуляция АМ-сигналов состоит в вычислении мгновенной амплитуды для каждой выборки  $I/Q$ , сохраненной в памяти, и развертки результатов во времени. Демодуляция ФМ-сигналов состоит в вычислении фазового угла выборок  $I$  и  $Q$ , сохраненных в памяти, и развертки их во времени после устранения разрывов функции арктангенса в районе значений  $\pm 90^\circ$ . После вычисления фазовой траектории в виде записи во времени ФМ вычисляется путем дифференцирования по времени.

В число многочисленных разновидностей цифровой модуляции входят такие известные форматы, как частотная манипуляция, двухпозиционная фазовая манипуляция, квадратурная фазовая манипуляция, гауссова манипуляция с минимальным сдвигом, квадратурная амплитудная модуляция, ортогональное мультиплексирование частотным делением и др. Цифровая модуляция в сочетании с назначением каналов, фильтрацией, управлением мощностью, коррекцией ошибок и протоколами связи часто представляет целый стандарт цифровой связи, предназначенный для безошибочной передачи битов информации по радиоканалу.

## 1.4. Основные типы генераторов высокочастотных синусоидальных сигналов

### 1.4.1. RC-генераторы

RC-генераторы используются для генерации сверхнизких и низких частот, а также радиочастот примерно до 10 МГц [17]. Как правило, модуляция у таких генераторов не используется, за исключением не-

### Analog Demodulators



### Digital Demodulators

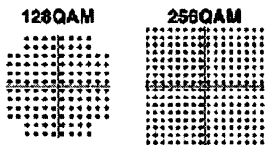


Рис. 1.6. Иллюстрация демодуляции сигналов с различными видами модуляции

которых моделей с частотой генерируемых сигналов выше 100 кГц. Стабильность частоты  $RC$ -генераторов уже на частотах в сотни килогерц явно недостаточна для многих их применений. В связи с этим  $RC$ -генераторы далее не рассматриваются.

### 1.4.2. LC-генераторы синусоидального напряжения и их математическое моделирование

На высоких частотах (от десятков килогерц до сотен мегагерц, а иногда и выше) применяются  $LC$ -генераторы на основе высокодобротных  $LC$ -контуров. Частота контура (последовательного или параллельного), на которой фазовый сдвиг равен 0, обычно очень близка к *резонансной частоте* идеального последовательного  $LC$ -контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.14)$$

Заметим, что на этой частоте реактивное сопротивление катушки индуктивности  $L$  равно по модулю реактивному сопротивлению конденсатора  $C$ , что в последовательном контуре ведет к их взаимной компенсации, так что результирующее сопротивление контура падает до минимальной величины, равной последовательному сопротивлению потерь  $r$ . Сопротивление параллельного контура, напротив, на резонансной частоте становится большим и также активным.

Отсюда следует возможность изменения частоты  $LC$ -генератора (в том числе частотной модуляции) изменением емкости  $C$  или индуктивности  $L$ . Для этого используются конденсаторы переменной емкости и катушки переменной индуктивности – *вариометры* (на много реже). Выпускаются также переменные конденсаторы на основе  $p$ - $n$ -перехода (*варикапы*), емкость которых управляется напряжением. Их применение позволяет строить генераторы, управляемые напряжением.

Поскольку частота  $LC$ -контура обратно пропорциональна квадратному корню от произведения  $LC$ , то кратность плавного изменения частоты оказывается намного меньшей, чем у  $RC$ -генераторов. Обычные конденсаторы переменной емкости и некоторые варикапы имеют кратность изменения емкости  $k_c = C_{\max}/C_{\min} = 10\text{--}30$ , а потому кратность изменения частоты  $k_f = \sqrt{k_c}$  в реальных условиях (за счет увеличения  $C_{\min}$  вследствие емкости монтажа и активного прибора генератора) обычно достигает 3–4.

Фильтрующая способность  $LC$ -контура определяется его добротностью  $Q$  – отношением реактивного сопротивления элементов  $L$  или  $C$  к активному сопротивлению потерь  $r$  контура. Значения  $Q$  у радиочастотных контуров составляют несколько десятков и даже сотен. При этом  $Q$  определяет и полосу частот контура  $\Delta f = f_0/Q$ . Очевидно, что чем выше  $Q$ , тем более стабильна частота генератора. Стабильность частоты  $LC$ -генераторов на 1–2 порядка выше, чем у  $RC$ -генераторов. Но относительная нестабильность частоты редко получается меньшей  $10^{-4}$ .

Благодаря довольно высокой фильтрующей способности колебательных  $LC$ -контуров получение синусоидальной формы от  $LC$ -генераторов оказывается более простой задачей, чем в случае построения  $RC$ -генераторов. Однако и тут простые схемы могут давать  $K_f$  до нескольких процентов – особенно при неудачном выборе точки съема сигнала. Часто вместо  $K_f$  чистоту спектра ВЧ-генераторов оценивают просто по уровню гармоник сигнала.

В задачу данной монографии не входит описание всех возможных схем  $LC$ -генераторов – их существует много сотен, если не тысяч. Мы рассмотрим лишь несколько типовых схем, иллюстрирующих методы построения  $LC$ -генераторов. Заметим, что в наше время построение схем генераторов и оценка их возможностей резко облегчаются возможностью математического моделирования этого класса устройств.

На рис. 1.7 показан пример моделирования  $LC$ -генератора синусоидального сигнала с помощью матричной системы MATLAB R2010 с применением пакета расширения по блочному визуально-ориентированному имитационному моделированию Simulink и пакета расширения по моделированию радиочастотных устройств RF Blockset. Как видно по рис. 1.7, диаграмма модели моделируемого генератора подобна его принципиальной схеме и состоит из набора выбираемых из библиотеки блоков нужных компонентов. Описание методики моделирования и полного набора библиотек системы MATLAB можно найти в литературе [12, 13 и др.]. Возможно моделирование и с применением других систем схемотехнического моделирования, например MicroCAP, OrCAD, PSPICE и т. д.

Указанные средства моделирования позволяют оценить все этапы работы генератора – возникновение колебаний, их рост, начало ограничения амплитуды вследствие нелинейности схемы генератора и установление стационарного режима работы, при котором амплитуда колебаний неизменна (она определяется шириной полосы осциллограммы в конце рис. 1.7). Виртуальный осциллограф диаграммы дает



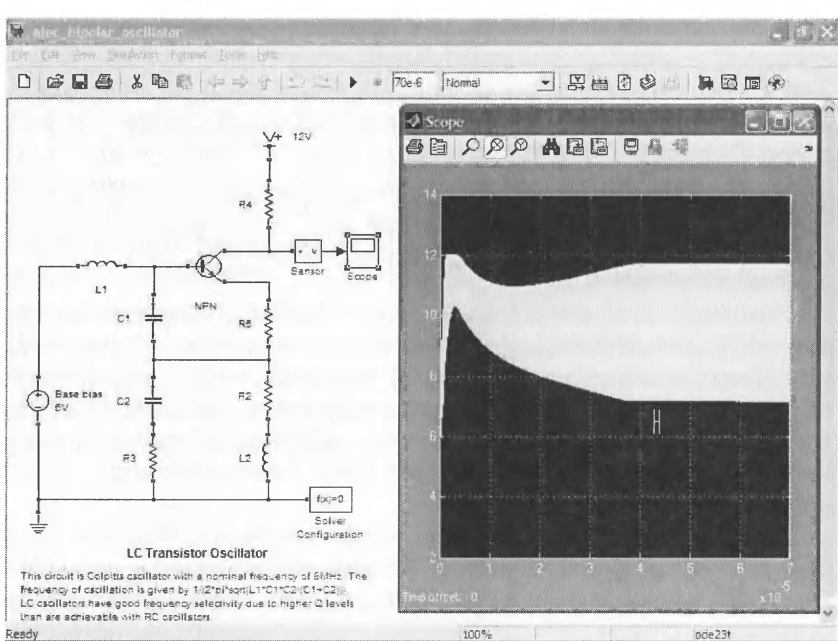


Рис. 1.7. Пример моделирования LC-генератора синусоидального сигнала

возможность выделить и рассмотреть подробно любой участок осциллограммы. Выбрав мышью небольшой плоский участок «ленты» сигнала, можно убедиться в том, что в стационарном режиме форма колебаний получается практически синусоидальной.

### 1.4.3. Некоторые практические схемы транзисторных LC-генераторов

Классическая схема автогенератора на транзисторе, включенном по схеме с общей базой, представлена на рис. 1.8а. Каскад с общей базой не инвертирует фазу, поэтому для создания положительной обратной связи достаточно подать сигнал с части контура на эмиттер транзистора. Эта схема (при использовании соответствующего транзистора и контура) может работать на частотах от десятков килогерц до сотен мегагерц и выше. Генерация на высоких частотах облегчается высокой граничной частотой транзистора  $f_{\alpha}$  в схеме с общей базой. Поскольку входное сопротивление каскада с общей базой мало, то не-

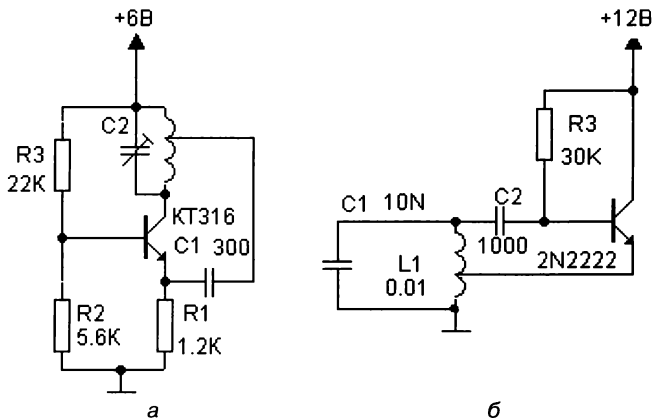


Рис. 1.8. LC-генераторы на транзисторе:

включенном по схеме с общей базой и контуром с неполным включением (а) и на транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором с автотрансформаторным включением контура (б)

обходимо согласование между высокоомной выходной цепью усилителя и его низкоомной входной цепью. Оно и достигается неполным включением контура.

Еще одна классическая схема LC-генератора показана на рис. 1.8б. Здесь используется каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель), который тоже не инвертирует фазу входного сигнала, но имеет коэффициент передачи, несколько меньший 1. Поэтому для соблюдения условия баланса амплитуд надо использовать повышающее напряжение – автотрансформаторное включение индуктивности колебательного контура.

Заметим, что каскад с общим коллектором, как и каскад с общей базой, имеют лучшие частотные свойства, чем каскад с общим эмиттером. Их граничная частота  $f_{\alpha}$  намного выше граничной частоты в схеме с общим эмиттером  $f_{\beta} = (\beta + 1)f_{\alpha}$ , где  $\beta \gg 1$  – коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером. Это гарантирует устойчивую работу автогенератора на высоких частотах.

Множество генераторов созданы на основе каскада с общим эмиттером, дающего наибольшее усиление по току и по мощности. Однако эта схема каскада не очень удачна для построения генераторов из-за намного более худших частотных свойств биполярного транзистора в ней, по сравнению с предыдущими схемами его включения. Подобные автогенераторы строятся и на полевых транзисторах по схеме

с общим истоком, достоинством которых является высокое входное сопротивление.

К сожалению, все классические схемы транзисторных автогенераторов имеют определенные недостатки. Основным из них является необходимость в согласовании импедансов входной и выходной цепей каскадов и  $LC$ -контура. Это и приводит к необходимости автотрансформаторного включения контура или к применению отдельной катушки связи. В связи с этим было создано множество оригинальных схем автогенераторов, в которых контур используется без отводов от катушки индуктивности и без дополнительных катушек связи, усложняющих реализацию контуров и затрудняющих их коммутацию в многодиапазонных генераторах.

Помимо индуктивных трехточек, применяются и емкостные трехточки. Их достоинство – отсутствие отвода от катушки индуктивности. Однако емкостная обратная связь увеличивает начальную емкость контура и ограничивает пределы перестройки генератора по частоте.

На рис. 1.9 показана схема  $LC$ -генератора на основе каскада с общим истоком на полевом транзисторе и каскада с общим эмиттером на биполярном транзисторе. Это сочетание полезно тем, что первый каскад имеет очень высокое входное сопротивление, а второй – высокое выходное сопротивление. Подключение выхода второго каскада на вход первого каскада создает положительную обратную связь, а роль ИЦ играет полностью включенный  $LC$ -контур.

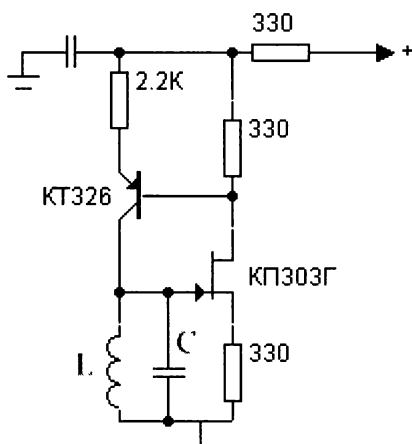


Рис. 1.9. Генератор с полным включением  $LC$ -контура на полевом и биполярном транзисторах

На рис. 1.10 представлена схема автогенератора на двухзатворном полевом транзисторе (тетроде). Это классическая схема *LC*-генератора на основе каскада с общим стоком, но в цепь стока включен резистор для создания выходного сигнала. Полевой тетрод имеет малую входную емкость, что позволило обеспечить широкий диапазон регулировки по частоте с помощью варикапа ВВ112. Диапазон перестройки лежит в пределах от 7 до 40 МГц.

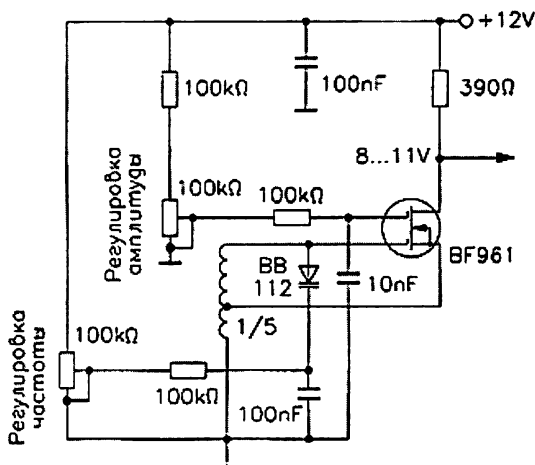


Рис. 1.10. Генератор на полевом транзисторе с электронной перестройкой частоты от 7 до 40 МГц

Иногда в генераторах с перестройкой частоты (например, в генераторах качающейся частоты – ГКЧ) применяются и генераторы с катушкой контура на ферритовом сердечнике, частота которых в широких пределах меняется подмагничиванием феррита с помощью электромагнита. В измерительных генераторах часто используется и электронная автоподстройка частоты. Наиболее популярной является фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ). Она будет описана в этой главе чуть ниже.

#### 1.4.4. *LC*-генераторы на негатронах

Приборы с дифференциальным отрицательным сопротивлением (с ВАХ S-типа) и отрицательной дифференциальной проводимостью (с ВАХ N-типа) принципиально могут использоваться в *LC*-генераторах [36–39]. Считается, что это упрощает их схемы.

Однако приборы с S-образной ВАХ, например диносторы и тиристоры, имеют для такого применения серьезные недостатки: невысокие частоты работы, плохую для данного применения форму ВАХ (падающий участок расположен почти горизонтально) и плохо согласованное с сопротивлением потерь контура дифференциальное сопротивление. Такие приборы включаются в последовательный LCR-контур и компенсируют в нем последовательное сопротивление потерь  $r$ .

Приборы с N-образными ВАХ, например туннельные диоды или  $\Lambda$ -диоды и транзисторы для генерации колебаний, включаются в параллельный LC-контур (рис. 1.11). При этом дифференциальная отрицательная проводимость прибора должна компенсировать положительную проводимость – потерю контура, пересчитанную к его зажимам. Ввиду малых по модулю отрицательных проводимостей указанных приборов (десятки–сотни ом) согласование их с проводимостью контуров возможно только на ВЧ и СВЧ. Это и определяет перспективность применения туннельных диодов для построения схем ВЧ- и СВЧ-генераторов.

В промышленных масштабах выпускаются германиевые и арсенид-галлиевые туннельные диоды. Германиевые диоды имеют меньшее напряжение на падающем участке, но оно меньше вольта и немного выше у арсенид-галлиевых туннельных диодов. Для стабилизации рабочей точки на падающем участке в генераторе рис. 1.12 используется параметрический стабилизатор на прямо включенном обычном диоде с балластным резистором  $R$ . Для согласования резонансной проводимости контура с малым по модулю отрицательным сопротивлением используется подключение туннельного диода к части LC-контура.

Генераторы подобного типа могут использоваться на частотах в десятки и сотни мегагерц, а при специальном оформлении резонатора – и на гораздо более высоких частотах. Мощность генераторов невелика – единицы–десятки микровольт. Так что какими-либо особыми преимуществами перед обычными транзисторными генераторами они не обладают.

Существуют негatronы, имеющие дифференциальное отрицательное сопротивление, например лавинно-пролетные диоды. Они

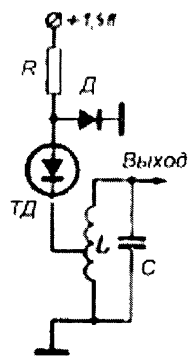


Рис. 1.11. Схема LC-генератора на туннельном диоде

применяются на СВЧ. Есть и твердотельные генераторы на приборах Ганна. Они также применяются на СВЧ, и на их основе созданы миниатюрные генераторы.

### 1.4.5. LC-генераторы синусоидальных сигналов на интегральных микросхемах

LC-генераторы могут строиться на интегральных микросхемах [24]. Однако простые LC-генераторы в интегральном исполнении не имеют особых преимуществ перед генераторами на обычных транзисторах. К таким микросхемам приходится подключать ряд навесных элементов – катушку и конденсатор контура, блокирующий питание конденсатор и др. В результате особого упрощения схемы генераторов не происходит и экономически часто генератор на микросхеме проигрывает генератору на одном-двух транзисторах.

Ситуация меняется, если генераторы должны удовлетворять специальным требованиям, например перестраиваться напряжением в широких пределах, иметь повышенную температурную стабильность частоты и т. д. Таковы, например, генераторы для синтезаторов частоты, описанных ниже. Подобные генераторы выпускаются фирмой SINERGY [42]. На рис. 1.12 показаны две схемы подобных генераторов этой фирмы. Управление осуществляется с помощью параллельно включенных варикапов. Такое включение варикапов увеличивает их суммарную емкость и пределы перестройки частоты.

### 1.4.6. Кварцевые резонаторы и генераторы

Относительная нестабильность частоты  $\Delta f/f$  обычных LC-генераторов составляет  $10^{-4}$ – $10^{-3}$  и лишь у генераторов, размещенных в термостате, может достигать  $10^{-5}$ . Это означает невысокую стабильность частоты, явно недостаточную для многих современных применений генераторов в измерительной технике и в радиотехнике.

Давно известным методом кардинального уменьшения относительной нестабильности частоты (до  $10^{-12}$ – $10^{-6}$ ) является замена LC-контура болсе (рис. 1.13) стабильным резонатором – электро-механическим, кварцевым, молекулярным и т. д. Наиболее широко используются кварцевые резонаторы, генераторы с которыми имеют относительную нестабильность частоты  $10^{-8}$ – $10^{-5}$ . Меньшие значения нестабильности получают размещением кварцевого резонатора (а чаще всего генератора) в термостате, температура внутри которого поддерживается с точностью до 0,001–0,5%.

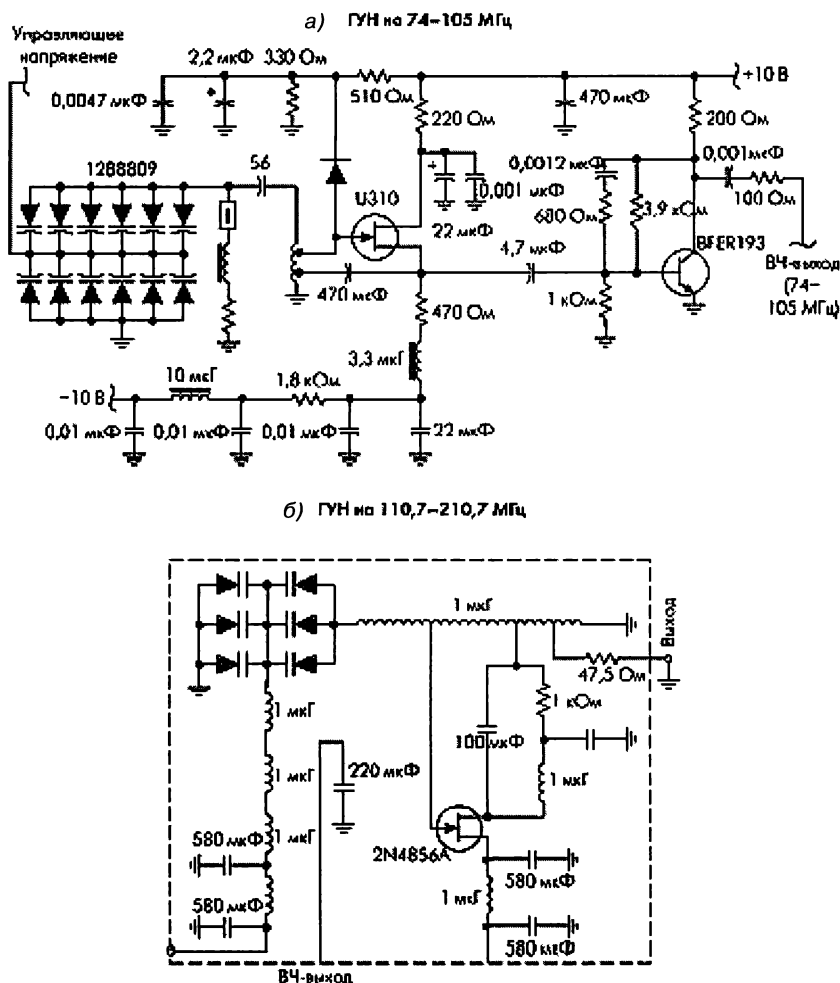


Рис. 1.12. Управляемые напряжением генераторы на диапазоны частот от 74 до 105 МГц (а) от 110,7 до 207,7 МГц (б)

Размеры кварцевого резонатора возрастают с уменьшением частоты их резонанса. Наивысшую стабильность частоты имеют кварцевые резонаторы, размещенные в корпусе с глубоким вакуумом. Высокочастотные резонаторы часто используются в схемах умножения частоты.

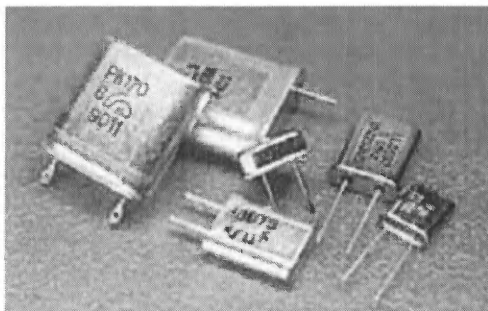


Рис. 1.13. Внешний вид ряда кварцевых резонаторов, выпускаемых серийно

Благодаря обратному пьезоэффекту кварцевая пластина колеблется при приложении к ней переменного напряжения. Если частота его приближается к частоте механического резонанса, то амплитуда механических колебаний резко усиливается, и благодаря прямому пьезоэффекту в кварце возникает электрическое поле, усиливающее ток, протекающий через кварцевую пластину. При этом резонатор ведет себя как последовательный  $LCR$ -контур очень высокой добротности  $Q$  – до нескольких миллионов. С учетом собственной емкости обкладок пластин  $C_0$  эквивалентная схема *кварцевого резонатора* приобретает вид, показанный на рис. 1.14а.

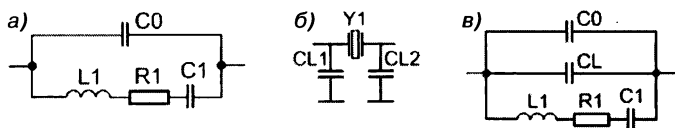


Рис. 1.14. Эквивалентные схемы кварцевого резонатора: обычная (а), установленного на печатную плату (б) и полная (в)

Как видно по рис. 1.14а, резонанс кварца может быть обусловлен как последовательным, так и параллельным эквивалентным колебательным контуром. Расчеты показывают, что резонансные частоты очень близки, но все же немного различаются. Выпускаются кварцы, у которых частота резонанса ориентирована на последовательный или параллельный резонанс, что надо учитывать при выборе как резонатора, так и схемы генератора.

При установке кварцевого резонатора на печатную плату нужно учитывать емкости монтажа (нагрузки)  $CL1$  и  $CL2$  – рис. 1.14б. В ре-



в результате эквивалентная схема кварцевого резонатора приобретает вид, показанный на рис. 1.14в.

Частоты последовательного  $f_s$  и параллельного  $f_p$  резонансов кварцевого резонатора равны:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 \cdot C1}} \quad \text{и} \quad f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C1}{C0 + CL}}. \quad (1.15)$$

При этом  $f_p > f_s$ . В паспортных данных на кварцевые резонаторы обычно указывается частота параллельного резонанса и емкость нагрузки. С помощью формулы для  $f_p$  нетрудно оценить отклонение частоты параллельного резонанса от паспортного значения при несоответствии емкости  $CL$  ее номинальному значению. Меняя емкость нагрузки  $CL$ , можно в некоторых (очень небольших) пределах менять частоту резонанса кварцевого резонатора.

Свойства кварцевых резонаторов, в частности температурный дрейф их резонансной частоты, зависят от углов среза пластины в кристалле кварца относительно кристаллографических осей – рис. 1.15. При определенных углах среза можно получить близкий к нулю температурный дрейф (срез типа ВТ), но в пределах небольшой области температур, например  $20 \pm 5$  °С или  $60 \pm 5$  °С. Кварцевые резонаторы с таким температурным диапазоном часто помещаются в термостаты и используются для построения вторичных эталонов частоты. Существуют несколько видов срезов кварцевых пластин, от них зависят размеры пластин и тип их колебаний.

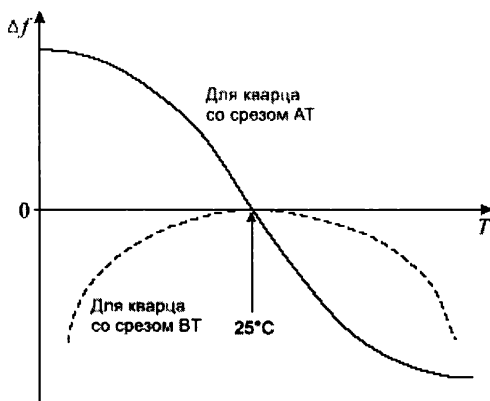


Рис. 1.15. Температурные зависимости частоты для кварцевых резонаторов с различным типом среза

Кварцевые резонаторы типа ВТ применяются в термостабилизированных генераторах. Их нестабильность достигает значения порядка  $10^{-6}$ , что достаточно для многих применений таких генераторов. При других срезах для повышения стабильности частоты применяются термостатируемые кварцевые резонаторы или в целом генераторы. Термостат должен обеспечивать стабильность температуры порядка  $0,001-0,1$  °С, что возможно при тщательном его проектировании.

Большим недостатком кварцевых генераторов является невозможность перестройки их частоты. С помощью последовательного подстроечного конденсатора (триммера) частоту кварцевого генератора можно менять в очень небольших пределах (десятые–сотые доли процента). В широких пределах частоту можно менять, используя методы частотного синтеза. Они будут описаны далее.

Четверть века назад кварцевый генератор в аппаратуре считался особым шиком и применялся в сравнительно дорогих устройствах, например измерительных приборах для их калибровки по частоте. Но в наше время кварцевые резонаторы доступны и выпускаются в огромной номенклатуре. Так что если нужен простой генератор на фиксированную частоту, то его нередко проще построить на миниатюрном кварцевом резонаторе, чем на более громоздком и куда более нестабильном *LC*-контуре. Впрочем, не стоит забывать, что высокостабильный кварцевый резонатор стоит заметно дороже, чем *LC*-контур.

В качестве усилителя довольно часто применяются логические микросхемы, триггеры Шмита, операционные усилители, различные каскады на биполярных и полевых транзисторах. На рис. 1.16 показано несколько схем кварцевых генераторов, выполненных на логических микросхемах.

Кварцевые генераторы на логических микросхемах обычно генерируют несинусоидальное напряжение. Оно скорее близко к прямоугольным импульсам. Однако такие генераторы автоматически согласуются по уровням сигнала со стандартными интегральными схемами и могут применяться для работы с ними, например в качестве тактовых генераторов. Для понижения частоты могут использоваться цифровые делители частоты, которые есть практически во всех сериях логических микросхем.

В схемах низкочастотных кварцевых генераторов иногда используются интегральные операционные усилители – рис. 1.17, например.

Биполярные транзисторы по-прежнему являются наиболее приемлемыми для построения схем кварцевых генераторов вследствие

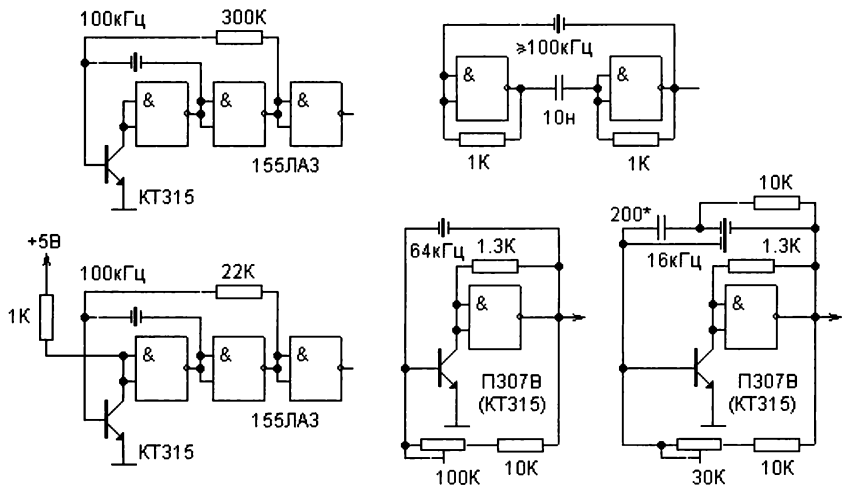


Рис. 1.16. Схемы кварцевых генераторов на логических микросхемах

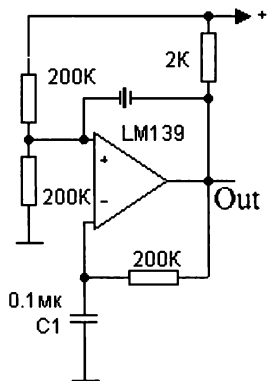


Рис. 1.17. Схема кварцевого генератора на интегральном операционном усилителе

их дешевизны (нередко они стоят несколько рублей или центов) и достаточной высокочастотности (частоты в сотни мегагерц). Часто это делает построение кварцевых генераторов на них экономически более оправданным, чем на интегральных микросхемах.

В литературе, особенно в радиолюбительской, можно найти огромное число схем кварцевых автогенераторов. Выпускаются и модули кварцевых генераторов. Это законченные устройства, выполненные в герметичных корпусах, предназначенных для монтажа на печатную плату. Фирма «Платан» [240] предлагает на нашем рынке серию модулей кварцевых генераторов.

Эти модули строятся на стандартных массовых микросхемах TTL и МОП, есть и варианты с электронной подстройкой частоты. Модули покрывают диапазоны частот от 1 до 100 МГц. Напряжение питания модулей 5 В. Модули типа 1 рассчитаны на фиксированные частоты, они имеют три задействованных выхода (общий, питания и выход). В модулях типа 2 имеется дополнительный вход для управляющего напряжения.

Компания Pendulum выпускает эталонные кварцевые генераторы 6688 с термостабилизацией и нестабильностью частоты  $2 \cdot 10^{-8}$  за год [4]. Она же выпускает генераторы серии 6889 с рубидиевым опорным генератором с нестабильностью  $2 \cdot 10^{-10}$  в год. Генераторы имеют ряд выходов и могут обеспечивать высокостабильной опорной частотой ряд приборов. В России приборы поставяет фирма «Эликс» [238].

### 1.4.7. Пути улучшения параметров генераторов синусоидальных сигналов

Измерительные аналоговые генераторы, в том числе *генераторы стандартных сигналов* (ГСС), требуют принятия определенных мер по стабилизации частоты и амплитуды синусоидального сигнала и уменьшению его искажений. Кроме того, нередко требуется обеспечение довольно широкого диапазона изменения частоты.

Не вдаваясь слишком далеко в теорию автогенераторов, все же отметим, что стабильность их частоты зависит от параметра  $Q = f_0 / 2\Delta f$  – добротности избирательной цепи ИЦ, где  $2\Delta f$  – *полоса пропускания*, оцениваемая по спаду резонансной кривой на 3 дБ по обе стороны от частоты резонанса  $f_0$  (или квазирезонанса для *RC*-цепей). Чем выше добротность и меньше полоса пропускания, тем меньше изменяется частота генерации, на которой соблюдаются условия баланса фаз и амплитуд. Изменение частоты может быть обусловлено также изменением фазы усилителя или ИЦ вследствие изменения температуры, напряжения питания и иных факторов.

У резонансных *LC*-контуров  $Q$  лежит в пределах от нескольких десятков до сотен. Так что по стабильности частоты *LC*-автогенераторы, как правило, намного превосходят *RC*-генераторы. Однако для получения высокой стабильности частоты нужны соответствующие конструктивные меры, например применение катушек индуктивности с обмоткой, полученной вжиганием серебра в керамический каркас, или изготовление обмотки методом электролитического осаждения серебра. Помимо этого, используются и другие методы улучшения стабильности частоты *LC*-генераторов. Они сводятся к:

- применению жестких механических конструкций, например литого шасси, керамических каркасов для катушек индуктивности и т. д.;
- выбору высокостабильных компонентов – индуктивностей  $L$  и конденсаторов  $C$ ;
- применению температурной компенсации, когда, к примеру, положительный температурный коэффициент изменения ин-

дуктивности компенсируется отрицательным температурным коэффициентом емкости конденсатора;

- применению термостатов, обеспечивающих постоянство рабочей температуры как в целом генератора, так и его резонаторов (например, кварца или *LC*-контура);
- использованию схем автоматической подстройки частоты генератора по гармоникам и субгармоникам высокостабильного опорного сигнала кварцевого генератора;
- применению буферных усилительных каскадов (эмиттерных повторителей, каскадов на полевых транзисторах с высоким входным сопротивлением, усилителей на широкополосных операционных усилителях и др.).

Большинство аналоговых измерительных *LC*-генераторов строятся на основе схемы *LC*-генератора с буферным резонансным каскадом. Применение такого каскада резко снижает искажения формы сигнала из-за его ограничения в *LC*-генераторе и уменьшает влияние на *LC*-генератор нагрузки. Кроме того, это позволяет легко модулировать сигнал по амплитуде изменением напряжения питания буферного усилителя. Как правило, применяются и цепи автоматической стабилизации уровня выходного напряжения путем сравнения выпрямленного напряжения сигнала с опорным постоянным напряжением, усиления их разности и воздействия ее на регулирующий элемент, изменяющий напряжение питания буферного каскада. Изменение опорного напряжения по закону НЧ-модулирующего сигнала позволяет легко осуществлять амплитудную модуляцию с достаточно линейной модуляционной характеристикой.

Такие генераторы, как правило, используют для смены диапазонов частот переключение катушек индуктивности и (для плавного изменения частоты) сдвоенный воздушный конденсатор переменной емкости. Плавная перестройка частоты возможна до 2–3 раз. Поэтому для перекрытия диапазона частот от 100 кГц до 35–50 МГц приходится использовать до 5–10 поддиапазонов частот.

На выходе буферного каскада ГСС высоких частот включаются измеритель выходного напряжения, низкоомный переменный резистор (потенциометр) для плавной регулировки сигнала и прецизионный делитель выходного напряжения – аттенюатор.

Принятие всех этих мер, или даже их части, ведет к существенному усложнению схем ВЧ-генераторов (и тем более СВЧ-генераторов) стандартных сигналов. Разумеется, для питания электронных узлов таких генераторов приходится использовать стабилизированные ис-

точники питания. Разбор конкретных схем измерительных генераторов выходит за рамки данной книги. Тем более в связи с тем, что выпуск измерительных генераторов на основе  $LC$ -генераторов в последнее время резко сокращается, и они заменяются генераторами на основе синтезаторов частоты и прямого цифрового синтеза формы сигналов.

Советская промышленность выпускала большую номенклатуру аналоговых *генераторов стандартных сигналов* (ГСС), перекрывающих весьма широкий диапазон частот – от инфразвуковых до гигагерцовых. К сожалению, с распадом СССР разработка и промышленное производство этих приборов сильно сократились, многие НИИ и КБ списали эти приборы, а их запасы (к счастью, огромные) попали на склады и продаются по дешевке. Нередко с давно просроченными сроками хранения и эксплуатации и, естественно, отсутствием метрологического обеспечения.

В основном применяются три типа ГСС:

- низкочастотные (звуковые) генераторы на диапазон частот от 10–20 Гц до 20–100 (иногда и выше) кГц (рассмотрены выше);
- генераторы стандартных ВЧ-сигналов (диапазон частот от 100 кГц до 50–150 МГц, иногда и выше);
- генераторы стандартных СВЧ-сигналов (диапазон частот от примерно 0,1 ГГц до десятков гигагерц).

К синусоидальным сигналам генераторов всегда примешан некоторый шум – амплитудный и фазовый. Амплитудный шум обычно мало существен. А вот фазовый шум обуславливает кратковременную нестабильность частоты, которую желательно иметь как можно меньшей.

Обычно уровень фазовых шумов источника синусоидальных сигналов измеряется спектральным методом, при котором уровень шума при отстройке от несущей на частоту  $f_m$  оценивается выражением:

$$L(f_m) = P_0 - \left[ P_{noise, f_m} - 10 \cdot \log \frac{B_{noise}}{\Gamma_{ц}} + D_{корр} \right], \quad (1.16)$$

где  $P_0$  – мощность несущей сигнала,  $P_{noise, f_m}$  – мощность фазовых шумов при отстройке по частоте  $f_m$ ,  $B_{noise}$  – шумовая полоса узкополосного фильтра анализатора,  $D_{корр}$  – коэффициент корректировки. Теоретические основы спектральных методов описаны в [18].

Этот метод имеет ряд достоинств:

- легкая и быстрая подготовка к измерениям;
- широкий диапазон отстроек – от 10 Гц до 1 ГГц;

- параллельное измерение уровня гармоник, побочных излучений и уровня просачивания мощности в соседние каналы;
- прямые измерения уровня фазовых шумов при незначительном уровне амплитудных шумов.

Однако есть и ряд недостатков этого метода:

- невозможность разделения фазовых и амплитудных шумов;
- ограничение динамического диапазона измерений уровнем собственных шумов опорного генератора и тепловыми шумами прибора;
- невозможность измерения фазовых шумов при малых расстройках (менее 10 Гц) из-за просачивания несущей в полосу пропускания анализатора.

Для высокоточного контроля источников сигналов некоторые фирмы выпускают специализированные анализаторы спектра, называемые *анализаторами источников сигналов*. От обычных анализаторов спектра они отличаются возможностью не только анализа спектра сигналов, но и измерения низких уровней фазовых шумов источников сигналов. *Анализаторы сигналов* объединяют два прибора – анализатор спектра высокого класса и анализатор источников сигналов.

Недостатки измерения фазового шума спектральным методом отсутствуют у метода, основанного на применении фазового детектора с вырезанием несущей. У этого метода на фазовый детектор подаются два сигнала – исследуемый и высокостабильный опорный. Равенство частот сигналов обеспечивается схемой фазовой автоподстройки частоты. При малых отклонениях фазы измеряемого сигнала сигнал на выходе фазового детектора оказывается пропорциональным изменению фазы исследуемого сигнала. Этот метода реализован в современных анализаторах сигналов фирмы R&S.

#### **1.4.8. Генераторы на основе синтезаторов частоты**

Необходимость в существенном повышении точности задания частоты синусоидальных сигналов и расширении их частотного диапазона привела к разработке синтезаторов частоты [41–43]. Типичная функциональная схема такого генератора с синтезатором на основе делителей частоты с управляемым коэффициентом деления показана на рис. 1.18. Основу генератора составляют два генератора. Первый генератор – это высокостабильный опорный генератор эталонной

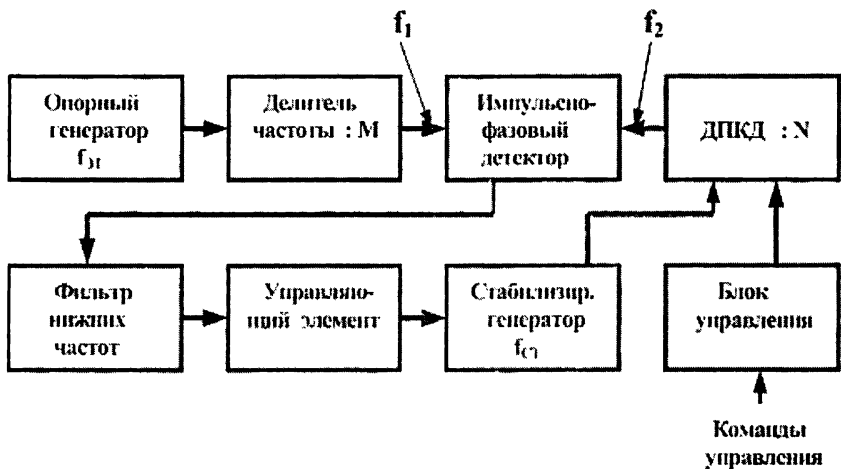


Рис. 1.18. Функциональная схема генератора синусоидального сигнала на основе цифрового синтезатора частоты

частоты  $f_{гр}$  и делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления  $M$ . Он формирует разрешение по частоте  $f_1 = f_{гр}/M$ .

Второй генератор перестраивается в достаточно широких пределах цепью фазовой автоподстройки частоты. Его сигнал делится в  $N$  раз с помощью делителя с переменным коэффициентом деления ДПКД. Для перестройки делителя используется блок управления. Сигнал с частотой  $f_1 = f_{ст}/N$  сравнивается с сигналом с частотой  $f_2 = f_{гр}/M$  с помощью импульсного фазового детектора. Его выходной сигнал фильтруется фильтром низких частот и подается на регулирующий элемент, меняющий частоту стабилизированного генератора до тех пор, пока не будет обеспечено условие  $f_1 = f_2$ , что соответствует установившейся частоте стабилизированного генератора

$$f_{ст} = f_{гр} \cdot N/M. \tag{1.17}$$

Например, если нужно получить частоты от 1 до 2 МГц с шагом в 1 Гц, надо при  $f_{гр} = 1$  МГц иметь  $M = 1 \cdot 10^6$  и  $N$  от  $1 \cdot 10^6$  до  $2 \cdot 10^6$ .

Поскольку в генераторах этого типа не используется квантование по амплитуде сигнала, последний является непрерывным и может иметь весьма близкую к синусоидальной форму. Генераторы с функциональной схемой рис. 1.18 и разными ее вариантами выпускаются в виде специализированных интегральных микросхем частотных синтезаторов. Примером может служить показанная на рис. 1.19 схе-



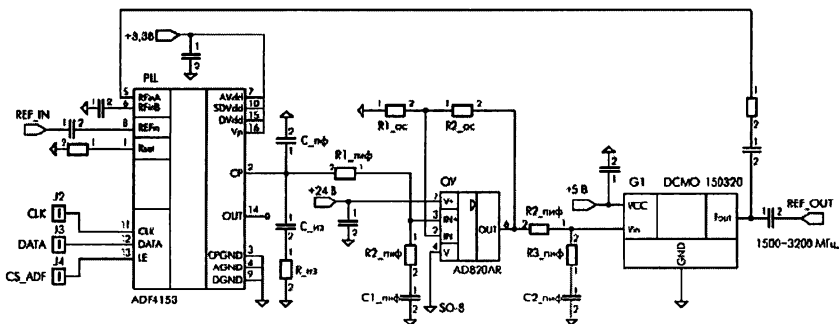


Рис. 1.19. Схема простого синтезатора на трех микросхемах

ма синтезатора на трех микросхемах, обеспечивающая получение частот от 1500 до 3200 МГц [42].

Разумеется, синтезаторы частоты для широкодиапазонных измерительных генераторов – куда более сложные устройства. Но с учетом возможности их построения на микросхемах они оказываются конструктивно проще устаревших аналоговых генераторов и даже выгоднее их в экономическом плане.

## 1.5. Серийные аналоговые ВЧ-генераторы синусоидальных сигналов

### 1.5.1. Измерительные аналоговые генераторы ВЧ-синусоидальных сигналов

Генераторы, которые не используют прямой цифровой синтез синусоидальных сигналов, принято относить к аналоговым генераторам. Изначально эти приборы строились на основе *LC*-генераторов, как правило, с буферным резонансным каскадом и цепями электронной стабилизации амплитуды выходного сигнала и амплитудной модуляции. Первые советские приборы этого класса, например ГСС-6 и ГЗ-18А, выполнены на электронных лампах, высоко ценились за свою неприхотливость и высокую степень экранировки. Они позволяли работать с уровнями сигналов до 0,1 мкВ, тогда как чувствительность даже профессиональных и военных коротковолновых радиоприемников тех времен была на уровне 2–5 мкВ.

Хорошо известная массой своих измерительных приборов фирма Good Will уже давно поставляет на российский рынок упрощенный генератор ВЧ-сигналов GRG-450B (рис. 1.20). Но назвать его генератором стандартных сигналов трудно. Хотя прибор имеет довольно широкий диапазон частот (от 0,1 до 150 МГц с «калиброванными» гармониками в диапазоне от 150 до 450 МГц), ему присущ ряд серьезных недостатков: сильно искаженный выходной сигнал (искажения видны на обычных осциллограммах сигнала даже на глаз), большая неравномерность АЧХ, некалиброванный выход, заметная паразитная амплитудная модуляция.

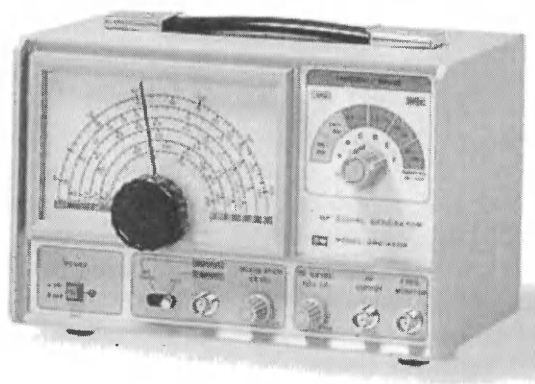


Рис. 1.20. Простой генератор ВЧ-сигналов GRG-450B

Погрешность установки частоты прибора – 5%, возможна амплитудная модуляция внутренняя (частота 1 кГц) и внешняя (от 50 Гц до 20 кГц). Изучение прибора показало, что он выполнен по примитивной схеме LC-генератора без резонансного буферного каскада и вообще без средств точной подгонки частотной шкалы (не считая возможности изменения  $L$  раздвижением витков катушек или их секций).

По всем показателям сигналов эти приборы заметно уступают даже нашему старому советскому ГСС Г4-102. Но они имеют привлекательный внешний вид, удобную и большую шкалу частот, малые габариты (247×158×140 мм) и малый вес (2,5 кг).

Китайская фирма MCR известна на российском рынке своими дешевыми измерительными приборами, в частности осциллографами и генераторами. Ныне на нашем рынке представлены две моде-

ли простых радиочастотных генераторов – это HG1500 с аналоговой шкалой частот и HG1500D (рис. 1.21) с цифровым частотомером для отсчета частоты.



Рис. 1.21. Внешний вид радиочастотного генератора HG-1500D

Еще в СССР был разработан ряд генераторов синусоидального напряжения с цифровым синтезом сигнала. Некоторые модели таких генераторов дожили до наших дней. Так, генератор высокочастотный Г4-154 имеет широкий диапазон частот от 100 Гц до 50 МГц с цифровой установкой и индикацией частот и возможностью амплитудной модуляции. Размеры прибора 356×133×370 мм, вес 10,5 кг.

Из числа вполне современных и не слишком дорогих отечественных ГСС нового поколения стоит отметить прибор Г4-158А, который перекрывает диапазон частот от 0,1 до 130 МГц. Установка частоты дискретная с цифровым контролем. Предусмотрены амплитудная и частотная модуляции (с девиацией до 400 кГц). У прибора Г4-158 диапазон частот немного уже (до 100 МГц) и предусмотрена возможность только амплитудной модуляции.

У более новых приборов Г4-164/164А диапазон частот расширен до 640 МГц, но это куда более дорогие и тяжелые приборы (вес 22 кг против 10 у Г4-158/158А).

Генератор Г4-219 – настольный цифровой прибор общего назначения. Прибор имеет все указанные ранее пять режимов работы: НГ, АМ, ЧМ, ФМ и ИМ. Предусмотрено управление генератором через встроенный интерфейс RS-232. Основные данные прибора:

- рабочий диапазон несущей частоты от 1 Гц до 100 МГц;
- шаг установки несущей частоты от 0,001 до 10 Гц;
- основная погрешность установки несущей частоты не более  $5 \cdot 10^{-6}$ ;
- максимальный уровень выходного сигнала на нагрузке 50 Ом не менее 20 мВт;
- глубина регулировки выходного сигнала 100 дБ;
- основная погрешность регулировки выходного уровня не более 1 дБ при регулировке 60 дБ и не более 2,5 дБ при регулировке до 100 дБ;
- рабочий диапазон модулирующей частоты от 0,1 Гц до 100 кГц от внутреннего генератора с шагом перестройки от 0,1 до 10 Гц;
- два вида внутреннего генератора модулирующего напряжения в режиме АМ и ФМ: синусоидальный и прямоугольный;
- четыре вида внутреннего генератора модулирующего напряжения в режиме ЧМ: синусоидальный, прямоугольный, треугольный и линейно-импульсный.

Эти приборы хорошо подходят для снятия интермодуляционных характеристик и характеристик чувствительности радиоприемников и радиоизмерительных приборов. Имеют ряд специальных тестов, упрощающих процедуру измерения. Имеют ряд опций (дополнительных средств): модулятор GSM, модулятор Bluetooth и GSM и высокоскоростной импульсный модулятор. Габариты Г4-219 невелики (290×130×210 мм), масса около 5 кг.

Фирма JungJin поставляет на наш рынок генератор АМ/ЧМ/стерео ЧМ-сигналов SG-1501В. Прибор имеет частотный диапазон от 100 кГц до 50 МГц с дискретностью установки частоты 100 Гц и погрешность установки частоты  $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ . Выходной уровень сигнала от -20 дБмкВ до 126 дБмкВ, уровень паразитных и гармонических составляющих  $\leq -30$  дБн. Это стационарный прибор, предназначенный для исследования, разработки и отладки радиоприемных устройств бытового и специального назначения.

Под торговой маркой АКТАКОМ фирма «Эликс» поставляет на российский рынок две вполне современные модели высокочастотных генераторов с цифровым синтезатором частоты. Модель АНР-2015 – высокочастотный генератор АМ/ЧМ-сигналов с частотным диапазоном 100 кГц–300 МГц. Модель АНР-2150 имеет частотный диапазон 100 кГц–150 МГц. Диапазон уровней выходного сигнала -121... +7 дБм на нагрузке 50 Ом. Виды модуляции: АМ, ЧМ и ЧМ-стерео, запись/считывание до 100 профилей настройки, RS-232. Приборы

могут иметь приборный порт GPIB (опция), питание 220 В, габаритные размеры 115×430×310 мм, масса 4,5 кг.

## 1.5.2. Измерительные аналоговые генераторы СВЧ-синусоидальных сигналов

LC-генераторы перекрывают диапазон частот примерно до 300 МГц. Это соответствует лишь нижней границе СВЧ-диапазона частот, к которому относятся частоты выше 30 МГц. На частотах свыше 300 МГц (0,3 ГГц) колебательные контуры конструктивно вырождаются в сосредоточенные цепи и волноводы.

Большинство СВЧ-генераторов обеспечивают следующие режимы работы:

- НГ – немодулированные колебания;
- АМ – амплитудная модуляция от внутреннего или внешнего сигнала;
- ЧМ – частотная модуляция от внутреннего или внешнего сигнала;
- ФМ – фазовая модуляция от внутреннего или внешнего сигнала;
- ИМ – импульсная модуляция от внутреннего или внешнего сигнала.

В СССР выпускалась обширная серия СВЧ-генераторов, доживших до наших дней и реализуемых на нашем рынке некоторыми фирмами. Ниже приведены краткие данные по отдельным таким генераторам:

- **Г4-176** 0,1–1020 МГц, АМ-, ЧМ-, ИМ-, ТВ-модуляция, запоминание 11 состояний, управление процессором; вес 24 кг.
- **Г4-211** 1,07–4,0 ГГц, 80 мВт, НГ, АМ, ЧМ, КОП.
- **Г4-193** 1–4 ГГц; режимы работы НГ, АМ, ЧМ, ИМ, частотомер, калиброванный выход.
- **Г4-194** 2–8,3 ГГц; режимы работы НГ, АМ, ЧМ, ИМ.
- **Г4-174** 17,44–25,95 ГГц, высокая точность установки частоты 0,01%; вес 30 кг.
- **Г4-212** 2,0–8,15 ГГц, 60 мВт, НГ, АМ, ЧМ, КОП.
- **Г4-195** 8,0–18,0 ГГц.
- **Г4-213** 8,15–17,85 ГГц, 40 мВт, НГ, АМ, ЧМ, КОП.

Из генераторов СВЧ-диапазона частот представляет интерес серия генераторов РГ4-\*\*. Например, генератор РГ4-14 перекрывает диапазон частот от 78,33 до 118,1 ГГц. Он предназначен для генери-

рования квазигармонических немодулированных и модулированных сигналов; имеет режимы ручной, автоматической и цифровой дистанционной перестройки частоты. Габариты и масса этого прибора вполне умеренные: 304×120×308 мм, масса – 10 кг.

СВЧ-генераторы советских времен, за редким исключением, были громоздкими и тяжелыми приборами. И сейчас цены на эти приборы довольно высоки, так что к приборам массового применения такие генераторы отнести нельзя. Общей чертой этого поколения генераторов являются их узкий диапазон частот и невысокая стабильность частоты.

За время с 1990 г. и до наших дней разработка подобных СВЧ-генераторов у нас и за рубежом практически была прекращена из-за присутствия им недостатков. Почти повсеместно такие приборы вытесняются приборами на основе цифрового синтеза высокостабильных частот.

### **1.5.3. Измерительные СВЧ-генераторы с цифровым синтезатором**

Ко времени распада СССР появились разработки СВЧ-генераторов на основе цифровых синтезаторов частоты. Приведем краткие сведения о нескольких отечественных генераторах такого типа с достаточно широким диапазоном частот:

- **Г4-220** 1–2400 МГц; модуляции: АМ, ЧМ, ФМ, ИМ; габариты 474×131×260 мм; масса 8 кг.
- **РГ4-03** 0,05–1,1 ГГц, импульсная модуляция, самодиагностика; вес 30 кг.
- **РГ4-05** 2–3,2 ГГц, импульсная модуляция, самодиагностика; вес 25 кг.

Фирма «Прист» под торговой маркой АК ИП также поставляет на наш рынок генераторы различных сигналов. Так, генератор АК ИП ГСВЧ-3000 – типичный генератор с цифровым синтезом частоты синусоидального сигнала. Характеристики прибора следующие:

- частотный диапазон 10–3000 МГц;
- прямой цифровой синтез сигналов;
- высокое разрешение выходной частоты (1 Гц);
- низкий уровень фазовых шумов;
- девиация частоты до 100 кГц с разрешением 0,1 кГц;
- широкий диапазон установки выходного уровня (–120...0 дБм);
- защита выхода от внешнего источника (25 Вт максимально);
- запись в память до 20 профилей.

Этот генератор рассчитан на применение в качестве источника сигналов, начиная с радиочастотного диапазона до СВЧ-диапазона.

### 1.5.4. Аналоговые генераторы фирмы Agilent Technologies

Обширную номенклатуру современных аналоговых сигнал-генераторов (Analog Signal Generator) в наши дни выпускает крупная американская фирма Agilent Technologies [52, 242]. Так называются приборы с LC-генераторами, стабилизированными цифровой системой автоподстройки, или имеющие частотные синтезаторы без амплитудной дискретизации выходных сигналов. Серия так называемых ESG представлена базовой моделью E4428C ESG. Это типичный настольный стационарный прибор, пригодный для монтажа в стойку. В нижней части задней панели прибора размещены стандартные средства для подключения дополнительных приборов, разъем локальной сети, разъем порта RS-232 и др.

Прибор имеет следующие технические характеристики:

- диапазон частот синусоидального сигнала от 250 кГц до 3 или 6 ГГц;
- разрешение по частоте 0,01 Гц;
- уровень сигнала от  $-136$  до 17 дБм до частот в 1 ГГц, до 16 дБм на частотах до 3 ГГц и 10 дБм на частотах до 6 ГГц;
- точность установки уровня от  $\pm 0,5$  до  $\pm 0,9$  дБ (при уровне  $> -110$  дБм);
- фазовый шум  $-134$  дБс/Гц SSB при сдвиге 20 кГц от частоты в 1 ГГц;
- основные виды модуляции: АМ, ЧМ, ФМ и импульсная;
- интерфейсы: 10BaseT LAN, GPIB, SCPI и IVI-COM drivers.

Генератор N5181A MXG служит для генерации радиочастот от 250 кГц до 1, 3 или 6 ГГц. Внешний вид прибора спереди показан на рис. 1.22.

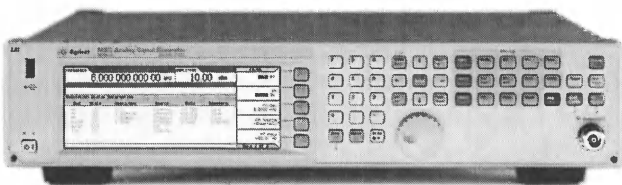


Рис. 1.22. Внешний вид генератора N5181A MXG спереди

**Основные характеристики прибора:**

- частотный диапазон от 250 кГц до 1, 3 или 6 ГГц (возможно расширение вниз до 100 кГц);
- уровень мощности выходного сигнала до +13 дБм на частоте 1 ГГц;
- уровень фазового шума  $\leq -121$  дБс/Гц на частоте 1 ГГц и расстройке на 20 кГц;
- время электронного переключения частоты менее 1,2 мс в режиме SCPI;
- время переключения в режиме list менее 900 мкс для частоты и амплитуды;
- основные виды модуляции: АМ, ЧМ, ФМ и импульсная;
- интерфейсы: 10BaseT LAN, GPIB, USB-2, SCPI и IVI-COM drivers.

Новый радиочастотный генератор E8663B отличается широким частотным диапазоном, исключительно высоким разрешением по частоте (0,001 Гц) и малым уровнем фазового шума. Внешний вид генератора вполне традиционный для генераторов фирмы Agilent Technologies. Он показан на рис. 1.23 со стороны передней панели.

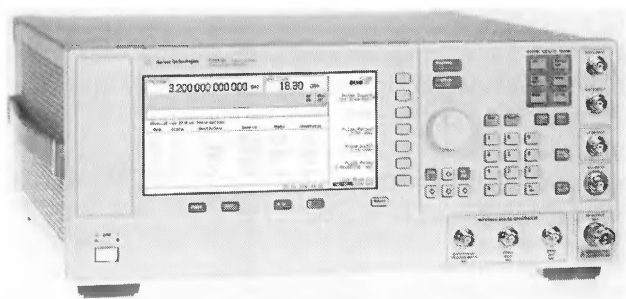


Рис. 1.23. Внешний вид генератора E8663B

**Основные характеристики генератора:**

- частотный диапазон от 100 кГц до 3,2 или 9 ГГц;
- разрешение по частоте 0,001 Гц;
- мощность сигнала на выходе от  $-135$  до +22 дБм с разрешением 0,01 дБм;
- время установления частоты 7 мс, амплитуды 3 мс;
- одновременная модуляция следующих видов: АМ, ЧМ, ФМ и импульсная от двух внутренних или внешних источников;



- внутренние источники обеспечивают сигналы синусоидальный, прямоугольный, треугольный, пилообразный, спип-синусоиды, двойную синусоиду и шум с равномерным и гауссовым распределениями;
- качание частоты и уровня сигнала во всех их диапазонах изменения;
- встроенный двойной функциональный генератор со следующими формами сигнала: синусоидальная, прямоугольная, треугольная, пилообразная и шумовая;
- энергонезависимая память 14 Мб для сохранения настроек генератора (до 1000 настроек);
- интерфейсы: 10BaseT LAN, GPIB, USB-2, SCPI и IVI-COM;
- габариты 426×178×515 мм, масса 22 кг.

Широкий диапазон частот, от длинных волн для СВЧ, высокое разрешение и обширные функциональные возможности делают этот прибор уникальным инструментом для тестирования, отладки и исследования огромного числа различных радиотехнических устройств. Однако надо помнить, что это стационарный прибор значительных габаритов и массы.

Радиочастотный генератор N9310A RF (рис. 1.24) является прибором для профессионального применения. Интуитивно понятный и типичный для таких приборов интерфейс пользователя и удобное кнопочное управление делает работу с прибором простой и наглядной.

Основные параметры генератора N9310A RF:

- частотный диапазон по основному каналу CW от 9 кГц до 3 ГГц;
- частотное разрешение 0,1 Гц;

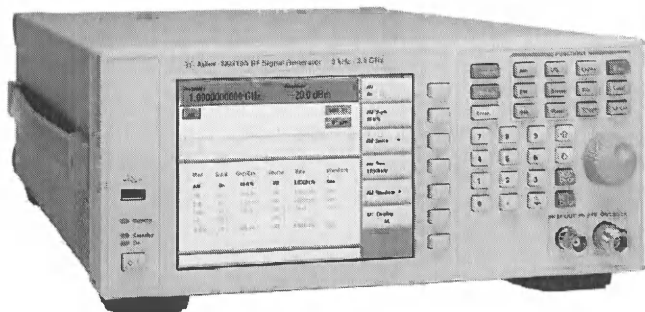


Рис. 1.24. Радиочастотный генератор N9310A RF

- нестабильность частоты менее  $1 \cdot 10^{-6}$  за год;
- частотный диапазон по дополнительному каналу LF от 20 Гц до 80 кГц;
- мощность выходного сигнала от  $-127$  до  $+13$  дБм (возможна установка максимальной мощности до  $+20$  дБм);
- разрешение по уровню 0,1 дБ, погрешность установки уровня  $\pm 1$  дБ на частотах выше 100 кГц;
- уровень фазового шума  $-95$  дБс/Гц на частоте 1 ГГц при расстройке 20 кГц;
- аналоговая модуляция: АМ (0–100% в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц), ЧМ (девиация от 20 Гц до 100 кГц, частота модулирующего сигнала от от 20 Гц до 80 кГц), ФМ и импульсная;
- опционально установка IQ-модулятора с полосой частот до 40 МГц;
- поддержка графического интерфейса пользователя на 11 языках;
- подключение к компьютеру через стандартный порт USB;
- управление прибором через порт SCPI;
- габариты прибора 132×320×400 мм, масса 9,2 кг.

Хотя прибор отличается высокими техническими характеристиками, он имеет умеренную стоимость (по меркам западного покупателя). Области применения подобного прибора весьма обширны и могут дополнительно расширяться с помощью различных опций. Нельзя не отметить такие достоинства прибора, как умеренные габариты и масса.

Генераторы с цифровым синтезом частот сигналов даже внешне резко отличаются от рассмотренных ранее аналоговых генераторов RC- или LC-типа. У них нет привычных ручек точной и грубой установки частоты, нет привычных шкал и лимбов. Вместо этого они управляются кнопками, в том числе для установки значения частоты в цифровой форме. Иногда, например при необходимости плавного изменения частоты, это неудобно. Поэтому используется автоматическое дискретное изменение частоты в сторону увеличения или уменьшения с малым шагом изменения. Это позволяет имитировать плавное изменение частоты. Иногда для этого используется поворотная ручка, которая позволяет (регулируя дискретный шаг изменения частоты) менять скорость изменения частоты.

Генераторы E8257D PSG – самые высокочастотные аналоговые генераторы сигналов. Частота сигналов у них доходит до 67 ГГц (не нормировано до 70 ГГц). С дополнительными внешними модулями

генераторы обеспечивают генерацию сигналов вплоть до 325 ГГц, то есть их сигналы заходят в область миллиметровых волн! При этом обеспечены генерация сигналов от 250 кГц и очень высокое разрешение по частоте – до 0,001 Гц. Внешний вид генераторов показан на рис. 1.25.

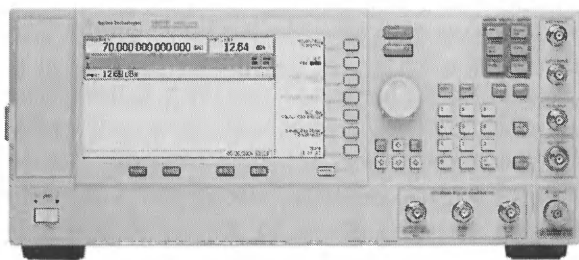


Рис. 1.25. Внешний вид СВЧ-генераторов серии E8257D PSG

Технические характеристики генераторов серии E8257D PSG:

- частотный диапазон от 250 кГц до 20, 31,8, 40, 50 или 67 ГГц (максимальные частоты до 70 ГГц);
- разрешение по частоте 0,001 Гц;
- максимальные частоты с внешними модулями 75, 90, 110, 140, 170, 220 или 325 ГГц;
- максимальная мощность сигнала на выходе +23 дБм на частотах до 20 ГГц, +17 дБм на частотах до 40 ГГц и +14 дБм на частотах до 67 ГГц;
- генерация импульсов со временем нарастания 8 нс и длительностью 20 нс;
- двоянный встроенный функциональный генератор, генерирующий сигналы следующих форм: синусоидальная, прямоугольная, треугольная, пилообразная и шум;
- различные режимы переключения частоты и мощности;
- источник управления с помощью анализатора спектра серии PSA;
- интерфейсы: 10BaseT LAN, GPIB, SCPI и IVI-COM.

Генераторы E8257D PSG – безусловно, уникальные приборы. Ими может гордиться далеко не каждая исследовательская лаборатория, работающая в области исследования миллиметровых радиоволн и их применения.

### 1.5.5. Генераторы синусоидальных сигналов фирмы ROLDE&SCHWARE

Вполне достойным соперником фирмы Agilent Technologies на рынке высококачественных генераторов синусоидальных сигналов является германская фирма ROLDE&SCHWARE [247]. Ее генераторы отличаются рекордно малым временем установления заданной амплитуды и частоты сигналов и высочайшей степенью чистоты синусоидальных сигналов.

Генератор R&S SM300 – это самый современный портативный прибор сравнительно умеренной стоимости. Внешний вид генератора показан на рис. 1.26. Явно видно, что это переносной прибор, предназначенный для работы не только в стационарных условиях, но и на выезде. Для этого спереди и сзади, а также на ручке для переноски имеются обширные обрешетчатые области, предохраняющие прибор от последствий ударов.



Рис. 1.26. Внешний вид портативного переносного генератора R&S SM300

Весьма впечатляют технические характеристики этого, безусловно, уникального прибора. Они практически аналогичны характеристикам генератора N9310A RF фирмы Agilent Technologies. Диапазон частот сигналов основного выхода от 9 кГц до 3 ГГц с разрешением (шагом) 0,1 Гц. По дополнительному выходу генератор обеспечивает сигналы в диапазоне частот от 20 Гц до 80 кГц. Время установления заданной частоты менее 10 мс.

Управление уровнем сигнала возможно в диапазоне частот от 20 Гц до 3 ГГц с шагом 0,1 дБ и диапазоном изменения уровня от  $-127$  до 13 дБм, погрешность установки уровня менее 1 дБм. Возможны режимы непрерывной генерации, АМ-, ЧМ-, ФМ- и импульсной модуляции IQ. Модуляция возможна как от внешнего источника, так и от второго встроенного генератора.

Прибор имеет два разъема USB для подключения к компьютеру, цветной жидкокристаллический дисплей с разрешением  $320 \times 240$  пикселей, размером по диагонали 5,4 дюйма. Габариты прибора  $219 \times 147 \times 350$  мм, масса 7 кг.

Серия стационарных генераторов фирмы R&S SML имеет типичное стоечное оформление (рис. 1.27). Приборы имеют все необходимое для приборов общего назначения: широкий диапазон частот, высокую стабильность частоты, простой и удобный интерфейс, все средства для эффективной работы с компьютером в составе современных измерительных систем.

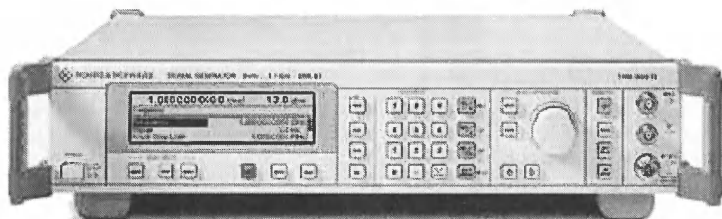


Рис. 1.27. Внешний вид генератора серии SML0\*

В серию входят три прибора, которые отличаются только частотным диапазоном генерируемого синусоидального сигнала: от 9 кГц до 1,1 ГГц (SML01), 2,2 ГГц (SML02) и 3,3 ГГц (SML03). Остальные характеристики одинаковы для всех приборов этой серии:

- мощность выходного сигнала от  $-140$  до  $+13$  дБм (не гарантировано до  $+19$  дБм);
- точность установки уровня  $-0,5$  дБ;
- настройка уровня без превышения предела;
- фазовый шум SSB менее  $-128$  дБн на частоте 1 ГГц при отстройке 20 кГц;
- время установления частоты и уровня не более 10 мс;
- основные виды модуляции: АМ, ЧМ, ФМ и импульсная (со встроенным импульсным модулятором);

- совместная АМ-, ЧМ-, ФМ- и импульсная векторная модуляция;
- габаритные размеры 427×88×450 мм, масса менее 8 кг.

Генератор SMA100A – это прибор, удовлетворяющий всем высоким требованиям к генераторам, предназначенным как для применения в серьезных лабораторных исследованиях, так и для применения в промышленности в составе автоматизированных и компьютеризированных измерительных систем и комплексов. По внешнему оформлению он очень похож на генераторы серии SML. Основные параметры генератора SMA100A:

- частота выходного сигнала от 9 кГц до 3 или 6 ГГц;
- мощность выходного сигнала от –145 до +18 дБм (не гарантировано до +28 дБм!);
- точность установки уровня –0,5 дБ;
- фазовый шум SSB менее –131 дБн при смещении от несущей на 20 кГц и полосе частот 1 Гц (с опцией SMA-B22 менее 136 дБн);
- время установления частоты в режиме скачка и списка менее 450 мкс (!);
- основные виды модуляции: АМ, ЧМ, ФМ и импульсная (со встроенным импульсным модулятором);
- управление прибором вручную или дистанционно по интерфейсам LAN, IEEE-488 и USB;
- габаритные размеры прибора 427×88×450 мм, масса 10 кг.

Генератор позволяет одновременно осуществить амплитудную, частотную, фазовую и импульсную модуляцию как от внутреннего генератора модулирующего сигнала, так и от внешнего (при подаче сигнала на внешний вход). Большой динамический диапазон часто позволяет обойтись без усиления выходного сигнала.

Генератор может поставляться с дополнительными опциями, например:

- SMA-B29 – синтезатор тактовых сигналов с частотой до 1,5 ГГц и малым джитером;
- SMA-K23 – генератор импульсов с длительностью от 20 нс до 1 с и периодом повторения от 100 нс до 85 с;
- SMA-K24 – низкочастотный генератор сигналов с частотами до 1 МГц и функциональный генератор с частотами до 10 МГц.

Генератор имеет непревзойденные характеристики по уровню фазовых шумов и времени установления частоты. Синусоидальный сигнал генератора имеет очень малый уровень высших гармоник сигнала и малый уровень широкополосного шума. Это говорит о том, что ге-

нератор идеально подходит под те применения и измерения, которые требуют использования чистого гармонического сигнала в широком диапазоне частот. Наличие дополнительных опций позволяет применять генератор для исследования высокоскоростных электронных устройств.

С июля 2007 г. фирма R&S начала поставки нового усовершенствованного генератора SMB100A с частотным диапазоном от 9 кГц до 6 ГГц. Время установления частоты 1,6 мс, а в режиме списка менее 1 мс. Остальные характеристики нового генератора близки к уже описанным для генератора SMA100A. Прибор имеет прочный корпус с обрешиненными углами, защищающими его от ударов.

Еще один новый прибор SMF100A имеет частотный диапазон до 22 ГГц и отличается особой чистотой генерируемого сигнала.

Серия ВЧ/СВЧ-генераторов R&S SMP0\* состоит из трех генераторов, перекрывающих широкий диапазон частот от 2 до 20, 27 и 40 ГГц. Нижняя граница частотного диапазона при необходимости может быть снижена до 10 МГц. Внешний вид генераторов этой серии показан на рис. 1.28.

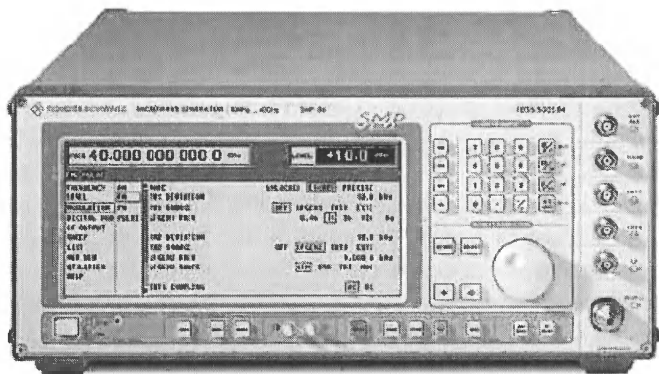


Рис. 1.28. Внешний вид генератора SMP04 фирмы R&S

Краткие технические характеристики генераторов серии SMP:

- частотный диапазон от 2 ГГц до 20 (SMP02), 27 (SMP03) и 40 (SMP04) ГГц с возможностью расширения вниз до 10 МГц с помощью опции SMP-B11;
- разрешение по частоте 0,1 Гц;
- стабильность частоты опорного генератора после 30-дневного старения не более  $1 \cdot 10^{-6}$  в течение года;

- время установления частоты не более 11 мс + 5 мс/ГГц;
- АМ-, ЧМ-, ФМ- и импульсная (опция) модуляция;
- габариты прибора 435×192×570 мм, масса 27 кг (со всеми опциями).

Остальные параметры генераторов могут в широких пределах меняться в зависимости от примененных опций. Генераторы этого типа – крупногабаритные и довольно тяжелые стационарные приборы. Это неудивительно, учитывая очень высокие максимальные частоты сигналов, которые могут генерировать эти генераторы.

Серия ВЧ/СВЧ-генераторов SMR\*\* фирмы R&S перекрывает диапазон частот от 1 ГГц до 60 ГГц. Он может быть расширен снизу до 10 МГц. Приборы имеют стандартное настольное или стоечное оформление. Краткие технические характеристики генераторов серии SMR:

- частотный диапазон от 1 ГГц до 20 (SMP20), 27 (SMP27), 30 (SMP30), 40 (SMP40), 50 (SMP50) и 60 (SMP60) ГГц с возможностью расширения вниз до 10 МГц с помощью опции SMR-B11;
- разрешение по частоте 1 кГц (с опцией SMR-B2 до 0,1 Гц);
- стабильность частоты опорного генератора после 30-дневного старения не более  $1 \cdot 10^{-6}$  в течение года;
- максимальная выходная мощность от +10 дБм на частоте 20 ГГц до 0 дБм на частоте 60 ГГц;
- расширение динамического диапазона вниз до –130 дБм при установке аттенюатора (опция SMR-B15/-B17);
- время установления частоты не более 10 мс + 1 мс/ГГц;
- линейная амплитудная модуляция, внутренняя и внешняя с глубиной от 0 до 100%;
- с опцией SRM-B5 логарифмическая амплитудная модуляция с динамическим диапазоном 30 дБ;
- частотная модуляция (девиация зависит от частоты сигнала);
- модуляция ASK с глубиной до 90% и частотой передачи данных от 0 до 200 кГц (при установке опции SMR-B5) и модуляция FSK с частотой передачи данных от 0 до 200 МГц;
- НЧ-генератор синусоидального и прямоугольного напряжений с частотой от 0,1 Гц до 10 МГц (при установке опции SMR-B5);
- цифровая и линейная (с опцией SMR-B4) развертки;
- габариты прибора 426,7×87,6×450 мм, масса прибора не более 12 кг со всеми опциями.

Остальные параметры генераторов могут в широких пределах меняться в зависимости от примененных опций.



## 1.6. Генераторы с прямым цифровым синтезом сигналов

### 1.6.1. Функциональные схемы генераторов сигналов с прямым цифровым синтезом сигналов

Генераторы, использующие технологию прямого цифрового синтеза сигналов (Direct Digital Synthesis, или DDS), по классификации американской фирмы Tektronix делятся на два класса – AFG и AWG. Генераторы AFG (Arbitrary Function Generator – генератор произвольных функций) имеют функциональную схему, упрощенно представленную на рис. 1.29 [44–46].

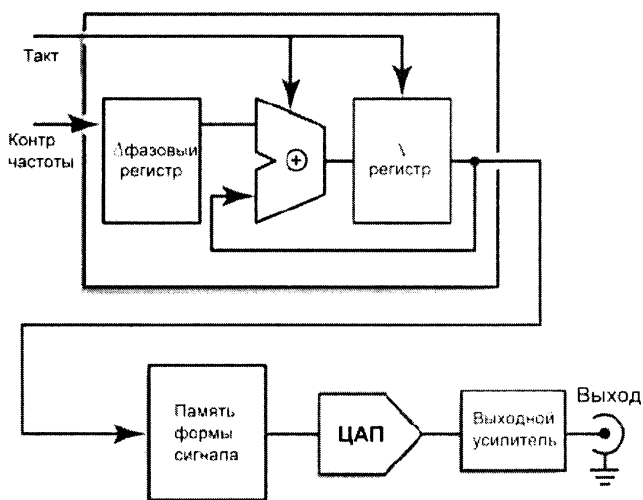


Рис. 1.29. Функциональная схема генератора класса AFG

Генерация сигналов в этом новейшем поколении цифровых генераторов основана на использовании заранее подготовленных и хранящихся в памяти оцифрованных  $N$  выборок сигнала за его один период. Типичное число выборок составляет от нескольких сотен до многих тысяч. Каждая выборка представляет значение сигнала в виде числа с некоторой разрядностью, которая имеет значения от 8 до 14 и определяет разрядность кодирования сигналов по амплитуде.

Генерация сигнала с точно заданной частотой основана на выработке адреса отсчетов сигнала на основе фиксации дискретного фазового сдвига с помощью  $\Delta$ -фазового регистра и уровня сигнала с помощью  $\Delta$ -регистра. Как только набегает фазовый сдвиг  $360^\circ$ , выработка адреса прекращается (в режиме единичного запуска) или возобновляется заново (в непрерывном режиме или в режиме генерации пачки сигналов). Блок памяти форм хранит шаблоны цифровых сигналов различной формы (в том числе произвольной, заданной пользователем). В этой главе мы пока рассматриваем реализацию генерации только синусоидального сигнала. Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) соответствующей разрядности и быстродействия преобразует цифровые сигналы в аналоговые, которые усиливаются выходным усилителем.

Выпускаются также генераторы класса AWG (Arbitrary Waveform Generator – генераторы сигналов произвольной формы), они основаны на более простом, но тоже вполне современном способе задания адресов (рис. 1.30), что обеспечивает получение сигналов типовых форм, но несколько меньшие возможности управления ими. Корпорация Tektronix ранее выпускала серии таких генераторов AWG400/500/700. В настоящее время они заменяются более новыми и уже выпускаемыми генераторами серий AWG5000/7000. О выпуске генераторов серии AWG7000 объявлено в марте 2007 г.

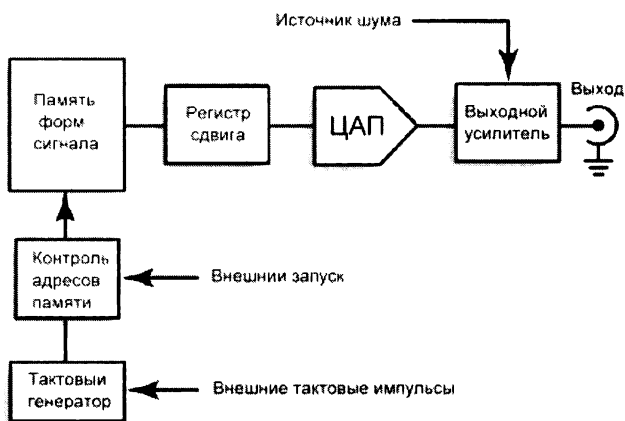


Рис. 1.30. Упрощенная функциональная схема генераторов класса AWG

Высокие (до 20 Гвыб/с) скорости выборки у этих приборов достигнуты за счет применения специальной технологии сверхбыстрых переключающих гетеропереходных приборов на германии и арсениде галлия. Разумеется, это удорожает эти уникальные приборы.

### 1.6.2. Шум синтезированного сигнала

Переход к цифровым методам синтеза сигналов ведет к некоторым специфическим особенностям синтезированных сигналов. Рисунок 1.31 поясняет суть синтеза сигналов. Выборка отсчетов сигналов из памяти производится через равные промежутки времени. Отчеты сигналов можно представить в виде вертикальных отрезков с точкой над ними, характеризующих дискретные отсчеты сигнала с ограниченной разрядностью (она, однако, редко бывает меньше 8 бит, что соответствует  $2^8 = 256$  возможным уровням сигнала).

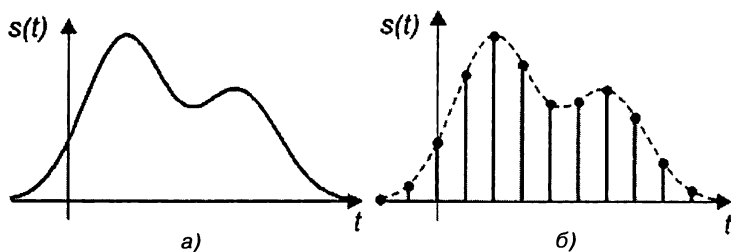


Рис. 1.31. Синтезированный сигнал в идеале (а), его дискретные отсчеты, взятые из памяти (б) и их интерполяция (пунктирная кривая)

После преобразования каждого оцифрованного отсчета в аналоговый отсчет с помощью цифроаналогового преобразователя ЦАП получается последовательность аналоговых отсчетов – импульсов с амплитудой, равной амплитуде аналогового сигнала. Есть два пути превращения этих импульсов в аналоговый сигнал:

- применение фильтра, близкого к фильтру по базису теоремы об отсчетах (Котельникова);
- запоминание амплитуды отсчета до появления следующего отсчета, то есть представление сигнала ступенчатой кривой, близкой к кривой, представляющей сигнал.

Первый способ широко используется в цифровых осциллографах и иногда в генераторах синусоидальных сигналов с малыми нелинейными искажениями сигнала. Недостаток этого способа связан с труд-

ностями его реализации для генераторов высокочастотных сигналов, работающих в широком диапазоне частот.

Второй способ намного проще и может быть реализован в широком диапазоне частот. Как видно по рис. 1.32, где дан пример квантования синусоиды, при нем вместо чистой синусоиды строится близкий к ней ступенчатый сигнал, который по существу является типичным квантованным сигналом.

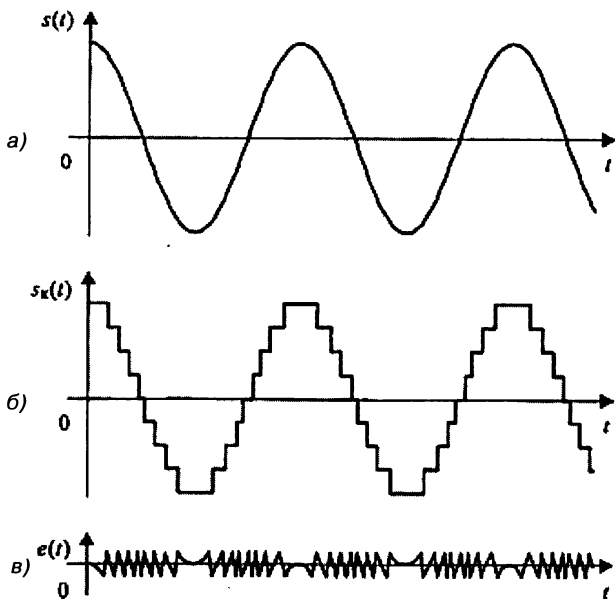


Рис. 1.32. Идеальный синусоидальный сигнал (а), реальный сигнал на выходе ЦАП с запоминанием (б) и шум квантования (в)

Разность между идеализированным сигналом на выходе генератора (рис. 1.32а) и реальным сигналом (рис. 1.32б), показанная на рис. 1.32в, называется *шумом квантования* и определяется как

$$e(t) = s(t) - s_k(t). \quad (1.18)$$

По рис. 1.32 очевидно, что амплитуда шумового сигнала составляет не более половины амплитуды ступеньки  $\Delta$ . В общем случае положение ступенек от цикла к циклу сигнала имеет случайный характер, а потому  $e(t)$  воспринимается как шум.

Если считать, что  $e(t)$  описывается случайным законом с равномерным распределением в пределах от  $-\Delta/2$  до  $\Delta/2$ , то среднее значение сигнала шума будет нулевым, а дисперсия равна  $\Delta^2/12$ . Это позволяет оценить важный шумовой параметр генераторов с цифровым синтезом сигнала – *отношение сигнал/шум* (signal-to-noise ratio):

$$SNR = \frac{A}{\sqrt{\Delta^2/12}} = \frac{2A\sqrt{3}}{\Delta} = N\sqrt{3}, \quad (1.19)$$

где  $N = 2A/\Delta$  – число ступенек квантования, которые укладываются на двойной размах синтезируемого сигнала.

Если ЦАП имеет  $p$  двоичных разрядов, обеспечивающих  $N = 2^p$  уровней квантования, то параметр  $SNR$  можно записать в виде:

$$SNR = 2^p \sqrt{3}. \quad (1.20)$$

Отношение сигнал/шум можно выразить также в децибелах:

$$SNR_{дб} = 20 \log(2^p \sqrt{3}) = 20p \log(2) + 10 \log(2) = 6p + 4,77 \text{ дБ}. \quad (1.21)$$

Например, при 8-разрядном кодировании  $SNR_{дб} = 52,77$  дБ, а при 14-разрядном 88,77 дБ. Такой шум является умеренным, но никак не малым, и это является существенным недостатком генераторов, работающих на основе цифрового синтеза сигналов.

Практически ступени квантования синусоидального сигнала от реальных генераторов можно наблюдать с помощью хорошего осциллографа – желательно аналогового, так как цифровой осциллограф сам отображает квантованным даже идеальный сигнал. Некоторые математические операции, например дифференцирование, могут приводить к резкому возрастанию шума квантования и его деталей, таких как перепады напряжения при смене уровня ступенек.

По рис. 1.32в видно, что шум создается сигналом, средняя частота которого равна частоте квантования  $f_k = 1/\Delta$ , где  $\Delta$  – шаг квантования, который в  $N$  раз меньше периода синусоидального сигнала на выходе генератора. Это позволяет существенно уменьшить шум квантования, вырезав режекторным фильтром область спектра сигнала в районе частоты  $f_k$ . Отдаленность частоты квантования от частоты сигнала упрощает решение этой задачи и позволяет применять простые фильтры.

## 1.7. Серийные генераторы с прямым цифровым синтезом сигналов

### 1.7.1. Простые генераторы с прямым цифровым синтезом

Генераторы с прямым цифровым синтезом сигналов [44–56] обычно являются многофункциональными устройствами, для которых генерация синусоидальных сигналов является лишь одной из многих, присущих им функций. В этом разделе мы рассмотрим только функцию генерации синусоидальных сигналов.

Фирма VICTOR поставляет на наш рынок генератор сигналов VC2003, который является одним из простейших и дешевых представителей приборов этого класса. Прибор реализует формирование сигнала методом прямого синтеза (DDS) и рассчитан на генерацию сигналов от сверхнизких частот (начиная с 1 Гц) до ультразвуковых частот и частично радиочастот до 4 МГц) с разрешением по частоте 0,01 Гц и точностью установки частоты и ее нестабильностью  $5 \cdot 10^{-5}$ . Возможны амплитудная модуляция и режим качания частоты по линейному и логарифмическому законам.

Отечественный генератор Г4-219 имеет пять режимов работы: НГ (непрерывная генерация) и основные виды модуляции (АМ, ЧМ, ФМ и ИМ). Предусмотрено управление генератором через встроенный интерфейс RS-232. Основные данные прибора:

- рабочий диапазон несущей частоты от 1 Гц до 100 МГц;
- шаг установки несущей частоты от 0,001 до 10 Гц;
- основная погрешность установки несущей частоты не более  $5 \cdot 10^{-6}$ ;
- максимальный уровень выходного сигнала на нагрузке 50 Ом не менее 20 мВт;
- глубина регулировки выходного сигнала 100 дБ;
- основная погрешность регулировки выходного уровня не более 1 дБ при регулировке 60 дБ и не более 2,5 дБ при регулировке до 100 дБ;
- рабочий диапазон модулирующей частоты от 0,1 Гц до 100 кГц от внутреннего генератора с шагом перестройки от 0,1 до 10 Гц;
- два вида внутреннего генератора модулирующего напряжения в режиме АМ и ФМ: синусоидальный и прямоугольный;
- четыре вида внутреннего генератора модулирующего напряжения в режиме ЧМ: синусоидальный, прямоугольный, треугольный и линейно-импульсный.

## 1.7.2. Обзор генераторов сигналов фирмы Tektronix

Одним из лидеров в разработке и производстве генераторов с прямым цифровым синтезом сигналов является компания Tektronix [44–52]. Она выпускает серии генераторов AFG3000 и AWG5000/7000 (табл. 1.1).

**Таблица 1.1. Основные параметры генераторов произвольных и смешанных сигналов корпорации Tektronix при генерации синусоидального сигнала**

| Тип генератора | Скорость дискретизации, Гвыб/с | Максимальная частота, МГц (синус) | Число каналов* | Ур-р, В/Разрядность, бит |
|----------------|--------------------------------|-----------------------------------|----------------|--------------------------|
| AFG3021        | 0,25                           | 25                                | 1              | 10/14                    |
| AFG3022        | 0,25                           | 25                                | 2              | 10/14                    |
| AFG3101        | 0,25                           | 100                               | 1              | 10/14                    |
| AFG3102        | 0,25 или 1                     | 100                               | 2              | 10/14                    |
| AFG3251        | 0,25 или 2                     | 240                               | 1              | 5/14                     |
| AFG3252        | 0,25 или 2                     | 240                               | 2              | 5/14                     |
| AWG7051        | 5                              | 156,25                            | 1 + 2 м        | 2/10                     |
| AWG7052        | 5                              | 156,25                            | 2 + 4 м        | 2/10                     |
| AWG7101        | 10                             | 312,5                             | 1 + 2 м        | 2/10                     |
| AWG7102        | 10/20                          | 312,5                             | 2 + 2 м        | 2/10                     |
| AWG5002        | 1,2                            | 37,5                              | 2 + 4 d        | 4,5/14                   |
| AWG5004        | 1,2                            | 37,5                              | 4 + 8 d        | 4,5/14                   |
| AWG5012        | 0,6                            | 18,75                             | 2 + 4 d        | 4,5/14                   |
| AWG5014        | 0,6                            | 18,75                             | 4 + 8 d        | 4,5/14                   |

\* Буква «м» у числа каналов указывает на маркерные выходы, «d» – на цифровые выходы.

В 2012 г. Tektronix выпустила новую серию дешевых (бюджетных) генераторов AFG2000/2100 с частотой дискретизации 0,25 Гв/с и максимальной частотой синусоидального сигнала до 20 МГц, меандра и импульсного до 10 МГц, произвольного до 5 МГц при разрешении 14 бит. Максимальная амплитуда сигнала 10 В на нагрузке 50 Ом. Для исследования высокоскоростных устройств эти приборы не предназначены. Их назначение – отладка обычных электронных устройств и оснащение лабораторий университетов.

### 1.7.3. Генераторы сигналов произвольной формы Tektronix AFG 3000

Внешний вид генераторов серии AFG3000 показан на рис. 1.33. По своим основным характеристикам приборы заметно превосходят другие аналогичные приборы, генерирующие синусоидальные сигналы в диапазоне частот от инфранизких частот в доли герц до 240 МГц. К тому же приборы имеют умеренную стоимость.

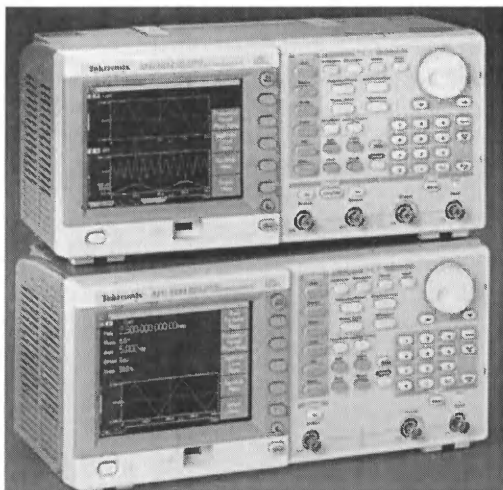


Рис. 1.33. Внешний вид двухканального (сверху) и одноканального (снизу) генераторов серии AFG3000

Приборы выполнены в небольшом корпусе (для настольной конфигурации он имеет высоту 156,3 мм, ширину 329,6 мм и глубину 168,0 мм). Вес прибора 4,5 кг, в упаковке 5,9 кг. Диапазон рабочих температур от 0 до +50 °С, температура хранения от –30 °С до +70 °С. Охлаждение прибора активное с помощью вентилятора на правой боковой стенке. В связи с этим закрывать боковые стенки нельзя, по обе стороны от них нужно иметь не менее 5 см свободного пространства. Необходимо заземление прибора (клемма на задней стенке).

Две средние цифры в названии приборов указывают на максимальную частоту генерации синусоидальных сигналов: 02–25 МГц, 10–100 МГц и 25–240 МГц. Минимальное значение частоты 0,001 Гц (1 мГц). В приборах с новой прошивкой ПЗУ минимальная частота и разрешение по частоте доведены до 1 мкГц. Приборы используют



новейшие методы генерации множества сигналов с помощью одной СБИС и методы прямого цифрового синтеза частот, обеспечивая при этом максимальную нестабильность частот выходных сигналов не более  $1 \cdot 10^{-6}$  (или 0,0001%) за год работы и при изменении температуры от 0 до  $+50^\circ\text{C}$ . Время самопрогрева при этом составляет 20 минут.

Работа с прибором сводится к установке режима работы (по умолчанию это непрерывный) и вида генерируемого сигнала (по умолчанию синусоидальный). После этого кнопками контекстного меню или кнопками установки параметров задаются и контролируются с помощью дисплея параметры генерируемого сигнала – рис. 1.34. Установка их осуществляется группой цифровых кнопок или вращением ручки универсального манипулятора.

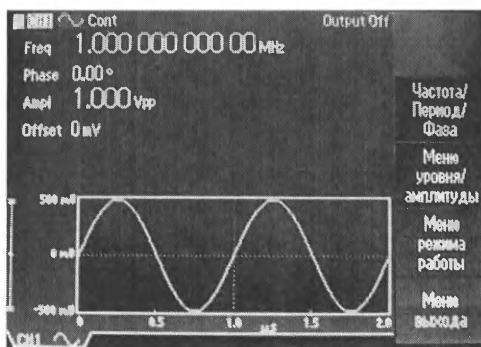


Рис. 1.34. Дисплей генератора серии AFG3101

Рассмотрим основные возможности одноканальных генераторов AFG3101 для генерации синусоидального сигнала. Для более полного их представления они иллюстрируются реальными осциллограммами, полученными с помощью цифрового 4-канального осциллографа DPO-7104 фирмы Tektronix с полосой частот до 1 ГГц.

Сразу отметим, что основные выходы (или выход в одноканальной модели) генератора изолированы от земли приборов, так что генератор может использоваться как «подвешенный» источник сигналов (или как два источника с общей внутренней землей в двухканальных генераторах). Максимальное напряжение (постоянное плюс импульсное) относительно его внутренней земли не должно превышать  $\pm 42$  В. Возможны изменение фазы синусоидального сигнала от  $-180,00^\circ$  до  $+180,00^\circ$  и осуществление амплитудной, частотной и фазовой модуляций, а также частотной манипуляции.

В качестве генератора синусоидальных сигналов AFG3000 генерируют такие сигналы с частотой от 0,001 Гц (1 мГц) до 25, 100 или 240 МГц. Этот диапазон намного перекрывает диапазон частот звуковых генераторов и обычных аналоговых ВЧ-генераторов стандартных сигналов старых аналоговых моделей. Компания Terntonix выставила на своем интернет-сайте обновление микропрограммного обеспечения генераторов серии AFG-3000. При этом разрешение по частотно-временным параметрам сигналов повышено на три порядка по сравнению с указанным! Например, минимальная частота и разрешение по частоте и периоду синусоидального сигнала стали равными 1 мкГц (0,000001 Гц). Однако ниже приведены данные генераторов с начальной прошивкой.

На рис. 1.35 представлены осциллограммы синусоидальных сигналов с двух выходов двухканального генератора AFG3152 с частотой 1 МГц. Форма синусоиды безупречна и идентична на обоих выходах (осциллограф синхронизировался с выхода TTL, сигнал которого близок к прямоугольному). Сигналы сдвинуты во времени из-за задания между ними фазового сдвига. Форма синусоидальных сигналов безупречна.

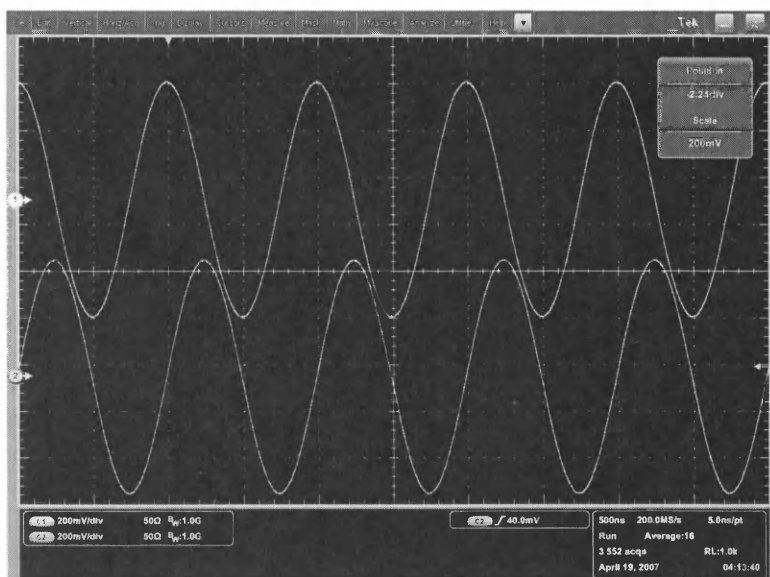


Рис. 1.35. Осциллограммы синусоидального сигнала на двух выходах при частоте сигнала 1 МГц

Сигналы на каждом выходе двухканальных генераторов могут быть установлены с независимыми параметрами. Например, на рис. 1.36 показаны осциллограммы двух синусоидальных сигналов с разной частотой. Наличие двух каналов позволяет строить фигуры Лиссажу и с высокой точностью сравнивать частоты двух синусоидальных сигналов.

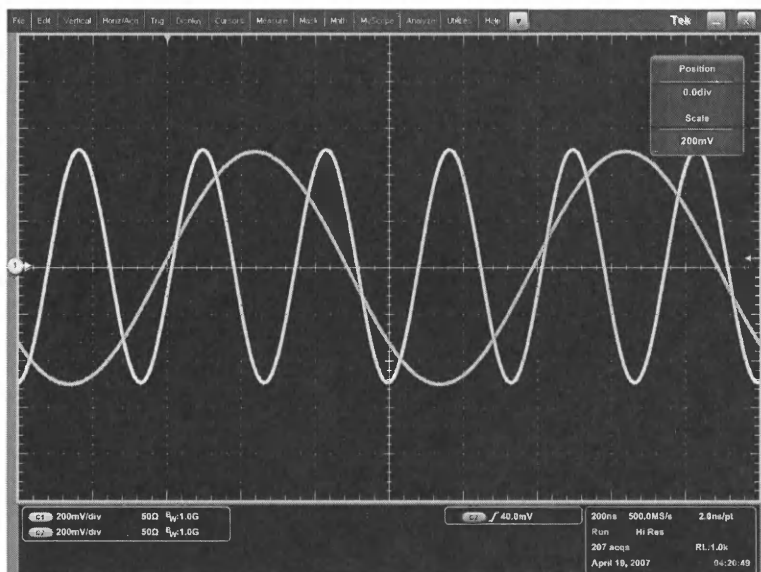


Рис. 1.36. Осциллограммы синусоидальных сигналов с разной частотой

У AFG3000 на частотах до 20 кГц коэффициент гармоник не превышает 0,2%, что является очень малым значением для генераторов такого класса и гораздо меньшим, чем у большинства аналоговых функциональных генераторов. На более высоких частотах при двойной амплитуде выходного сигнала 1 В уровень подавления паразитных составляющих у первых четырех моделей генераторов более 60 дБ на частотах до 1 МГц, 50 дБ на частотах от 1 до 25 МГц и 50 дБ на частотах от 25 до 100 МГц.

Двойная амплитуда синусоидального напряжения (кстати, как и напряжения других форм) на нагрузке 50 Ом может изменяться от 10, 20 и 50 мВ для групп генераторов, представленных на рис. 1.38, до 10 В и 5 В у приборов AFG3251/3252. Это обстоятельство является

одним из немногих недостатков генератора – его нельзя использовать в качестве генератора сигналов малой амплитуды без применения внешних делителей напряжения (аттенюаторов). Установка амплитуды производится с разрешением в 0,1 мВ. Возможна установка уровня как двойной амплитуды, так и среднеквадратичного значения и уровня мощности в дБ. Предусмотрена работа на нагрузку 50 Ом и на высокоомную нагрузку, причем в последнем случае предельный уровень напряжения удваивается. Предусмотрено смещение выходного сигнала по постоянному уровню в пределах его размаха и с разрешением в 1 мВ. Погрешность установления уровня и смещения около 1% (более точные значения указаны в фирменной спецификации).

В 2008 г. Tektronix расширила серию генераторов AFG3000. Появились модели AFG3021B и AFG3022B с полным интерфейсом (USB, LAN, GPIB) и частотами до 25 МГц, а также одноканальная модель AFG3101 с удвоенной амплитудой выходного сигнала (частоты до 10 МГц).

Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) генераторов при уровне двойной амплитуды в 1 В мала. Для всех генераторов она характеризуется следующими данными (в пределах указанного диапазона частот для каждой модели):

| Диапазон частот, МГц    | < 5   | 5–20 | 20–100 | 100–200 |
|-------------------------|-------|------|--------|---------|
| Неравномерность АЧХ, дБ | ±0,15 | ±0,3 | ±0,5   | ±1,0    |

На рис. 1.37 представлены осциллограмма амплитудно-модулированного синусоидального сигнала со 100%-ной модуляцией и ее спектр. Отчетливо видно изменение амплитуды по синусоидальному закону. При амплитудной модуляции она возможна с коэффициентом модуляции от 0 до 120% (значения свыше 100% означают уже перемодуляцию). Сигнал на TTL-выходе в этом случае имеет форму прямоугольных импульсов с частотой, равной частоте модуляции. Нетрудно заметить, что спектр АМ-сигнала вполне соответствует теоретическому представлению о нем – он имеет центральный пик несущей частоты и два боковых пика, отстоящих от центрального на частоту модуляции. Представление спектральных линий пиками связано с ограниченной разрешающей способностью осциллографа при проведении спектрального анализа.

Частотная модуляция также возможна. Как и при амплитудной модуляции, частотная модуляция может осуществляться разными видами сигналов: синусоидальным, прямоугольным, импульсным,

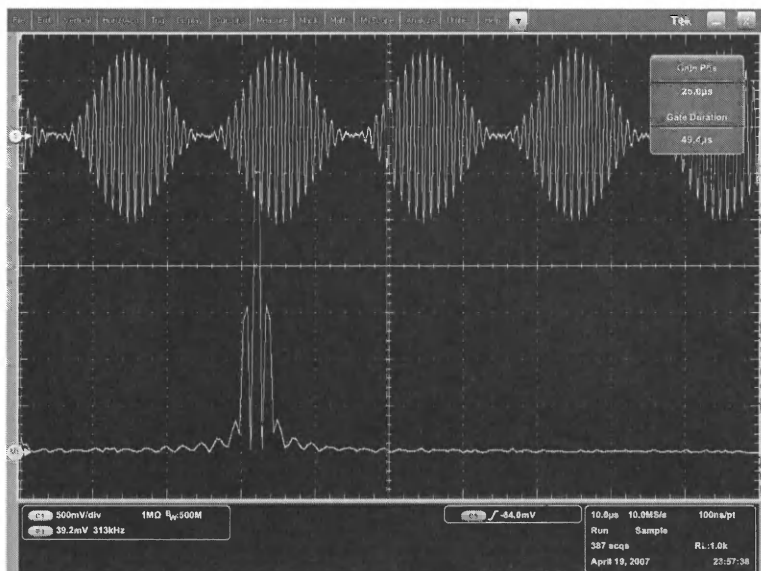


Рис. 1.37. Иллюстрация получения амплитудно-модулированного сигнала

шумом и произвольным. Модулируемые сигналы могут иметь любой вид, кроме импульсного, шума и постоянного тока. Частота внутренней модуляции может быть от 2 мГц до 50 кГц. При частотной модуляции пиковое отклонение частоты составляет половину максимально возможной частоты синусоидального сигнала.

Фазовая модуляция означает изменение фазового сдвига несущего колебания. Диапазон сдвигов от 0 до 180° с установкой через 0,1°. Диапазон частот модуляции тот же, что при частотной модуляции. Наконец, частотная манипуляция возможна с частотой от 2 мГц до 1 МГц.

Для снятия АЧХ различных устройств и их испытания при изменении частоты сигналов служит режим Качание (кнопка **Sweep** или **Качание**). Важно отметить, что качание частоты может осуществляться как для синусоидального, так и для импульсного сигнала – с применением как внутреннего генератора развертки, так и внешнего. Зависимость частоты от времени представлена на рис. 1.38. Все указанные на этом рисунке временные и частотные параметры и закон качания можно задавать в экранном меню. Режим качания нельзя использовать для сигналов постоянного тока и шума.

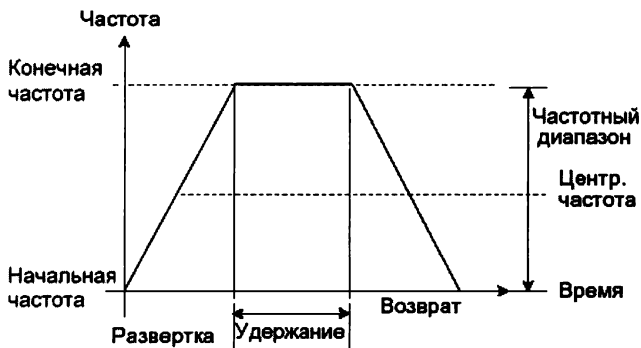


Рис. 1.38. Зависимость частоты от времени в режиме качания (свип-генератора)

Разумеется, возможность создания произвольных сигналов означает, что генераторы серии AFG3000 позволяют пользователю создавать большое множество сигналов самой разнообразной формы. Генераторы предусматривают различные возможности создания сигналов произвольной формы – от копирования сигналов стандартных форм, ручного ввода опорных точек и интерполяции кривых в промежутках между ними до ввода отдельно каждой точки сигналов с разрешением в 14 бит. Это очень высокое разрешение – достаточно отметить, что многие цифровые осциллографы (даже фирмы Tektronix) довольствуются разрешением в 8 бит (это всего 256 значений каждой точки).

Их можно сохранять во внутренней памяти (4 сигнала и текущий редактируемый сигнал), а можно хранить и во внешней флэш-памяти. Это уже вполне современное решение – карту с флэш-памятью можно перенести на компьютер для сохранения файлов на жестком диске большой емкости или для применения в серьезных программах математической обработки сигналов, в том числе с помощью современных систем компьютерной математики Mathcad, Mathematica, Maple или MATLAB. Все это открывает неограниченные возможности моделирования сигналов и использующих их устройств.

Отметим еще несколько аппаратных возможностей генераторов AFG3000. Их можно использовать в качестве генераторов опорного высокостабильного сигнала с частотой 10 МГц (выход есть на задней панели). Можно, напротив, обеспечить работу генератора от внешнего сигнала с частотой 10 МГц (область захвата при этом равна  $\pm 35$  кГц). Несколько генераторов могут работать синхронно. Как уже отмечалось, есть возможность суммирования выходных сигналов

с внешним сигналом. Для защиты основного выхода от коротких замыканий и перегрузок по напряжению имеются встроенная защита и внутренний плавкий предохранитель.

### 1.7.4. Создание сигнала с кодоимпульсной модуляцией

Современные линии связи с высокой скоростью передачи информации обычно используют кодоимпульсную модуляцию. На рис. 1.39 показана типичная функциональная схема тракта передача–прием линии связи цифровой модуляцией. Из него видны преобразования компонент  $I$  и  $Q$  сигнала.

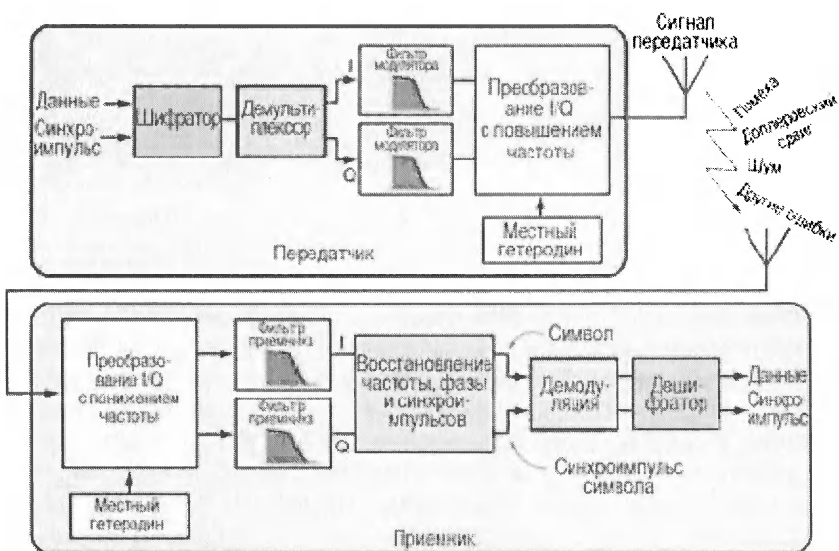


Рис. 1.39. Тракт цифровой радиосвязи

Процесс передачи в тракте рис. 1.39 начинается с поступления передаваемых данных и тактового сигнала. Данные и тактовый сигнал проходят через шифратор, который переупорядочивает данные, добавляет биты синхронизации, выполняет помехоустойчивое кодирование и шифрование. Затем данные разделяются по трактам  $I$  и  $Q$  и фильтруются. Таким образом, они превращаются в аналоговые сигналы, которые подвергаются преобразованию с повышением частоты до соответствующего канала и передаются в эфир.

Прием сигнала происходит в порядке, обратном передаче, с несколькими дополнительными шагами. Радиосигнал преобразуется с понижением частоты в сигналы модуляции  $I$  и  $Q$ , которые пропускаются через фильтры приемника, рассчитанные на удаление межсимвольных помех. Затем сигнал обрабатывается по алгоритму, восстанавливающему частоту, фазу и синхронизацию данных. Это необходимо для коррекции задержки при многолучевом распространении и доплеровского сдвига в тракте, а также несинхронности локальных гетеродинов передатчика и приемника. После восстановления частоты, фазы и тактовых импульсов сигнал демодулируется и декодируется, выполняются коррекция ошибок и восстановление битов.

Для исследования и испытания систем связи с цифровыми методами модуляции выпускаются специальные векторные анализаторы спектра. Векторное представление сигналов используется также при анализе цепей, в частности в *векторных анализаторах цепей*. Наряду с этими устройствами необходимы и генераторы, дающие сигналы, представленные в векторной форме, и промодулированные различными видами модуляции, в том числе цифровыми.

Наиболее распространенным способом кодоимпульсной модуляции является управление фазой синусоидального сигнала генератора. Например, для передачи четырех логических состояний можно использовать четыре значения фазы – см. табл. 1.2. Этот вид модуляции называется *квадратурной модуляцией*.

**Таблица 1.2. Пример кодирования логических состояний фазой**

| Логическое состояние | Амплитуда | Фаза |
|----------------------|-----------|------|
| 00                   | 1         | 45°  |
| 01                   | 1         | 135° |
| 10                   | 1         | 315° |
| 11                   | 1         | 225° |

В соответствии с векторным представлением синусоидальных сигналов (см. рис. 1.5) этот вид модуляции можно представить диаграммой, показанной на рис. 1.40а. Иногда такие диаграммы называют *звездными диаграммами*. При этом каждому логическому состоянию соответствует точка на окружности, соответствующей положению конца радиус-вектора синусоидального сигнала.

Такое представление кодоимпульсной модуляции не является единственным. Другим примером кодирования логических состоя-



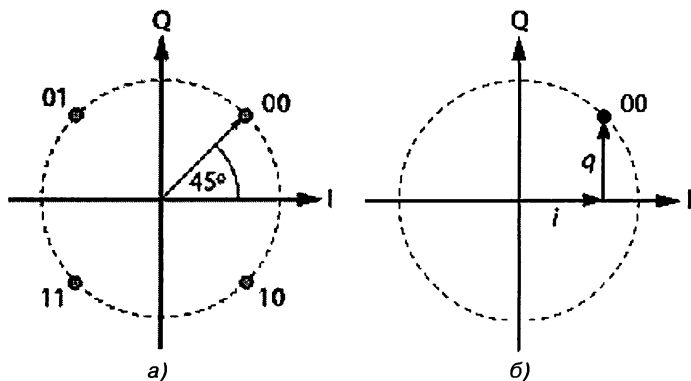


Рис. 1.40. Диаграмма модуляции QPSK с изменением фазы (а) и амплитуды составляющих I и Q сигнала (б)

ний является кодирование путем изменения I и Q составляющих модулированного сигнала (см. табл. 1.3).

**Таблица 1.3. Пример кодирования логических состояний фазой**

| Логическое состояние | Амплитуда I | Амплитуда Q |
|----------------------|-------------|-------------|
| 00                   | $+\sqrt{2}$ | $+\sqrt{2}$ |
| 01                   | $-\sqrt{2}$ | $+\sqrt{2}$ |
| 10                   | $+\sqrt{2}$ | $-\sqrt{2}$ |
| 11                   | $-\sqrt{2}$ | $-\sqrt{2}$ |

Этому варианту соответствует векторная диаграмма, представленная на рис. 1.40б.

Типичная схема модулятора для системы с QPSK модуляции представлена на рис. 1.41. Высокочастотная несущая подается на вход LO и через усилитель поступает на фазовращатель. Сигналы I+ и I-, а также Q+ и Q- поступают по дифференциальным входам на умножители, а сигналы с выхода последних суммируются, что и создает радиочастотный сигнал RF(t).

Полная функциональная схема для получения сигнала с QPSK-модуляцией представлена на рис. 1.42 [54]. Основой ее являются два генератора – высокочастотный Signal Generator для создания несущей частоты и генератор модулирующего сигнала с двумя каналами для I и Q составляющих. Наиболее подходящим для этого является двухканальный генератор серии AFG3000. Поскольку выходы ге-

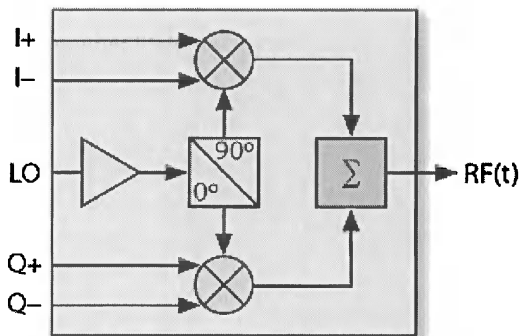


Рис. 1.41. Модулятор для осуществления модуляции QPSK

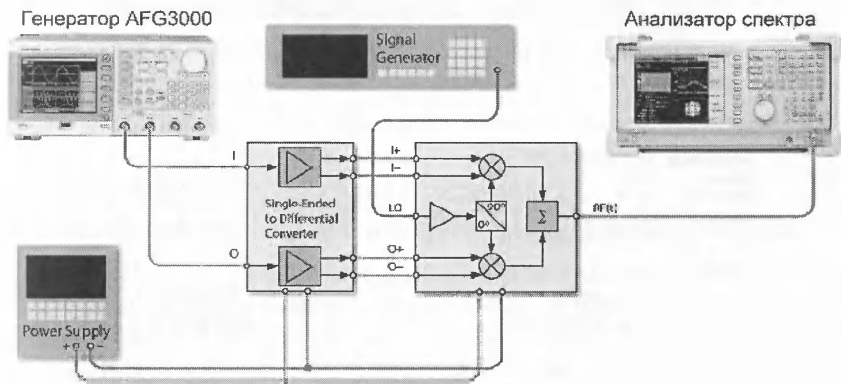


Рис. 1.42. Функциональная схема модели передатчика с QPSK-модуляцией

ператора дают несимметричные сигналы, их нужно преобразовать в симметричные дифференциальные сигналы.

Для формирования сигнала с частотой модуляции, например 1 МГц, надо задать у двух каналов генератора AFG3000 режим непрерывной генерации синусоидального напряжения с этой частотой и с одинаковой амплитудой в 0,5 В. Фазовый угол в каналах надо установить равным  $0^\circ$  в первом канале и  $90^\circ$  во втором. Вид окна генератора AFG3152 с графиками моделирующих сигналов показан на рис. 1.43

Частоту радиочастотного генератора можно задать равной 2,5 ГГц. Для контроля выходного сигнала модели передатчика (рис. 1.43) наиболее подходит анализатор спектра радиочастот. На рис. 1.44 показан

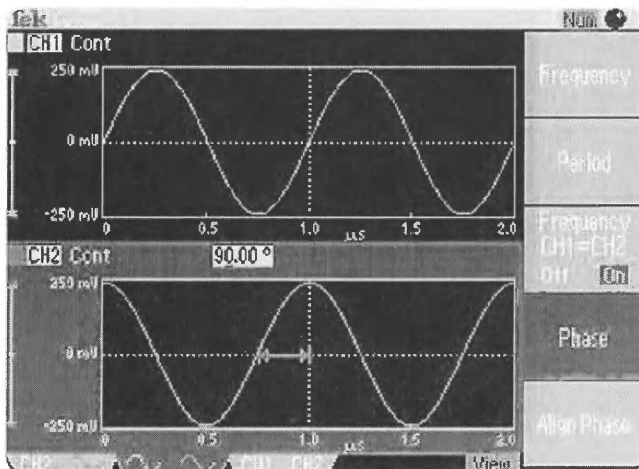


Рис. 1.43. Вид окна генератора AFG3152 с графиками модулирующих сигналов

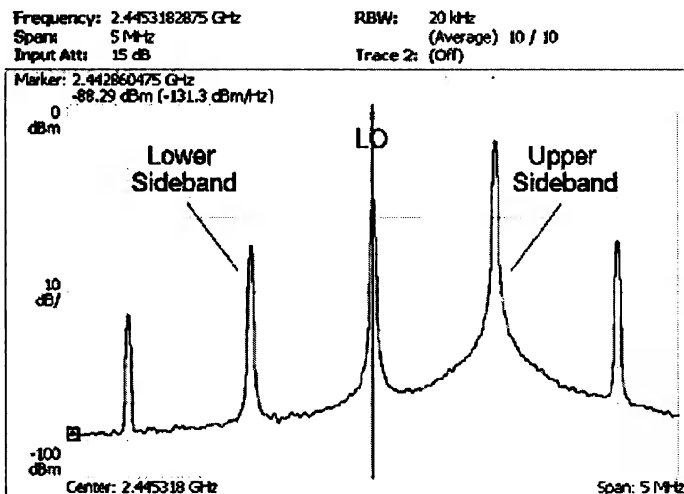


Рис. 1.44. Спектр радиосигнала с QPSK-модуляцией

реальный спектр модели передатчика с QPSK-модуляцией. Отчетливо видны пик несущей частоты и боковые частоты. Нетрудно оценить мощность каждой составляющей сигнала.

Меняя частоту модуляции, можно снять частотную характеристику модуляционного тракта. Она представлена на рис. 1.45. Спад этой характеристики на 3 дБм происходит примерно на частоте 45 МГц, что говорит о достаточно большой широкополосности канала связи с такой модуляцией.

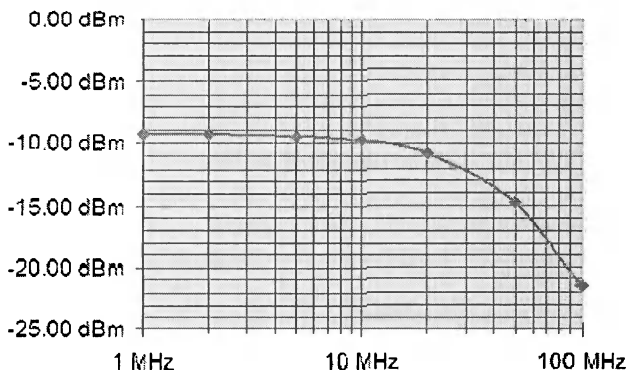


Рис. 1.45. Частотная характеристика модуляционного тракта

### 1.7.5. Монолитные микросхемы для кодоимпульсной модуляции/демодуляции

Одной из наиболее распространенных является квадратурная (QPSK) модуляция СВЧ-сигналов. Компания Hittite Microwave выпускает ряд монолитных микросхем модуляторов с этим видом модуляции. Параметры основных микросхем с прямой квадратурной модуляцией представлены в табл. 1.4. Они перекрывают диапазон частот несущей от 20 МГц до 7 ГГц, то есть нижняя граница частот у одной из микросхем захватывает даже диапазон коротких волн.

Таблица 1.4. Параметры основных микросхем прямой квадратурной модуляции

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | OIP3/CS, (дБм/дБс) | Полоса, МГц | Шум, дБм/Гц | Питание напряжение/ток |
|----------------|--------------|--------------------|-------------|-------------|------------------------|
| HMC495LP3      | 0,25–3,8     | 14/38              | DC – 250    | –158        | +3,3 В @ 108 мА        |
| HMC496LP3      | 4–7          | 17/34              | DC – 250    | –157        | +3 В @ 93 мА           |
| HMC497LP4      | 0,1–4,0      | 23/42              | DC – 700    | –159        | +5 В @ 170 мА          |
| HMC696LP4E     | 0,02–2,7     | 23/42              | DC – 700    | –162        | +5 В @ 160 мА          |
| HMC697LP4      | 0,45–4,0     | 22/43              | DC – 700    | –165        | +5 В @ 168 мА          |
| HMC795LP5E     | 05–2,8       | 25/55              | DC – 440    | –158        | +5 В @ 120 мА          |

На рис. 1.46 представлена схема платы тестирования микросхемы модулятора HMC696LP4E. В корпусе микросхемы показана и функциональная диаграмма микросхемы. Микросхема выполнена в корпусе LP4 с размерами 4×4 мм. Выход радиочастотный RF микросхемы согласован со стандартным волновым сопротивлением в 50 Ом. Напряжение питания микросхемы +5 В. Полоса частот модуляции от 0 (DC) до 700 МГц. В плате используются миниатюрные бескорпусные конденсаторы с очень малой паразитной индуктивностью выводов.

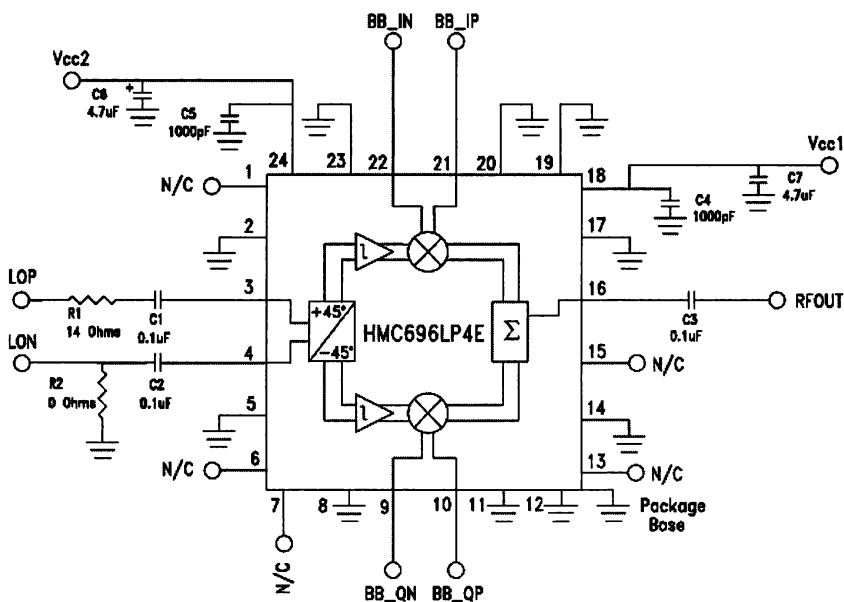


Рис. 1.46. Схема платы тестирования монолитной микросхемы модулятора HMC696LP4E

Компания Hittite Microwave выпускает еще три монолитные микросхемы векторных модуляторов. Их основные параметры представлены в табл. 1.5. Два последних параметра характеризуют уровень шума и нелинейность модуляторов.

Выпускается также монолитная микросхема HMC597LP4 демодулятора СВЧ-сигналов на диапазон частот от 0,1 до 4 ГГц и с диапазоном частот модуляции от постоянного тока (DC) до 600 МГц. Выходной I/Q-порт дифференциальный и рассчитан на импеданс

Таблица 1.5. Основные параметры монолитных микросхем векторных модуляторов

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | Коэффициент передачи, дБ | IP3/NF, дБм/дБс | I13@max.Gain, дБм |
|----------------|--------------|--------------------------|-----------------|-------------------|
| HMC500LP3      | 1,8–2,2      | –50...–10                | 185             | 33                |
| HMC630LP3      | 0,7–1,0      | –50...–10                | 186,5           | 34                |
| HMC631LP3      | 1,8–2,7      | –50...–10                | 186             | 35                |

в 400 Ом. Напряжение питания микросхемы от +4,5 до +5,5 В, потребляемый ток при напряжении +5 В составляет 200 мА.

Функциональная диаграмма этой микросхемы показана на рис. 1.47. Микросхема выполнена по технологии SiGe гетеропереходных структур и размещена в корпусе LP4. Необычным для монолитных микросхем решением является наличие согласующего трансформатора внутри микросхемы.

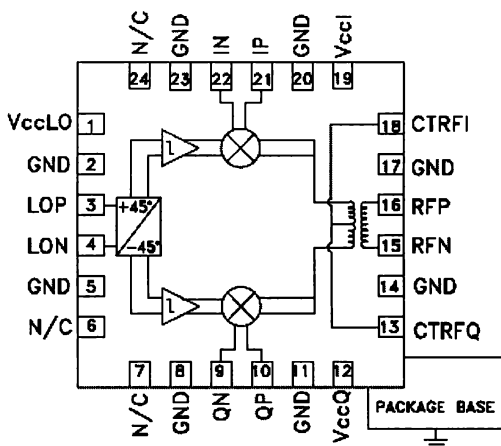


Рис. 1.47. Функциональная диаграмма микросхемы демодулятора HMC597LP4

Монолитные микросхемы имеют очень широкую полосу частот модуляции (до 700 МГц), что позволяет использовать их в новейших сверхскоростных системах связи с кодоимпульсной модуляцией.

## 1.8. Векторные генераторы синусоидальных сигналов

### 1.8.1. Векторные генераторы фирмы R&S

Как уже отмечалось, в ряде случаев используется *векторное представление* синусоидальных сигналов, например гармоник сложного сигнала. В число многочисленных разновидностей цифровой модуляции входят такие известные форматы, как частотная манипуляция, двухпозиционная фазовая манипуляция, квадратурная фазовая манипуляция, гауссова манипуляция с минимальным сдвигом, квадратурная амплитудная модуляция, ортогональное мультиплексирование частотным делением и др. Цифровая модуляция в сочетании с назначением каналов, фильтрацией, управлением мощностью, коррекцией ошибок и протоколами связи нередко представляет целый стандарт сверхскоростной цифровой связи, обеспечивающей безошибочную передачу битов информации по радиоканалу.

Фирмой R&S [53, 247] на основе генераторов серии SML выпускаются векторные одноканальные генераторы сигналов серии SMV 03 и двухканальные SMU200A (рис. 1.48). Они оснащены дополнительным широкополосным I/Q-модулятором, способным с внешним источником I/Q-сигналов генерировать любые сигналы с кодоимпульсной модуляцией, которые находят широкое применение в современных цифровых системах связи.

Прибор SMU200A содержит в одном корпусе два независимых генератора, которые могут использоваться отдельно (например, как

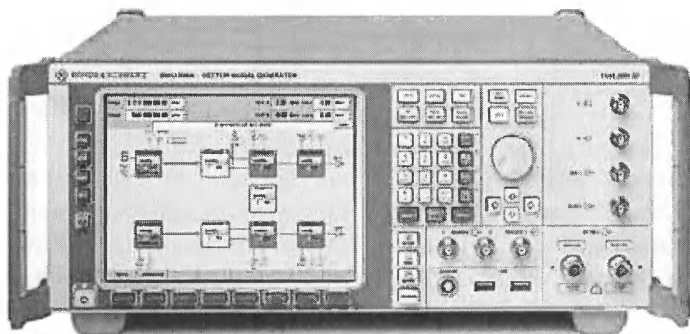


Рис. 1.48. Внешний вид двухканального векторного генератора SMU200A

гетеродины супергетеродинного радиоприемника с двойным преобразованием частоты), так и совместно. Этот прибор в состоянии удовлетворить потребности в испытательных сигналах разработчиков современных систем мобильной связи.

Основные характеристики генераторов SMU200A:

- два генератора в одном приборе;
- дополнительные модули на частоты от 100 кГц до 2,2/3/4/6 ГГц для первого ВЧ-тракта;
- второй ВЧ-тракт с частотами до 2,2 или 3 ГГц;
- два полноценных канала модуляции;
- цифровое суммирование сигналов без потерь;
- модулятор I/Q с полосой частот до 200 МГц;
- низкий фазовый шум генераторов:  $-135$  дБн на частоте 1 ГГц при расстройке на 20 кГц и полосе частот разрешения 1 Гц;
- низкий уровень широкополосного шума:  $-153$  дБн на частоте несущей 1 ГГц при смещении несущей  $>5$  МГц и полосе частот разрешения 1 Гц;
- высокий уровень выходной мощности: до  $+19$  дБм и до  $+26$  дБм в режиме перегрузки;
- встроенный электронный аттенюатор с полосой частот 6 ГГц;
- высокая точность повторяемости уровня: до 0,05 дБ;
- виды модуляции: АМ, ЧМ, ФМ, импульсная и кодовая (цифровая);
- интуитивно понятный графический интерфейс;
- контекстное представление справочной информации;
- имитация затухания в реальном времени для 40 трактов замириания в одноканальном режиме и 20 в двухканальном режиме;
- малое время установления заданной частоты – менее 3 мс, а в режиме списка менее 0,45 мс;
- дистанционное управление по порту GPIB или локальной сети;
- полноценная связь с персональным компьютером;
- наличие портов USB для подключения клавиатуры, мыши и флэш-памяти.

Генератор может формировать сложные сигналы и сигналы произвольной формы. Объем выборки 56 Мвыб для составляющих  $I$  и  $Q$  квадратурных сигналов, 4 бита маркера на каждый образец (256 Мб). Цветной дисплей с разрешением  $800 \times 600$  пикселей формата SVGA позволяет наглядно отображать различную информацию, например блок-схему векторных измерений, – она видна на экране дисплея.



На рис. 1.49 показана диаграмма затухания 16-канального сигнала 16QAM в тракте Рэлея (одна из реализаций цифровой модуляции).

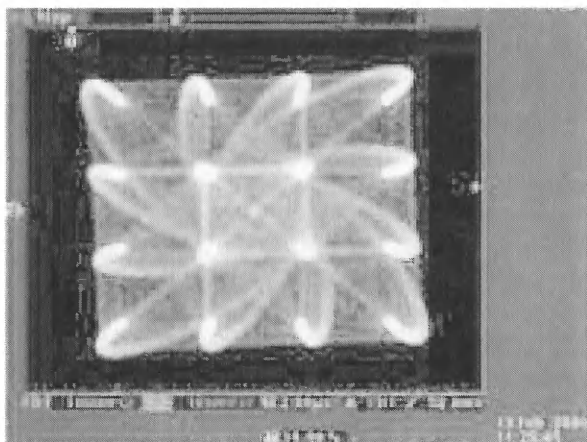


Рис. 1.49. Диаграмма затухания 16-канального сигнала 16QAM в тракте Рэлея

Еще одна серия векторных генераторов SMATE200A с диапазоном частот до 3 или 6 ГГц создана на основе генераторов SMU200A. У генератора SMATE200A нет органов управления и дисплея на передней панели, что связано с его производственным назначением. Приборы ориентированы на применение в измерительных комплексах и системах, работающих в жестких условиях производства практически без обслуживания.

### 1.8.2. Векторные генераторы фирмы Keithley

Разумеется, векторные генераторы выпускаются и другими фирмами. Например, фирма Keithley [56, 248] выпускает генератор Model 2910 на диапазон частот от 400 МГц до 2,5 ГГц с разрешением 0,1 Гц и погрешностью около 5 мкГц. Динамический диапазон сигнала на входе от  $-120$  дБм до  $+13$  дБм с разрешением 0,01 дБм и погрешностью 0,3 дБ. Время установления заданной частоты и заданной амплитуды не более 1,6 мс. Габариты прибора  $133 \times 213 \times 464$  мм, масса не более 8 кг. Внешний вид прибора спереди показан на рис. 1.50. Прибор имеет сенсорный экран.

Этот генератор специально предназначен для тестирования, отладки и исследования аппаратуры мобильной связи. Он имеет встро-



Рис. 1.50. Внешний вид векторного генератора Model 2910 фирмы Keithley

енный генератор цифровых сигналов основных форматов сотовой связи: GSM, GPRS, EDGE, WCDMA, cdmaOne, cdma2000. Есть также генератор шума и генератор сигналов произвольной формы с квадратурными составляющими – объем памяти 256 МБ для  $I$  и  $Q$  составляющих.

Управление генератором может производиться органами управления передней панели, сенсорного экрана, удовлетворяющего стандарту LXI веб-интерфейса (рис. 1.51) или дистанционно с помощью интерфейсов USB, GPIB и LAN. При подключении к компьютеру можно создавать и редактировать формы сигналов с помощью программ – систем компьютерной математики Mathcad и MATLAB, а также с помощью программы автоматизации измерений LabView.

У другой модели векторного генератора (Model 2920) значительно расширен диапазон генерируемых частот – он начинается с частоты 10 МГц и заканчивается частотой 4 или 6 ГГц. Внешний вид генератора 2920 показан на рис. 1.52.

Проведенное в этой главе рассмотрение техники генерации синусоидальных сигналов показывает, что эра, когда физики-эксперимен-

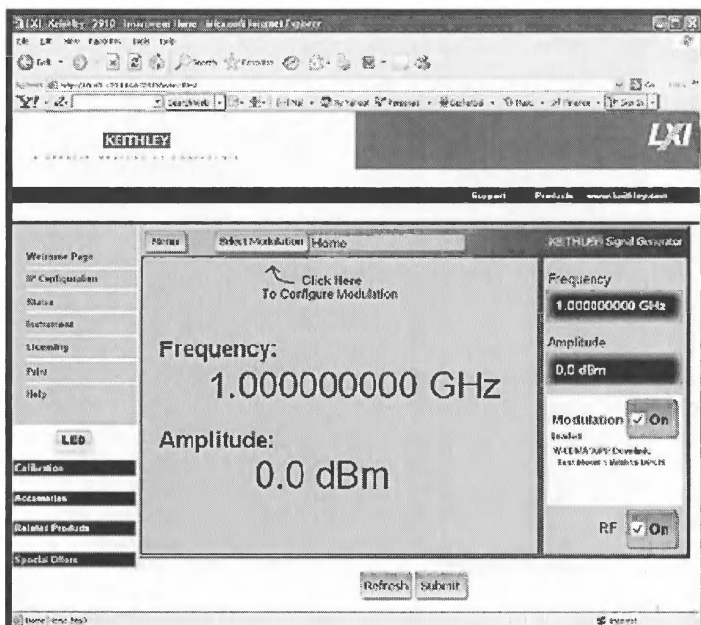


Рис. 1.51. Сенсорный экран векторного генератора Model 2910



Рис. 1.52. Внешний вид векторного генератора Model 2920

таторы собирали простенькие генераторы для своих экспериментальных установок, ушла в далекое прошлое. Современные высокоточные генераторы синусоидальных сигналов стали сложными системами и приборами, выполненными на специализированных БИС и СБИС с широким применением средств их совместной работы с персональными компьютерами. Большинство генераторов используют цифровые методы синтеза частоты и формы сигналов, а также стабилизации их параметров с очень высокой точностью, недостижимой у аналоговых устройств. Разработка таких генераторов длится годами и требует привлечения к ней высококвалифицированных специалистов и самых современных технологий.

## **1.9. Новое поколение микросхем СВЧ-генераторов синусоидального сигнала компании Hittite**

Генерация сигналов с частотой выше 1 ГГц представляет определенные трудности, связанные с инерционностью наиболее массовых активных приборов – биполярных и полевых транзисторов. Американская компания Hittite Microwave выпускает широкий спектр монолитных микросхем генераторов синусоидальных сигналов с частотами заметно выше 1 ГГц. У некоторых микросхем частота выходных сигналов достигает десятков гигагерц. Монолитные микросхемы компании выполнены в миниатюрных корпусах или на бескорпусном исполнении и имеют размеры спичечной головки. Все это достигается применением гетеропереходных биполярных транзисторов на основе GaAs и InGaP (технология HBT MMIC).

### **1.9.1. Микросхемы управляемых напряжением генераторов (VCO) с встроенным делителем частоты**

Основой многих генераторов, в том числе на базе частотных синтезаторов, являются управляемые напряжением генераторы (Variable Control Oscillators – VCO). Множество таких микросхем с рекордными значениями рабочих частот выпускает компания Hittite Microwave. Они обычно снабжаются дополнительными буферами или делителями частоты. Такие микросхемы могут входить в состав многофункциональных синтезаторов СВЧ-сигналов. Hittite Microwave не

только поставляет микросхемы синтезаторов, но и приводит основные данные об их схемотехнической реализации и даже поставляет печатные платы для тестирования синтезаторов и приводит их чертежи.

В табл. 1.4 приведены основные параметры микросхем VCO со встроенным делителем частоты. Фазовый шум указан при отстройке от центральной частоты в 10/100 кГц. Фирмой Hittite Microwave он измеряется в дБс/Гц, где «с» указывает на измерение на центральной частоте сигнала. В нашей литературе часто указывается единица измерения дБн/Гц, где «н» говорит об измерении на несущей частоте, что не совсем точно, поскольку термин «несущая частота» относится скорее к модулированным сигналам. Тип корпуса входит в название микросхем и указывается в его конце.

**Таблица 1.4. Основные параметры монолитных микросхем MCO со встроенным делителем частоты**

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | Коэффициент деления | Rout, дБм | Фазовый шум, дБс/Гц |
|----------------|--------------|---------------------|-----------|---------------------|
| HMC398QS16G    | 14–15        | +8                  | 6         | -75/-110            |
| HMC401QS16G    | 13,2–13,5    | +8                  | -8        | -83/-110            |
| HMC533LP4      | 3,8–24,8     | +16                 | 12        | -70/-95             |
| HMC734LP5      | 0,6–10,2     | +4                  | 18        | -70/-100            |
| HMC735LP5      | 0,5–12,2     | +4                  | 17        | -75/-100            |

Микросхема HMC398QS16G/398QS16GE класса Ku-Band MMIC – это управляемый напряжением генератор (VCO) с частотой, изменяющейся от 14 до 15 ГГц с встроенным делителем частоты на 8 (рис. 1.53). Мощность выходного сигнала микросхемы  $R_{out} = +7$  дБм. Уровень фазового шума (Phase Noise) –105 дБс/Гц при отклонении частоты от центральной на 100 кГц. Напряжение питания микросхемы 5 В, потребляемый ток 325 мА. Микросхема выполнена в корпусе QSOP16G SMT с 16 балочными выводами.

Зависимости частоты от управляющего напряжения при разных  $V_{oc}$  и  $V$  (слева) и при разной температуре окружающей среды (справа) показаны на рис. 1.54. Они имеют явно нелинейный характер, типичный для управления частотой с помощью варикапа (полупроводникового диода с изменяемой напряжением обратного смещения емкостью).

Монтаж микросхемы HMC398QS16G/398QS16GE на печатной плате показан на рис. 1.55. Применены бескорпусные конденсаторы с очень малой индуктивностью выводов и миниатюрные радиочастотные коаксиальные разъемы.

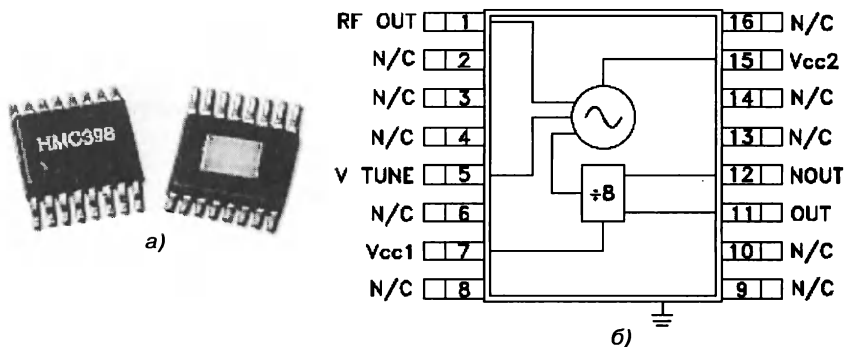


Рис. 1.53 Корпус микросхемы HMC398QS16G / 398QS16GE (а) и ее функциональная диаграмма (б)

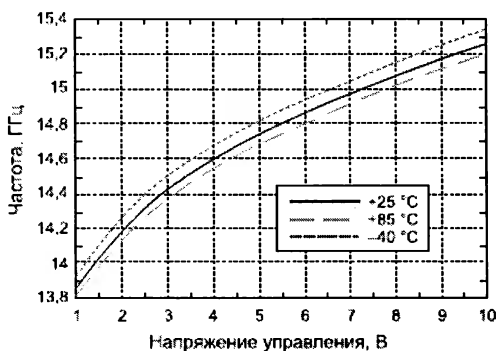
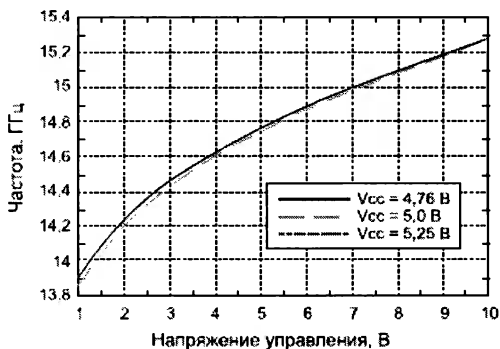


Рис. 1.54. Зависимость частоты от управляющего напряжения при разных  $V_{oc}$  и  $V$  (вверху) и при разной температуре окружающей среды (внизу)

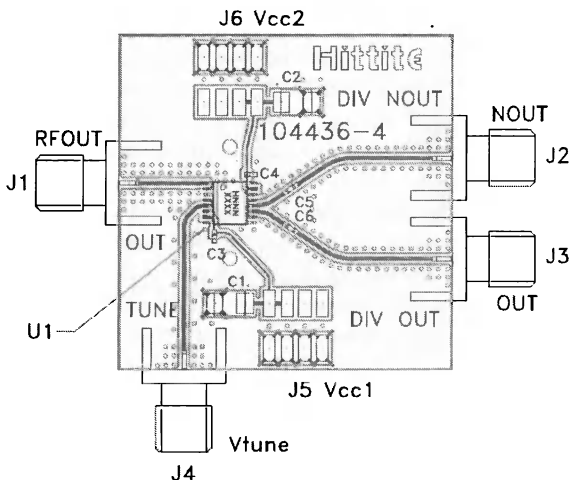


Рис. 1.55. Монтаж микросхемы HMC398QS16G/398QS16GE на печатной плате

### 1.9.2. Микросхемы VCO со встроенным буфером

Множество микросхем VCO выпускается со встроенным буфером, ослабляющим зависимость мощности выходного сигнала от частоты генератора и повышающим мощность выходного сигнала. Она измеряется в децибелах мощности (дБм). Основные параметры таких микросхем приведены в табл. 1.5. Однополосный (SSB) фазовый шум указан при двух отстройках от частоты измерения – в 10 и 100 кГц. Он является мерой спектральной чистоты выходного сигнала генератора и его кратковременной стабильности частоты.

Монолитная микросхема HMC532LP4/532LP4E (рис. 1.56) – это пример генератора с управляемой напряжением частотой с буферным усилителем. Полоса частот микросхемы 7,1–7,9 ГГц. Мощность выходного сигнала  $P_{out}$ : +14 дБм, уровень фазового шума –103 дБс/Гц при отстройке от центральной частоты на 100 кГц, напряжение питания: +3В, потребляемый ток 85 мА. Микросхема выполнена в 24-выводном корпусе размером 4×4 мм. Тип корпуса указан в конце названия микросхем.

Зависимость частоты от управляющего напряжения для микросхемы HMC532LP4/532LP4E при различных значениях температуры подобна показанной на рис. 1.54.

**Таблица 1.5. Основные параметры монолитных микросхем VCO со встроенным буфером**

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | $P_{out}$ , дБм | Фазовый шум, дБс/Гц |
|----------------|--------------|-----------------|---------------------|
| HMC358MS8G     | 5,8–6,8      | 10              | -82/-105            |
| HMC384LP4      | 2,05–2,25    | 3,5             | -89/-112            |
| HMC385LP4      | 2,25–2,5     | 4,5             | -89/-115            |
| HMC386LP4      | 2,6–2,8      | 5               | -88/-115            |
| HMC388LP4      | 3,15–3,4     | 4,9             | -88/-113            |
| HMC389LP4      | 3,35–3,55    | 4,7             | -89/-112            |
| HMC390LP4      | 3,55–3,9     | 4,7             | -87/-112            |
| HMC391LP4      | 3,9–4,45     | 5               | -81/-106            |
| HMC416LP4      | 2,75–3,0     | 4,5             | -89/-114            |
| HMC429LP4      | 4,45–5,0     | 4               | -79/-105            |
| HMC430LP4      | 5,0–5,5      | 2               | -80/-103            |
| HMC431LP4      | 5,5–6,1      | 2               | -80/-102            |
| HMC466LP4      | 6,1–6,72     | 4,5             | -73/-101            |
| HMC505LP4      | 6,8–7,4      | 11              | -80/-106            |
| HMC506LP4      | 7,8–8,7      | 14              | -80/-103            |
| HMC532LP4      | 7,1–7,9      | 14              | -80/-101            |

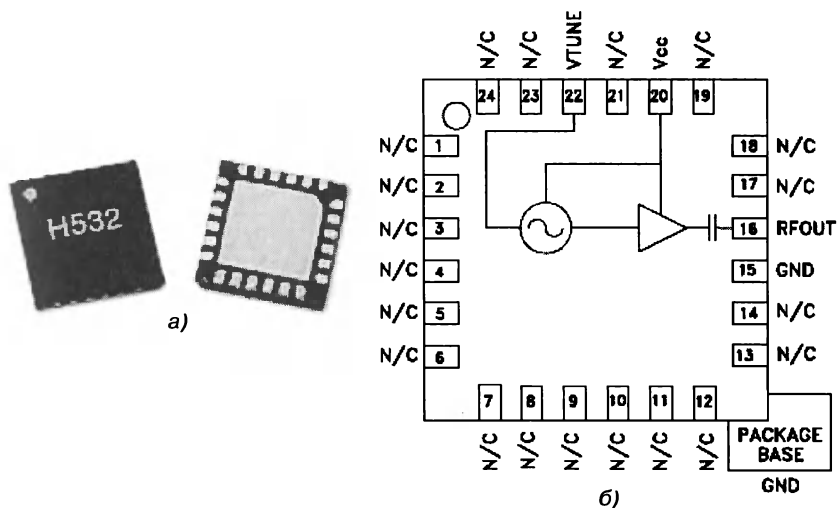


Рис. 1.56. Микросхема HMC532LP4/532LP4E: корпус (а) и функциональная диаграмма (б)



### 1.9.3. Микросхемы VCO с двумя радиочастотными выходами

Некоторые микросхемы выпускаются с двумя радиочастотными выходами – с основной частотой  $f_0$  и половинной  $f_0/2$ . Кроме того, они могут содержать и встроенный делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления. В табл. 1.6 приведены основные параметры таких микросхем компании Hittite Microwave.

**Таблица 1.6. Микросхемы VCO с двумя радиочастотными выходами и встроенным делителем частоты**

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | Коэффициент деления | Rout, дБм | Фазовый шум, дБс/Гц |
|----------------|--------------|---------------------|-----------|---------------------|
| HMC507LP5      | 6,65–7,65    | –                   | 13        | –90/–115            |
| HMC508LP5      | 7,3–8,2      | –                   | 15        | –90/–116            |
| HMC509LP5      | 7,8–8,8      | –                   | 13        | –90/–115            |
| HMC510LP5      | 8,45–9,55    | +4                  | 13        | –92/–116            |
| HMC511LP5      | 9,05–10,15   | –                   | 13        | –88/–115            |
| HMC512LP5      | 9,6–10,8     | +4                  | 9         | –85/–111            |
| HMC513LP5      | 10,43–11,46  | +4                  | 7         | –85/–110            |
| HMC514LP5      | 11,17–12,02  | +4                  | 7         | –87/–110            |
| HMC515LP5      | 11,5–12,5    | +4                  | 10        | –83/–110            |
| HMC529LP5      | 12,4–13,4    | +4                  | 8         | –83/–110            |
| HMC530LP5      | 9,5–10,8     | +4                  | 11        | –85/–110            |
| HMC531LP5      | 13,6–14,9    | +4                  | 7         | –82/–110            |
| HMC534LP5      | 10,6–11,8    | +4                  | 11        | –82/–11             |
| HMC582LP5      | 11,1–12,4    | +4                  | 9         | –83/–110            |
| HMC583LP5      | 11,5–12,8    | +4                  | 11        | –80/–110            |
| HMC584LP5      | 12,5–13,9    | +4                  | 10        | –81/–110            |
| HMC632LP5      | 14,25–15,65  | +4                  | 9         | –80/–107            |
| HMC736LP4      | 14,5–15,0    | –                   | 9         | –80/–105            |
| HMC737LP4      | 14,9–15,5    | –                   | +9        | –80/–105            |
| HMC738LP4      | 20,9–23,9    | +16                 | 9         | –65/–95             |
| HMC739LP4      | 23,8–26,8    | +16                 | 8         | –64/–93             |

Примером такой микросхемы является микросхема HMC739LP4, функциональная диаграмма которой представлена на рис. 1.57. Это самая высокочастотная среди микросхем данной группы.

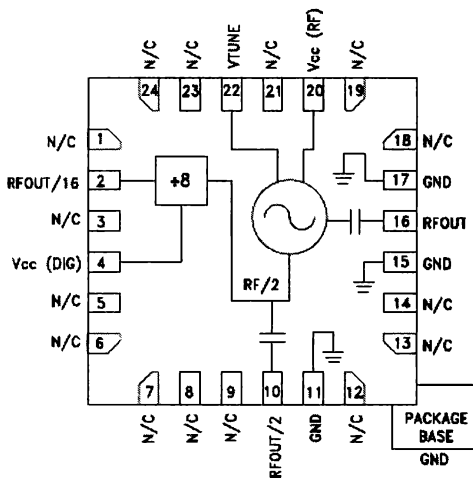


Рис. 1.57. Функциональная диаграмма микросхемы

### 1.9.4. Широкополосные (Wideband) VCO

Hittite Microwave выпускает несколько монолитных микросхем VCO с расширенным до 2 раз диапазоном перестройки частоты. Основные параметры таких микросхем (класса Wideband) приведены в табл. 1.7.

Таблица 1.7. Основные параметры монолитных микросхем класса Wideband компании Hittite Microwave

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | Rout, дБм | Фазовый шум, дБс/Гц |
|----------------|--------------|-----------|---------------------|
| HMC586LC4B     | 4–8          | 5         | -75/-100            |
| HMC587LC4B     | 5–10         | 5         | -65/-95             |
| HMC588LC4B     | 8–12,5       | 5         | -65/-93             |
| HMC732LC4B     | 6–12         | 1         | -65/-95             |
| HMC733LC4B     | 10–20        | 2         | -80/-105            |

Микросхема HMC733 LC4B (рис. 1.58) наиболее высокочастотная из класса микросхем с широким диапазоном управления частотой и с буферным усилителем (Wideband MMIC VCO with Bufer Amplifier). Диапазон частот ее составляет от 10 до 20 ГГц. Таким образом, коэффициент перекрытия по частоте достигает 2 раз. Напряжение питания микросхемы 5 В, потребляемый ток – около 70 мА. Миниатюр-

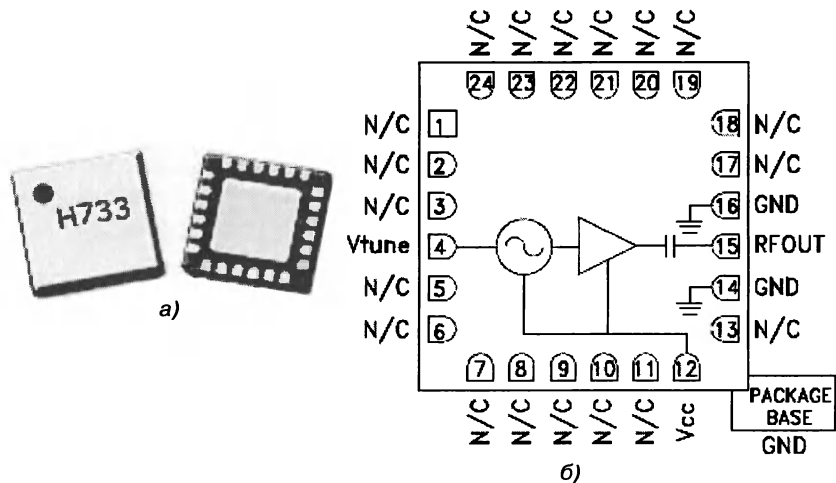


Рис. 1.58. Микросхемы HMC733LC4B: корпус (а) и функциональная диаграмма (б)

ный корпус микросхемы LC4B с 24 выводами имеет размеры 4×4 мм (площадь 16 мм).

Микросхема построена на основе LC-контура, потери которого компенсируются схемой с отрицательным дифференциальным резистансом, а частота изменяется с помощью варикапа (диода с изменяемой напряжением емкостью). Зависимость частоты от управляющего напряжения для этой микросхемы похожа на такую же для других микросхем этого типа. Управляющее напряжение может меняться в пределах от 0 до +22 В. Температурная зависимость частоты малая – кривые для температур от -40 до +125 °С практически сливаются.

Зависимость фазового шума микросхемы HMC733LC4B от частотного сдвига показана на рис. 1.59. Типовое значение SSB фазового шума составляет -90 дБс/Гц при сдвиге частоты в 100 кГц. Естественно, что этот параметр ухудшается у наиболее высокочастотных микросхем.

Основные параметры монолитных микросхем класса Wideband представлены в табл. 1.7. Фазовый шум дан при сдвиге частоты на 100 кГц. Все микросхемы выполнены в квадратном корпусе LC4B с 6 выводами по каждой стороне с размерами 4×4 мм. Тип корпуса указан в конце названия микросхем.

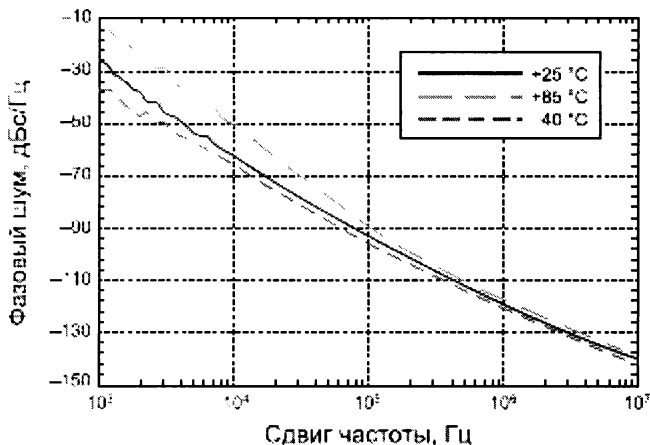


Рис. 1.59. Зависимость фазового шума микросхемы HMC733LC4B от частотного сдвига

## 1.9.5. Монолитная микросхема генератора типа PLO

Еще один класс микросхем генераторов фирмы Hittite Microwave – это параметроны (Phase-Locked Oscillators). Они предназначены для работы в системах с фазовой автоподстройкой частоты. К микросхемам класса PLO относится единственная микросхема HMC535LP4/535LP4 (рис. 1.60). Помимо собственно управляемого напряжением генератора, в состав микросхемы входят фазовый детектор Phase Detector – PFD, операционный усилитель Op-Amp и предварительное пересчетное устройство – Prescaler с коэффициентом деления 64. Микросхема выполнена в типовом корпусе LP4/LP4E с 24 выводами.

Мощность выходного сигнала 9 дБм при напряжении питания +5 В (два источника, общий ток 340 мА) и +12 В (ток 28 мА). Типичное значение фазового шума –110 дБс/Гц при отстройке на 100 кГц.

Рекомендуемая фирмой принципиальная схема высокостабильного генератора сигнала с частотой 15 ГГц, полученного умножением опорного сигнала с частотой 234 МГц, показана на рис. 1.61. Схема содержит немало внешних компонентов. Конструкция печатной платы для этого устройства и спецификация компонентов для нее детально представлены в фирменном описании данной микросхемы.

Спектр сигнала микросхемы HMC535LP4/535LP4 на частоте 15 ГГц, полученный анализатором спектра при частоте опорного сиг-

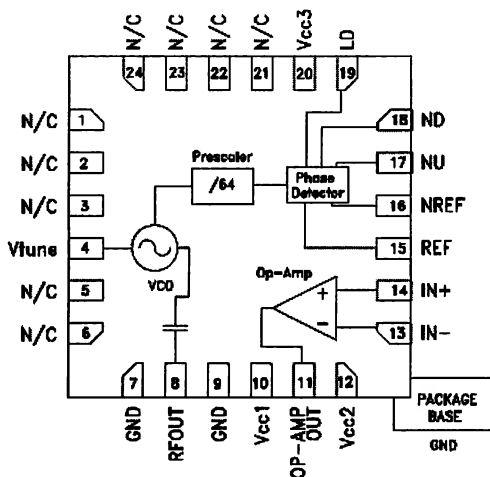


Рис. 1.60. Функциональная диаграмма параметрона HMC535LP4/535 LP4E

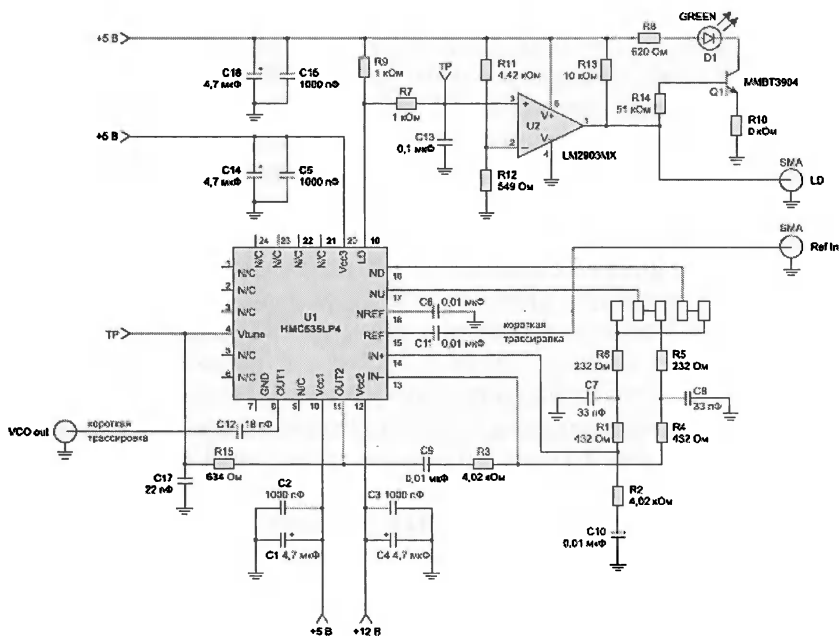


Рис. 1.61. Рекомендуемая принципиальная схема генератора с частотой 15 ГГц

нала 234 МГц, показан на рис. 1.62. Этот спектр наглядно указывает на метод измерения фазового шума путем измерения уровня сигнала на частоте, сдвинутой относительно частоты пика (центральной частоты) спектра. Ясно, что чем больше сдвиг частоты, тем меньше уровень фазового шума.

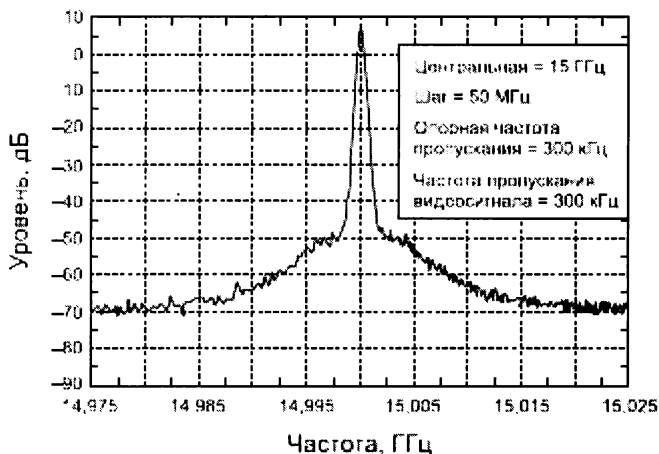


Рис. 1.62. Спектр сигнала микросхемы HMC535LP4/535LP4

## 1.10. Монолитные микросхемы синтезаторов частоты компании Hittite

### 1.10.1. Монолитные микросхемы синтезаторов без VCO

Ряд монолитных микросхем синтезаторов PLL выпускается без встроенного VCO и рассчитан на применение внешнего VCO. Данные о таких микросхемах приведены в табл. 1.8. Две из микросхем работают в дробно-рациональной моде, остальные – в целочисленной. Это особенно заметно по их частотному разрешению.

Микросхема HMC440QS16G/440QS16GE – это синтезатор без VCO с входными частотами от 0,01 до 2,8 ГГц и с целочисленным делителем ( $N = 2-32$ ). Функциональная диаграмма микросхемы HMC440QS16G/440QS16GE показана на рис. 1.63. Микросхема содержит все узлы, необходимые (совместно с управляемым напряже-

**Таблица 1.8. Монолитные микросхемы синтезаторов PLL без VCO (тип делителя I-N – целочисленный, A-N – дробно-рациональный)**

| Тип синтезатора | Частота, ГГц | Тип делителя | PFDmax, МГц | Разрешение, Гц | Питание, В/мА     |
|-----------------|--------------|--------------|-------------|----------------|-------------------|
| HMC440QS16G     | 0,01–2,8     | I-N          | 1300        | $10^7$         | +5@250            |
| HMC698LP5       | 0,08–7,0     | I-N          | 1300        | $10^7$         | +5@310            |
| HMC699LP5       | 0,08–7,0     | I-N          | 1300        | $10^7$         | +5@310            |
| HMC700LP4       | 0,1–8        | F-N          | 105         | 3              | +5@5,5<br>+3,3@90 |
| HMC704LP4E      | DC-8         | F-N          | 100         | 3              | +5@ 6<br>+3,3@ 52 |

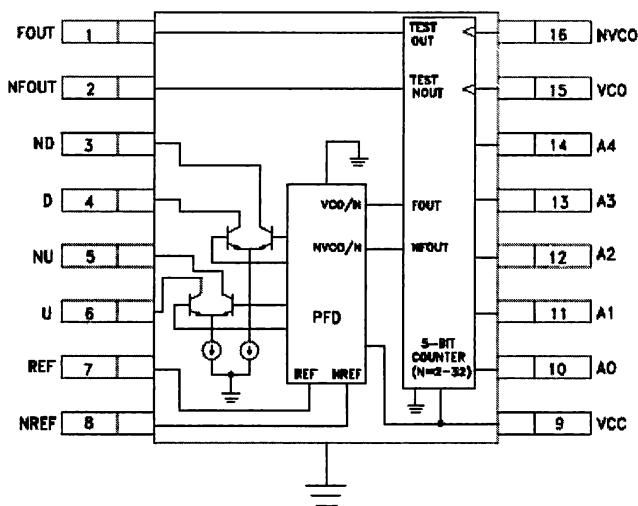


Рис. 1.63. Функциональная диаграмма микросхемы HMC440QS16G / 440QS16GE

нием генератором) для построения полноценного синтезатора синусоидального СВЧ-сигнала.

На рис. 1.64 показана зависимость напряжения ошибки фазового детектора от разности фаз сравниваемых сигналов. Эта зависимость практически линейная, и на нее слабо влияет температура окружающей среды.

Типовая схема включения микросхемы HMC440QS16G/440QS16GE показана на рис. 1.65. В документации Data Shift на эту микросхему приведен чертеж печатной платы со смонтированной на ней микросхемой и дана ее спецификация.

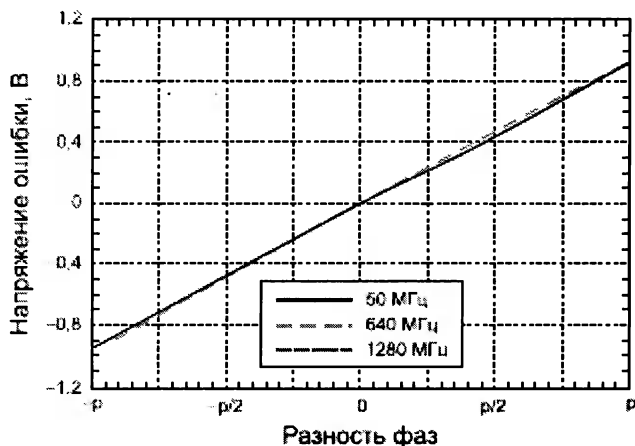


Рис. 1.64. Зависимость напряжения ошибки от разности фаз

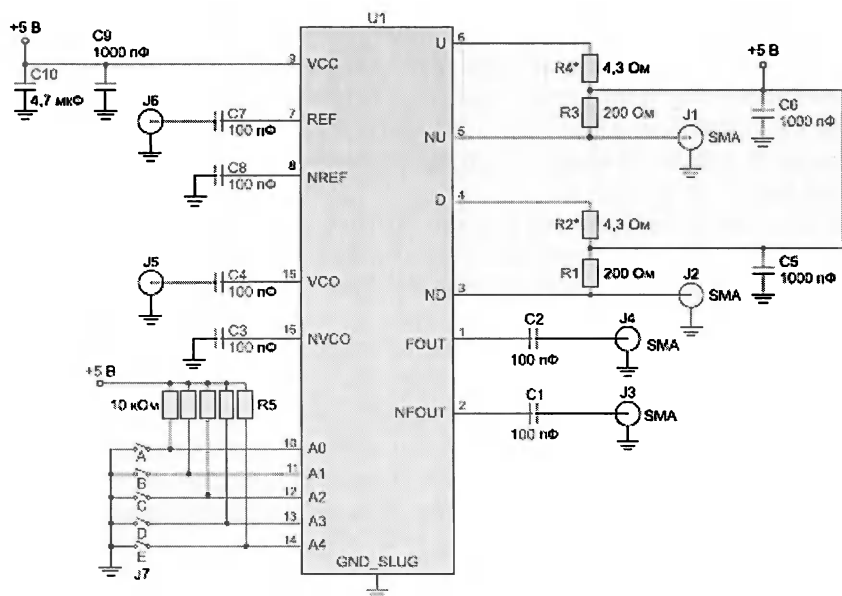


Рис. 1.65. Основная схема включения микросхемы HMC440QS16G/440QS16GE



На рис. 1.66 приведена полная схема простого синтезатора частоты, по существу выполняющая роль умножителя сигнала с опорной частотой 250 МГц в частоту 14 ГГц. Первая микросхема настроена на коэффициент деления делителя 7. Таким образом, она обеспечивает сравнение частоты  $7 \cdot 250 = 1750$  МГц с такой же частотой; сравнение от микросхемы НМС398 управляемого напряжением СВЧ-генератора с встроенным делителем на 8. Стабильность выходной частоты синтезатора рис. 1.66 определяется стабильностью опорной частоты 250 МГц, сигнал которой может быть получен от высокостабильного кварцевого или молекулярного стандарта частоты.

Микросхема НМС700LP4/700LP4E – это синтезатор частот со входом до 8 ГГц с 16-битовым предустановленным делителем частоты (рис. 1.67). Обеспечивает 24-битовое разрешение в дробно-рациональном (Fractional-N) режиме с частотным разрешением до 3 Гц. Опорная частота микросхемы до 200 МГц. Имеет возможность работы с FSK-модуляцией и работы в циклическом режиме. В микросхеме есть последовательный порт для записи/считывания данных. Выполнена в 24-выводном корпусе с размером  $4 \times 4$  мм и площадью  $16 \text{ мм}^2$ .

Зависимость фазового шума микросхемы НМС700LP4/700LP4E от сдвига частоты показана на рис. 1.68. А на рис. 1.69 дано сравнение фазового шума в целочисленном и дробно-рациональном режимах работы. Как и следовало ожидать, в дробно-рациональном режиме фазовый шум несколько выше, чем в целочисленном режиме работы.

Зависимость фазового шума от частоты в реальных условиях при управлении микросхемой генератора типа VCO показана на рис. 1.70. В пределах рабочего диапазона частот уровень шума меняется незначительно, но резко возрастает за его пределами.

Построение синтезатора на основе микросхемы НМС700 и внешнего VCO представлено на рис. 1.71. Его построение соответствует типовой функциональной схеме частотного синтезатора.

Микросхема НМС704LP4E – это синтезатор с частотами от 0 до 8 ГГц с дробно-рациональным (Fractional-N) программно-управляемым делителем частоты. Функциональная диаграмма микросхемы представлена на рис. 1.72.

Микросхема имеет радиочастотный вход с частотой 8 ГГц и 4 ГГц 19-битовый предустановленный делитель частоты. Уровень фазового шума – 112 дБс/Гц на частоте 8 ГГц при сдвиге частоты 50 кГц. Корпус SMT 24-выводный с размером  $4 \times 4$  мм и площадью  $16 \text{ мм}^2$ . Для тес-

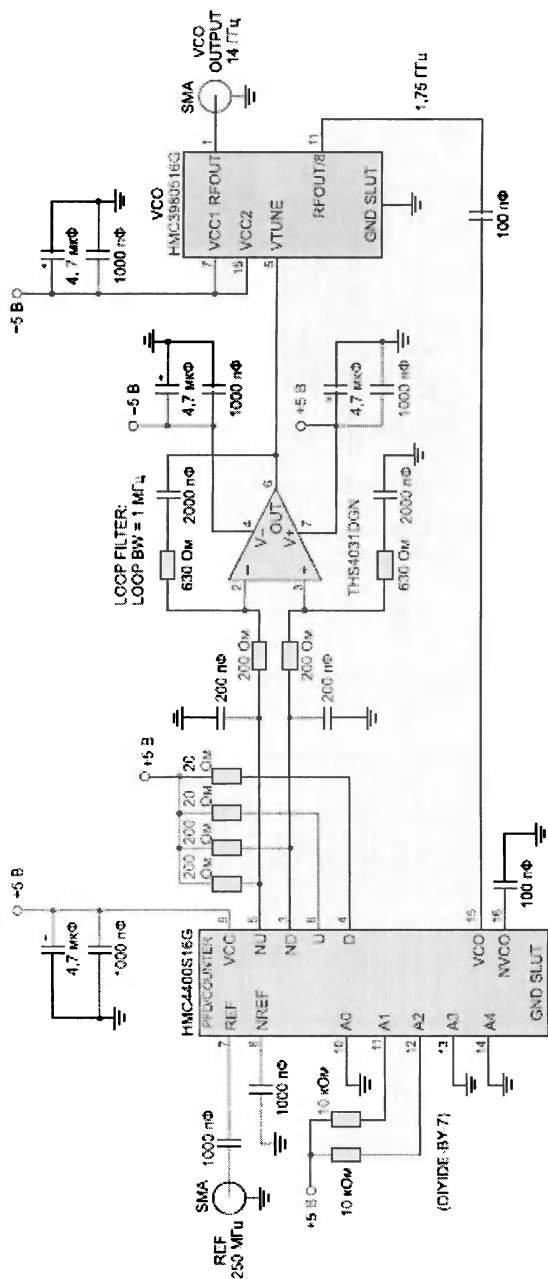


Рис. 1.66. Типичная схема синтезатора СВЧ-высокостабильного сигнала с частотой 14 ГГц при опорном сигнале 250 МГц

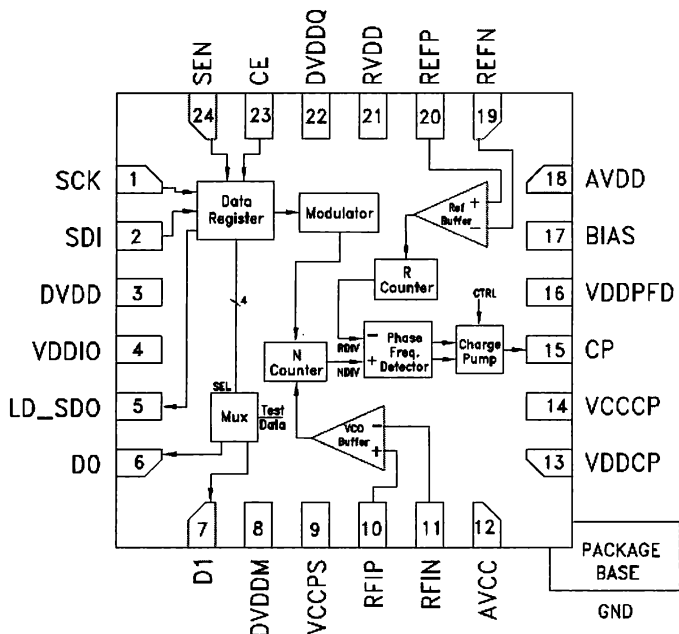


Рис. 1.67. Функциональная диаграмма микросхемы HMC700LP4/700LP4E

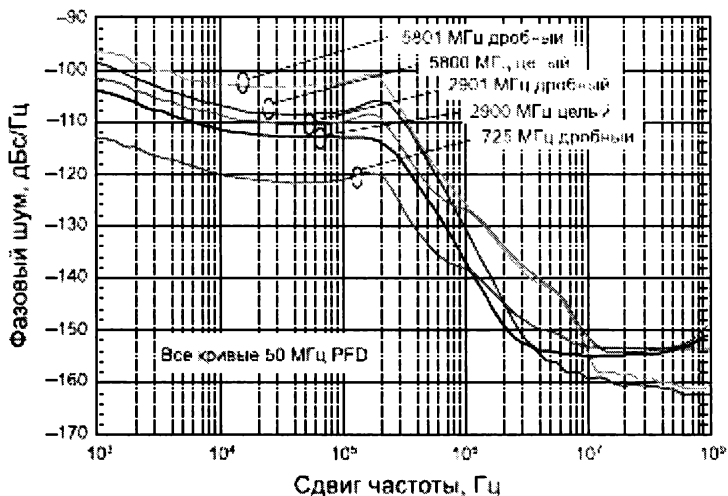


Рис. 1.68. Фазовый шум микросхемы HMC700LP4/700LP4E

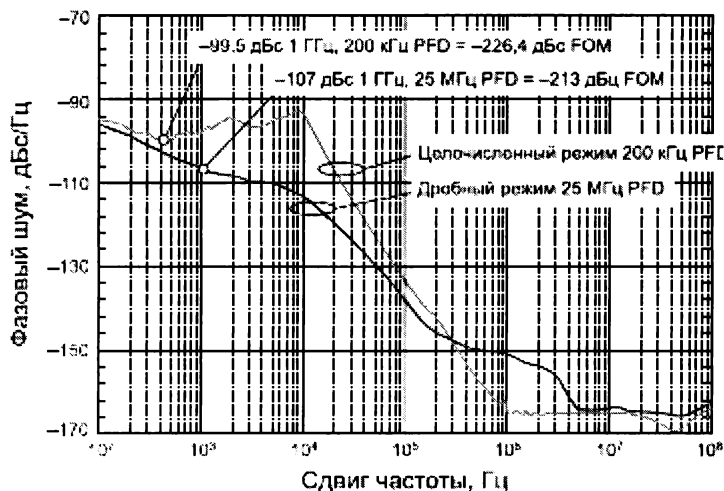


Рис. 1.69. Сравнение фазового шума микросхемы HMC700 в целочисленном и дробно-рациональном режимах работы

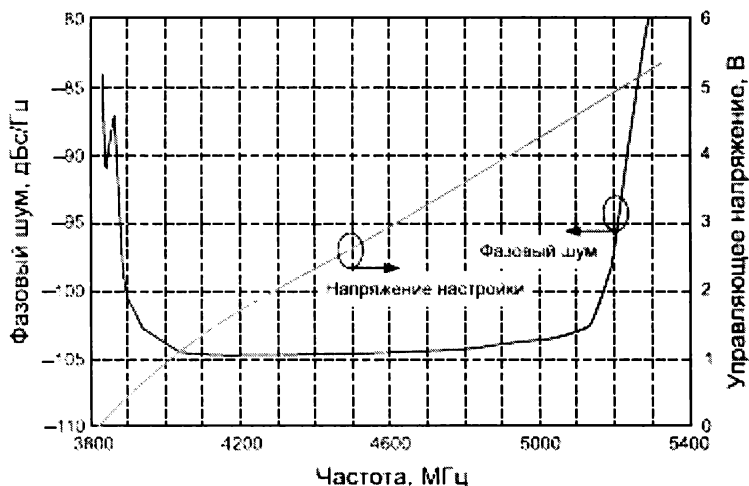


Рис. 1.70. Зависимость фазового шума от частоты при управлении генератора напряжением

ирования этой микросхемы разработана специальная тестирующая плата с USB-портом, функциональная диаграмма которой показана на рис. 1.73.

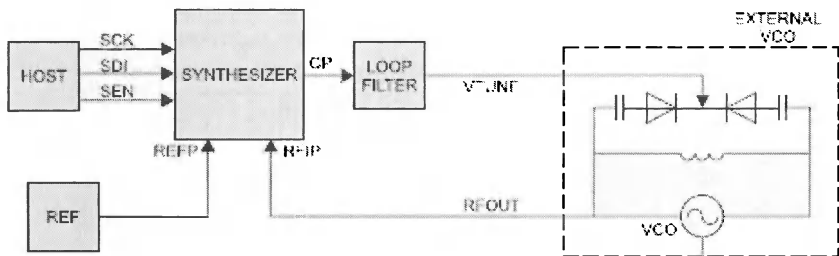


Рис. 1.71. Построение синтезатора на микросхеме HMC700 с внешним VCO

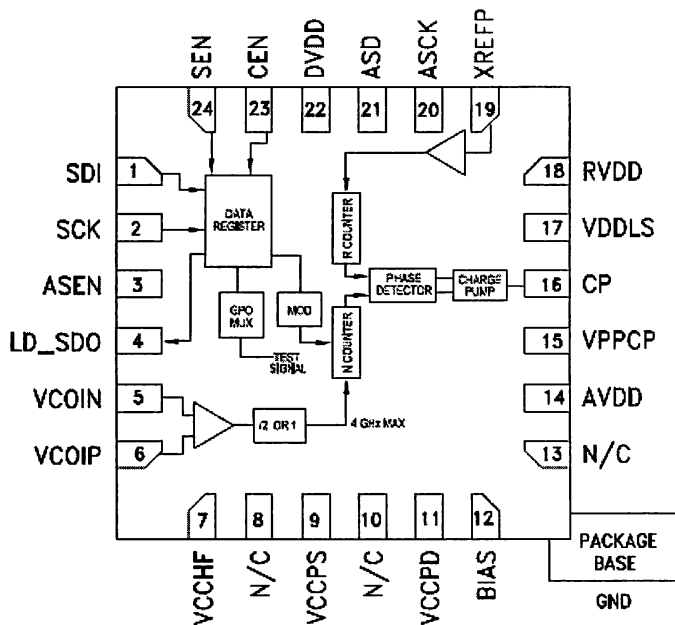


Рис. 1.72. Функциональная диаграмма микросхемы HMC704

## 1.10.2. Монолитные микросхемы PLL СВЧ-синтезаторов

Компания Hittite Microwave выпускает ряд микросхем вполне завершённых синтезаторов в СВЧ-диапазоне частот, которые являются той или иной реализацией основной схемы синтезатора. Они позво-

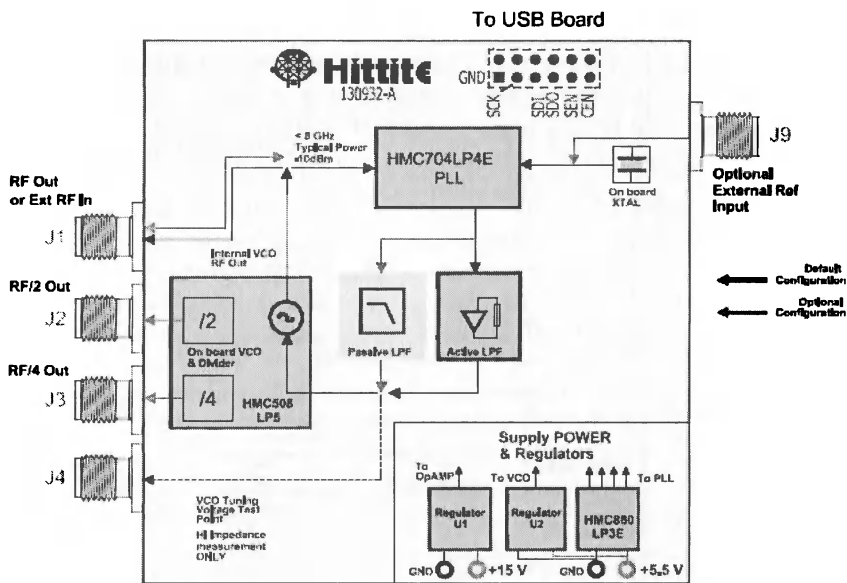


Рис. 1.73. Функциональная диаграмма платы контроля микросхемы HMC704

ляют строить на 2–3 микросхемах вполне законченные синтезаторы частоты в широчайшем диапазоне частот.

К микросхемам синтезаторов микроволнового диапазона частот (Microwave) относятся микросхемы, основные характеристики которых представлены в табл. 1.9. Помимо обычных параметров, микросхемы характеризуются джиттером (временной нестабильностью). Джиттер измеряется в фемтосекундах (fs) и в долях градуса (deg). Обычно приводится его среднеквадратическое значение (RMS) в дробно-рациональной моде работы микросхем.

Таблица 1.9. Микросхемы микроволновых синтезаторов фирмы Hittite Microwave

| Тип микросхемы | Частота, ГГц | Фазовый шум, дБс/Гц | P <sub>out</sub> , дБм | Джиттер, fc/deg |
|----------------|--------------|---------------------|------------------------|-----------------|
| HMC764LP6CE    | 7,3–8,2      | –101/–140           | 15                     | 196/0,58        |
| HMC765LP6CE    | 7,8–8,8      | –101/–140           | 13                     | 193/0,61        |
| HMC783LP6CE    | 11,5–12,5    | –99/–134            | 10                     | 181/0,81        |
| HMC807LP6CE    | 12,4–13,4    | –98/–132            | 8                      | 175/0,84        |

Микросхема НМС807LP6СЕ (рис. 1.74) с частотным диапазоном от 12.4 до 13.4 ГГц является типичным примером этого класса микросхем. Она самая высокочастотная из них и имеет незначительно худший фазовый шум и наименьшую мощность выходного сигнала. Тем не менее они вполне достаточны для большинства применений. Джиттер у этой микросхемы минимальный.

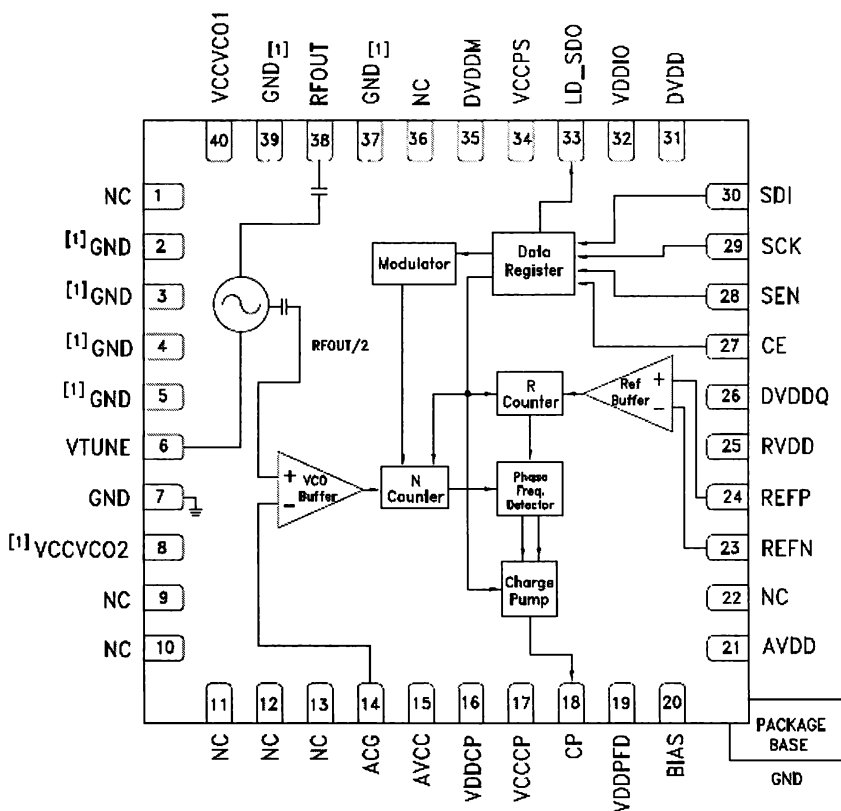


Рис. 1.74. Функциональная диаграмма микросхемы НМС807LP6СЕ

### 1.10.3. Трехдиапазонные монолитные микросхемы синтезаторов

Ряд синтезаторов PLL со встроенным VCO фирма Hittite Microwave выпускает с тремя диапазонами частот (Tri-Band RF VCO). Для них характерно, что первый делитель частоты заменен на схему, выдающую три частоты  $f_0/2$ ,  $f_0$  и  $2f_0$ . Таким образом, изменяя коэффициент деления второго делителя (и даже делая его умножителем частоты), можно получить три диапазона перестраиваемых частот. В табл. 1.10 введены данные микросхем при использовании средней частоты  $f_0$ . Полные данные об этих микросхемах можно найти на интернет-сайте фирмы.

**Таблица 1.10. Микросхемы широкодиапазонных синтезаторов фирмы Hittite Microwave (данные приведены для среднего диапазона частот)**

| Тип микросхемы | Частота, МГц | Фазовый шум, дБс/Гц | P <sub>out</sub> , дБм | Джиттер, фс/deg |
|----------------|--------------|---------------------|------------------------|-----------------|
| HMC828LP6CE    | 1285–1415    | -112/-143           | 10                     | 180/0,09        |
| HMC822LP6CE    | 1330–1650    | -112/-142           | 6,5                    | 180/0,11        |
| HMC838LP6CE    | 1590–1890    | -118/-143           | 7,5                    | 180/0,12        |
| HMC821LP6CE    | 1720–2080    | -112/-141           | 6,5                    | 180/0,13        |
| HMC837LP6CE    | 2050–2300    | -117/-141           | 10,5                   | 180/0,15        |
| HMC839LP6CE    | 2100–2410    | -115/140            | 7,5                    | 180/0,16        |
| HMC820LP6CE    | 2190–2550    | -112/-141           | 6,5                    | 180/0,17        |
| HMC840LP6CE    | 2620–2830    | -118/-139           | 9                      | 180/0,1         |

В качестве примера рассмотрим наиболее высокочастотный трехдиапазонный синтезатор – микросхему HMC840LP6CE. Он имеет встроенный VCO и три диапазона частот: 1310–1415, 2620–2830, 5240–5660 МГц. Микросхема имеет встроенную тестирующую программу, обеспечивающую проведение тестирования и калибровки. Выполнена микросхема в корпусе LP6CE с 40 выводами и размером 6×6 мм с площадью 36 мм<sup>2</sup>. Функциональная диаграмма микросхемы трехдиапазонного синтезатора HMC840LP6CE показана на рис. 1.75. Ее состав и работа очевидны и описаны выше.

Об уровне фазового шума микросхемы достаточное представление дает рис. 1.76. Уровень фазового шума в дробно-рациональной моде немного выше, чем в целочисленной моде. Причины этого уже пояснялись.

На рис. 1.77 представлены типичные кривые настройки синтезатора HMC840LP6CE. Они охватывают весь диапазон частот этого синтезатора.



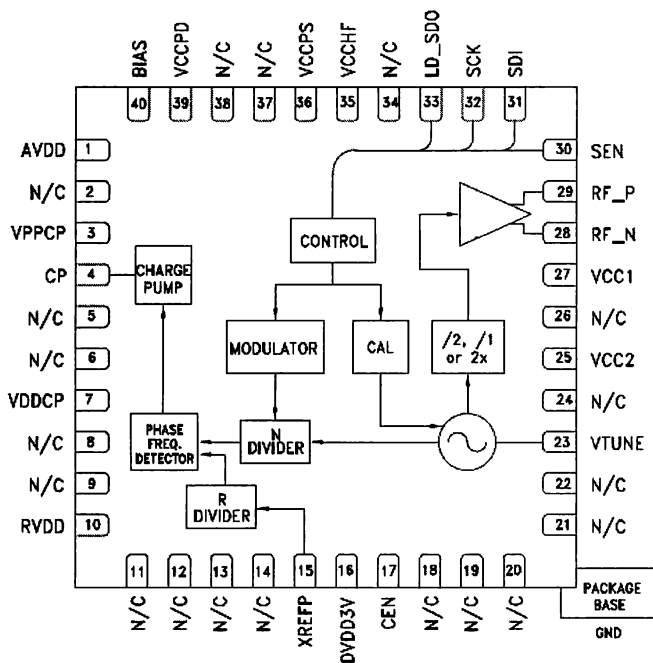


Рис. 1.75. Функциональная диаграмма микросхемы трехдиапазонного синтезатора HMC840LP6CE

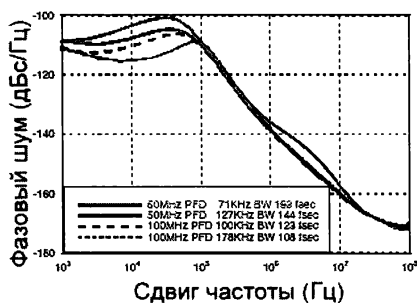
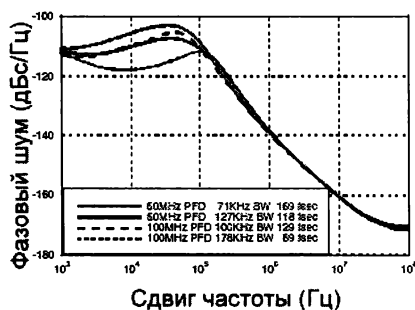


Рис. 1.76. Фазовый шум в целочисленной (слева) дробно-рациональной (справа) моде на частоте 2,6 ГГц для микросхемы HMC840LP6CE

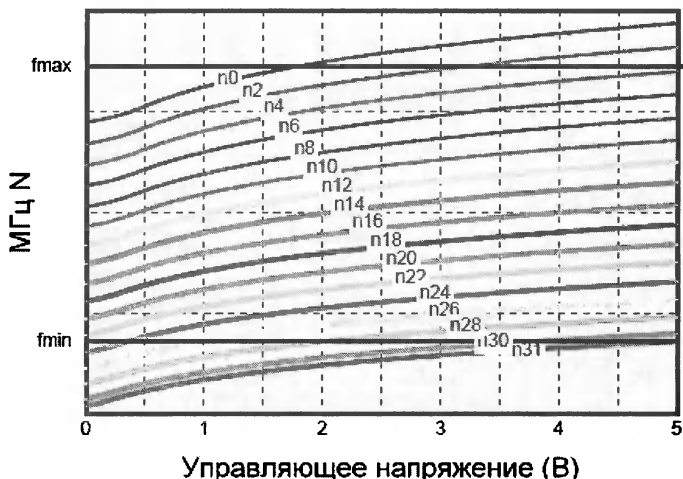


Рис. 1.77. Типичные кривые настройки микросхемы HMC840LP6CE

#### 1.10.4. Широкодиапазонные монолитные микросхемы синтезаторов

Hittite Microwave выпускает также широкодиапазонные микросхемы класса Wideband RF VCO, имеющие более широкий диапазон частот, чем у ранее описанных микросхем. Одна из таких микросхем – HMC829LP6GE (рис. 1.78) – имеет три существенно расширенные диапазонами частоты: 45–1050 МГц, 1400–2100 МГц и 2800–4200 МГц. Низкочастотная граница первого диапазона доведена до 45 МГц, коэффициент перекрытия по частоте на других диапазонах составляет 2 раза. Корпус типа SMT с 40 выводами и размером 6×6 мм. Микросхема питается от источников постоянного напряжения 3,3 и 5 В.

Фазовый детектор микросхемы обеспечивает область захвата в 1/00 МГц. Микросхема обеспечивает уровень фазового шума в –110 дБс/Гц при сдвиге частоты 100 кГц. Разрядность в 24 бита обеспечивает частотное разрешение до 3 Гц. Имеются цифровой тест работы микросхемы и возможность калибровки.

Зависимость мощности выходного сигнала от частоты представлена на рис. 1.79. В пределах каждого поддиапазона частот изменение мощности невелико.

Выпускается также микросхема HMC830LP6GE (рис. 1.80) синтезатора, обеспечивающая один диапазон частот от 25 МГц до 3 ГГц.

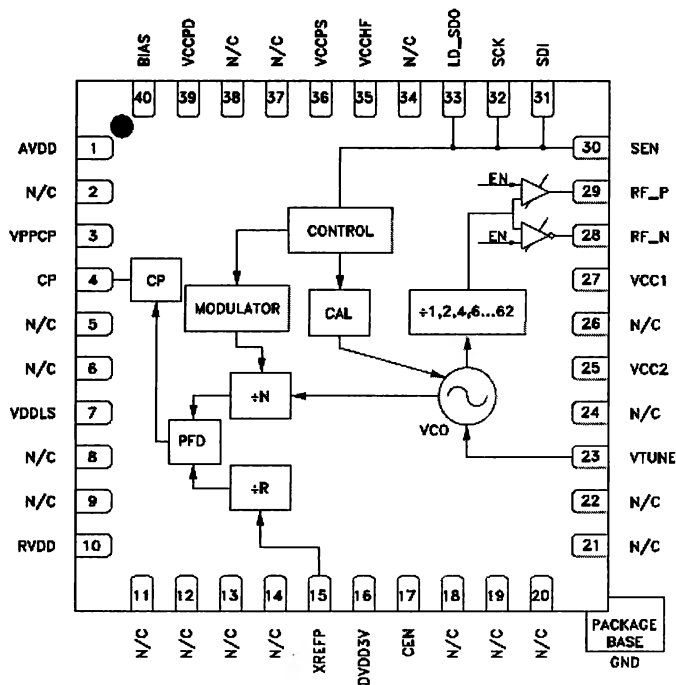


Рис. 1.78. Функциональная диаграмма микросхемы HMC829LP6GE

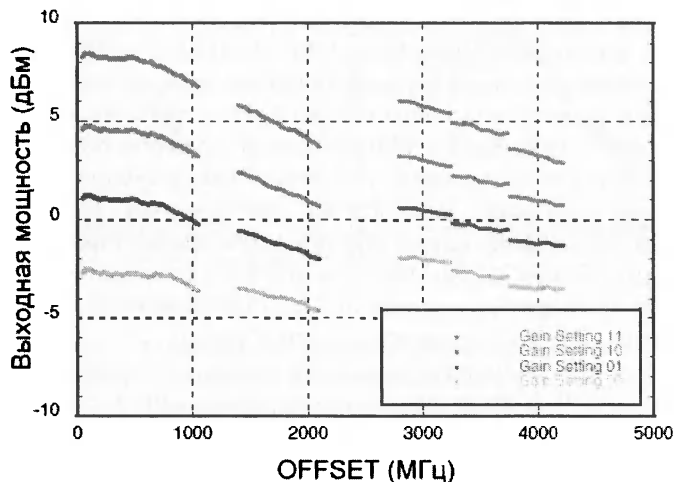


Рис. 1.79. Зависимость мощности выходного сигнала от частоты

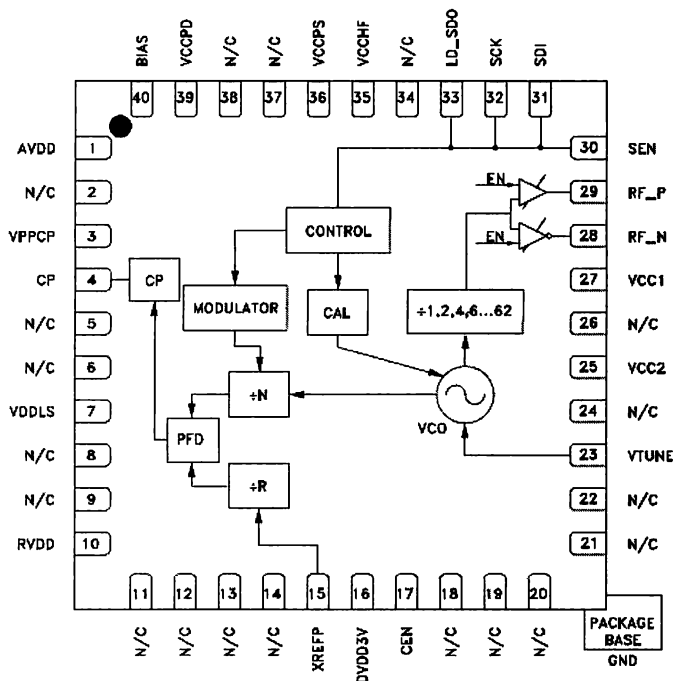


Рис. 1.80. Функциональная диаграмма микросхемы HMC830LP6GE

В ней нижняя граница частотного диапазона доведена до 25 МГц и захватывает уже КВ-область длин волн выходного сигнала. Обеспечивается разрешение по частоте в 3 Гц.

Для обеспечения кварцевой стабилизации частоты и повышения опорной частоты синтезаторов может использоваться каскадная схема, пример которой показан на рис. 1.81. В такой схеме синтезатор используется как умножитель частоты.

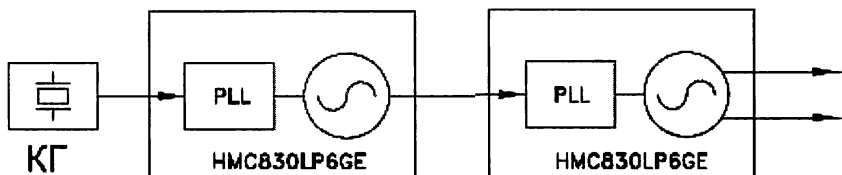


Рис. 1.81. Подключение к синтезаторам кварцевого генератора

### 1.10.5. Микросхемы НМС983/НМС983 для построения сверхширокополосных синтезаторов

Компания Hittite Microwave выпускает пару уникальных микросхем класса PLL Chipset для построения сверхширокополосных синтезаторов частоты. Это микросхемы НМС983 и НМС984 с полосой частот от 0 (постоянного тока DC) до 7 ГГц. Нулевая низшая граничная частота этих микросхем позволяет создавать синтезаторы, нижняя граничная частота которых захватывает диапазоны звуковых и инфразвуковых частот. Пожалуй, главной областью применения таких синтезаторов является измерительная техника – многие серийные генераторы синусоидальных колебаний и анализаторы спектра ведущих мировых фирм ныне имеют диапазон частот, характерный для этих микросхем.

Микросхема НМС983LP5Е – один из самых мощных синтезаторов частоты класса Wideband. Микросхема имеет 32-выводной корпус LP5 размером 5×5 мм. Напряжения питания 3,3 и 5 В, значения потребляемого тока зависят от состояния микросхемы, их можно найти в документации Data Shift на микросхему.

Микросхема содержит 20-битовый делитель частоты. Максимальная опорная частота микросхемы 350 МГц, максимальная частота фазового детектора PFD 150 МГц. Разрешение по частоте 0,18 мкГц при частоте опорного сигнала 50 МГц. В состав микросхемы входит 38-битовый 100 МГц дельта-сигма-модулятор (DSM). Функциональная диаграмма микросхемы НМС983LP5Е приведена на рис. 1.82.

Для микросхемы характерен очень низкий минимальный уровень фазового шума, достигающий до рекордного значения в –160 дБс/Гц при 100 МГц опорном сигнале. Зависимость фазового шума на выходе синтезатора на центральной частоте 6 ГГц от сдвига частоты показана на рис. 1.83.

Микросхема содержит цифровое устройство свипирования частоты (Frequency Sweeper), обеспечивающее линейный закон нарастания и уменьшения частоты с автоматическим и ручным запуском. В действительности сигнал свипирования, полученный цифровым синтезом, многоступенчатый, но, как видно по рис. 1.84, амплитуда ступенек настолько мала, что осциллограмма показывает сигнал как аналоговый. Возможны два режима свипирования: двухсторонний и односторонний. Суть их очевидна из рис. 1.84.

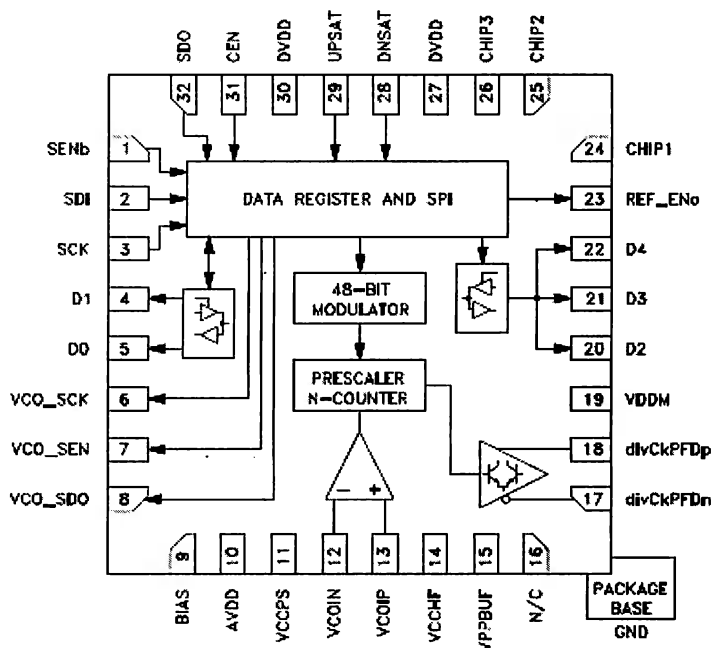


Рис. 1.82. Функциональная диаграмма микросхемы HMC983LP5E

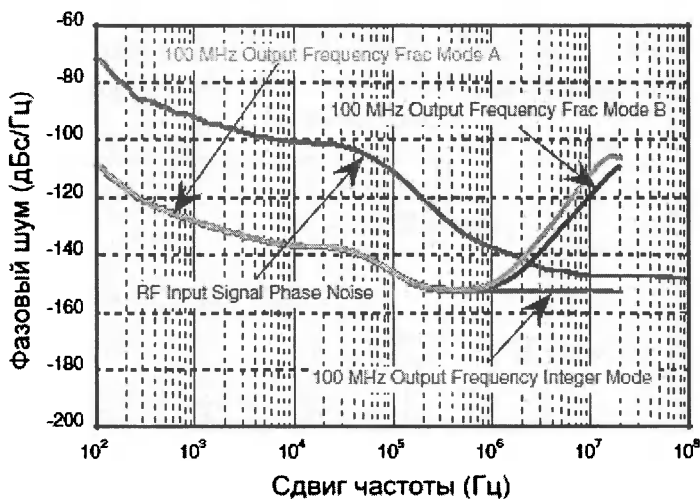


Рис. 1.83. Фазовый шум микросхемы HMC983LP5E при опорном сигнале 100 МГц

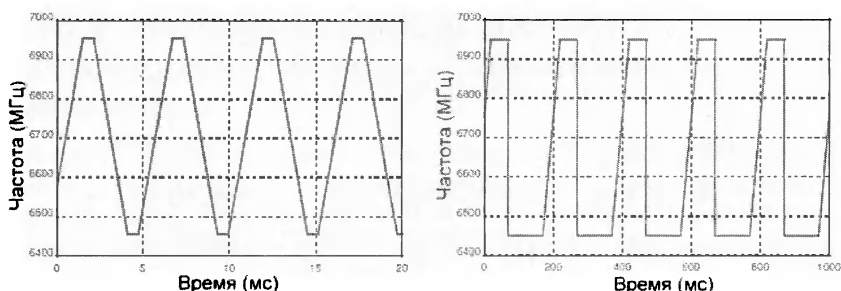


Рис. 1.84. Зависимости частоты от времени в двух режимах свипирования: слева – двухстороннем и справа – одностороннем

Микросхема НМС984 представляет собой часть синтезатора. Вторая часть его создается на основе микросхемы НМС984. В состав этой микросхемы входят цифровой фазовый детектор и 14-битовый делитель опорной частоты – рис. 1.85.

Для тестирования синтезаторов на микросхемах НМС983, НМС984 и НМС507 создана специальная тестирующая плата, функциональная схема которой представлена на рис. 1.86.

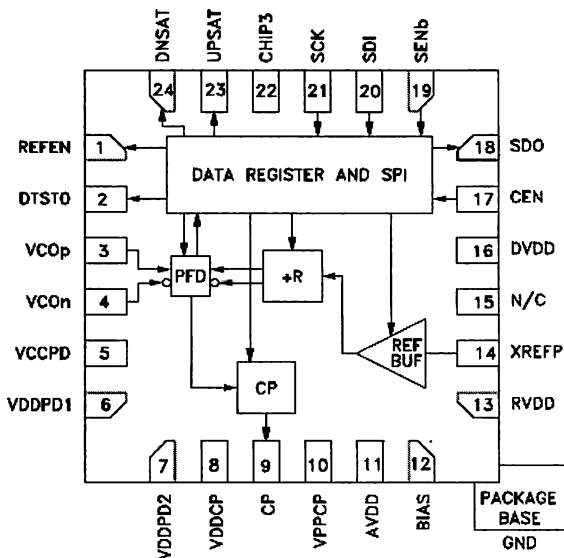


Рис. 1.85. Функциональная диаграмма микросхемы НМС984

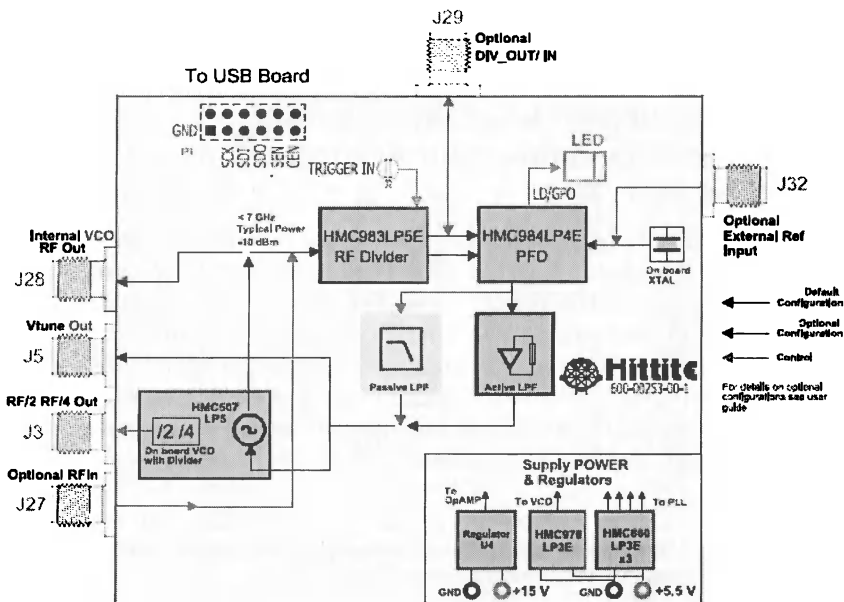


Рис. 1.86. Функциональная схема платы тестирования микросхем HMC983 и HMC984

На рис. 1.87 представлена функциональная схема широкодиапазонного синтезатора на основе микросхем HMC983 и HMC984. Как уже отмечалось, в качестве управляемого напряжением генератора

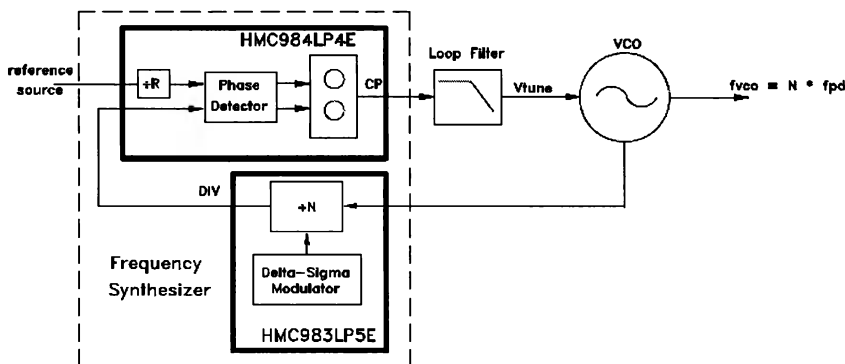


Рис. 1.87. Применение микросхем HMC983 и HMC984 для построения широкодиапазонных синтезаторов частоты



может использоваться микросхема НМС507. Таким образом, полный синтезатор реализуется на трех монолитных микросхемах.

### 1.10.6. Монолитные микросхемы широкодиапазонных синтезаторов НМС701/702/703

Компания Hittite Microwave выпускает ряд монолитных микросхем широкодиапазонных синтезаторов. В одну микросхему такого синтезатора входят почти все его узлы для управления внешним VCO (два делителя частоты, фазовый детектор, свипирующее устройство программного управления). Основные параметры таких микросхем приведены в табл. 1.11. В ней указаны диапазон частот, максимальная частота фазового детектора  $F_{pfd\ max}$ , фазовый шум, измеренный по диаграмме Мерита, разрешение по частоте и напряжения и ток питания.

**Таблица 1.11. Основные параметры монолитных микросхем законченных широкодиапазонных синтезаторов частоты**

| Тип микросхемы | Диапазон частот | $F_{pfd\ max}$ , МГц | Фазовый шум, дБс/Гц | Разрешение, Гц | Питание                    |
|----------------|-----------------|----------------------|---------------------|----------------|----------------------------|
| НМС701LP6CE    | 10 кГц – 8 ГГц  | 75                   | -221/-227           | 3              | +5В@37мА<br>+3.3В @ 90 мА  |
| НМС702LP6CE    | 10 кГц – 14 ГГц | 100                  | -221/-227           | 6              | +5В@37мА,<br>+3.3В@136 мА  |
| НМС703LP4E     | DC–8 ГГц        | 100                  | -230/-233           | 3              | +5В @ 6 мА,<br>+3.3В@52 мА |

Две из этих микросхем имеют нижнюю границу частотного диапазона в 10 кГц, то есть захватывают даже часть звукового диапазона частот. Такая граничная частота избавляет от необходимости применять в синтезаторах разделительные конденсаторы большой емкости.

Функциональная диаграмма микросхемы НМС702LP6CE показана на рис. 1.88. Микросхема имеет максимальную частоту фазового детектора 75 МГц и разрешение по частоте 3 Гц. Делитель опорного сигнала 16-битовый.

Фазовый шум  $-98/103$  дБс/Гц (в целочисленной и дробно-рациональной моде) при сдвиге частоты на 20 кГц. Фазовый шум, измеренный по диаграмме Мерита [1], указан в табл. 3. Сравнительные характеристики фазового шума для ряда микросхем на разных частотах выходного сигнала показаны на рис. 1.89.

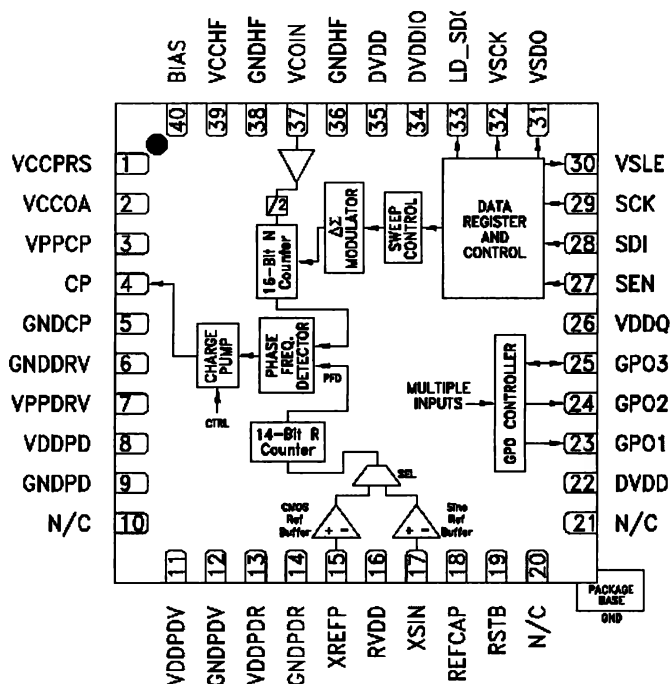


Рис. 1.88. Функциональная диаграмма микросхемы HMC702LP6CE

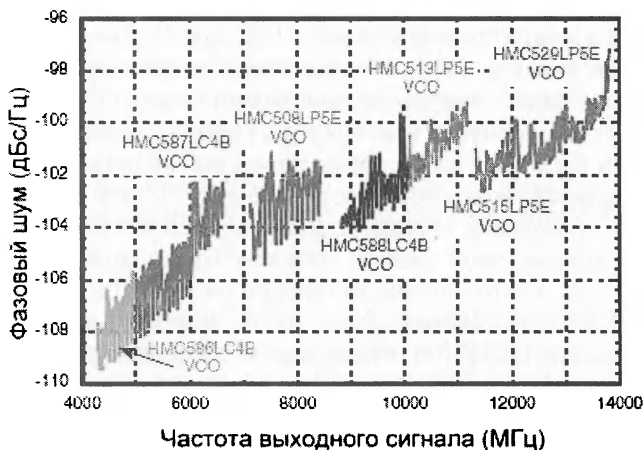


Рис. 1.89. Фазовый шум различных микросхем синтезаторов

Синтезаторы с петлей фазовой автоподстройки – инерционные устройства. Цикл изменения частоты по времени для синтезаторов с автоподстройкой частоты генератора, управляемого напряжением, представлен на рис. 1.90. Видно, что длительность переходных процессов может достигать до десятков микросекунд.

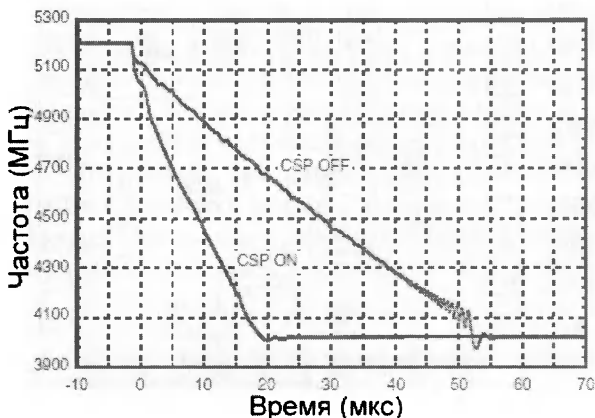


Рис. 1.90. Цикл изменения частоты синтезатора на микросхемах НМС983 и НМС984 с 5200 до 3950 МГц

Микросхема НМС703LP4Е – это сверхширокодиапазонный синтезатор с полосой частот от постоянного тока DC до 8 ГГц. Ее функциональная диаграмма представлена на рис. 1.91. Микросхема выполнена в миниатюрном корпусе LP4Е с размером 4×4 мм и 24 выводами. Микросхема содержит частотный и фазовый модуляторы, систему управления с внутренним и внешним запусками, свипирующее устройство, делители частоты и фазовый детектор.

Уровень фазового шума микросхемы на частоте 8 ГГц в дробно-рациональной моде составляет –112 дБс/Гц при сдвиге частоты в 50 кГц. По диаграмме Мерита фазовый шум составляет –230 дБс/Гц в дробно-рациональной моде и –233 дБс/Гц в целочисленной моде. Максимальная частота опорного генератора 100 МГц, джиттер менее 50 fs (RMS). Типовая функциональная схема синтезатора на основе микросхемы НМС703LP4Е с внешним VCO показана на рис. 1.92.

Реализующая ее функциональная схема платы тестирования микросхем синтезатора НМС703 с микросхемой управляемого генератора НМС508 показана на рис. 1.93. Плата по существу представляет собой полностью собранный синтезатор на указанных микросхемах.

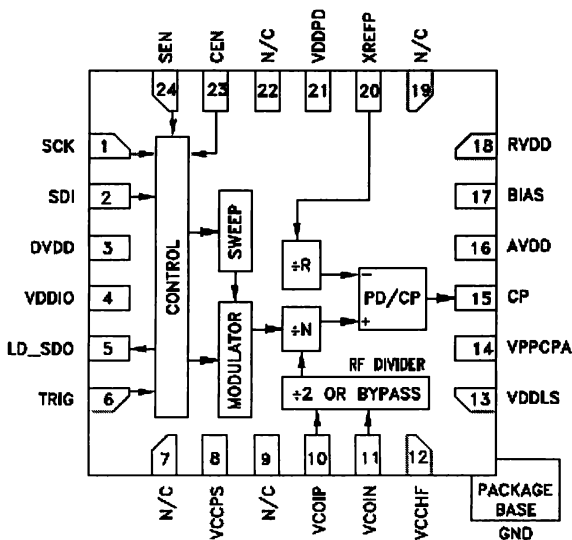


Рис. 1.91. Функциональная диаграмма микросхемы HMC703LP4E

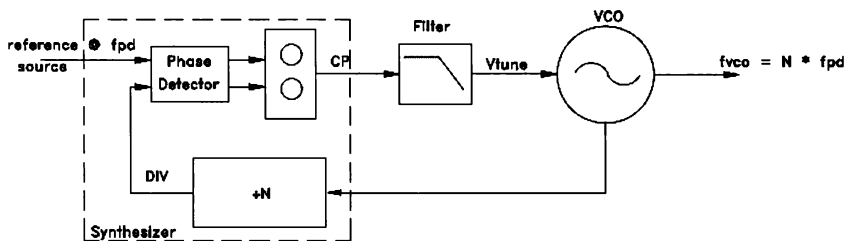


Рис. 1.92. Функциональная схема полного синтезатора на основе микросхемы HMC703LP4E с внешним VCO

Оптимизации динамических свойств синтезаторов можно добиться улучшением фильтра, установленного на выходе фазового детектора. В частности, вместо обычного фильтра может быть установлен активный фильтр на основе интегрального операционного усилителя. Функциональная схема такого синтезатора представлена на рис. 1.94.

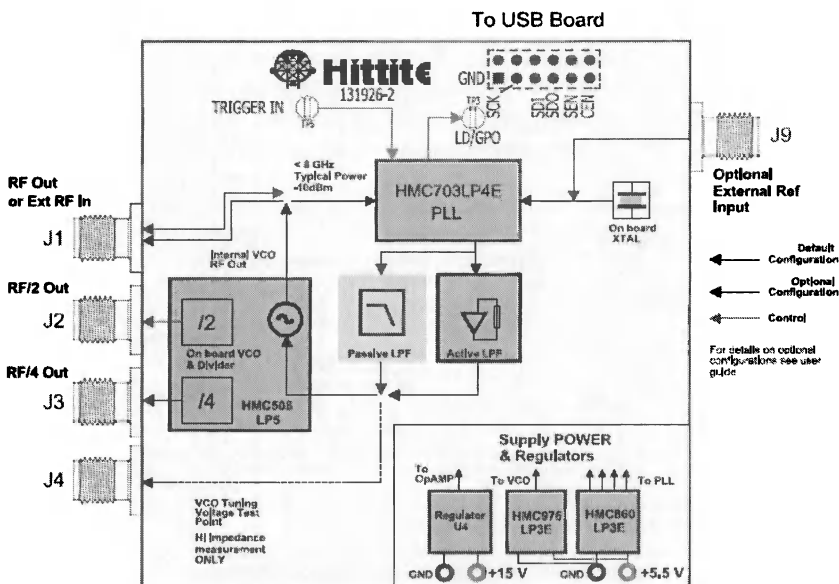


Рис. 1.93. Функциональная схема платы тестирования микросхем HMC983 и HMC984

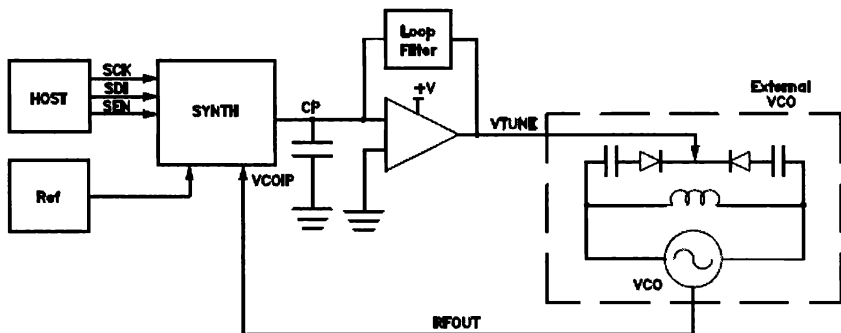


Рис. 1.94. Функциональная схема синтезатора с активным фильтром на выходе фазового детектора

### 1.10.7. Программное обеспечение монолитных микросхем синтезаторов

Для обеспечения полноценной работы синтезаторов частоты на монолитных микросхемах компания Hitrite Microwave, помимо тестирую-

щих плат, поставляет программное и микропрограммное обеспечение. Для ввода микропрограммного обеспечения в память микросхем синтезаторов используется установка вида рис. 1.95.

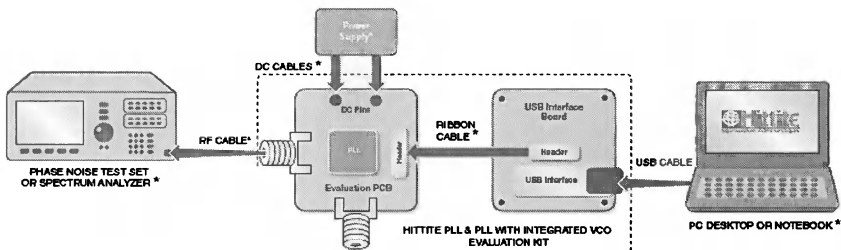


Рис. 1.95. Установка для ввода микропрограммного обеспечения в память монолитных микросхем синтезаторов частоты

Программное обеспечение для контроля синтезаторов реализовано с графическим интерфейсом пользователя GUI. Работа с ним начинается с установки типа синтезатора в окне.

Вид окон для различных синтезаторов может иметь значительные, хотя и не принципиальные отличия. На рис. 1.96, к примеру, показано окно работы с синтезаторами PLL.

Окно GUI установки параметров и тестирования различных моделей синтезаторов частоты с расширенными возможностями показано на рис. 1.97. Детальное описание программирования синтезаторов частоты и особенностей их тестирования дано в документе User Manual, который размещен на интернет-сайте компании [1]. В нем отражены некоторые особенности той или иной конкретной схемы синтезатора.

Области применения описанных монолитных микросхем синтезаторов частоты и генераторов сигналов со стабильной частотой весьма разнообразны. Это микроволновые радиопередатчики и радиоприемники, базовые станции систем мобильной сотовой связи (GSM, PCS, DCS, CDMA, WCDMA), беспроводные линии связи (Wireless LANs, WiMAX), высокоскоростное измерительное и тестирующее оборудование (в том числе в микроэлектронике и нанотехнологиях), кабельное телевидение, сенсорные системы, фазовые массивы AESA, постановщики помех СВЧ-диапазонов, FMCW-радарные системы и др. Малые габариты и вес монолитных микросхем компании Hittite Microwave и их высокие (порою рекордные) частоты позволяют применять эти микросхемы в самой современной связной, радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуре.

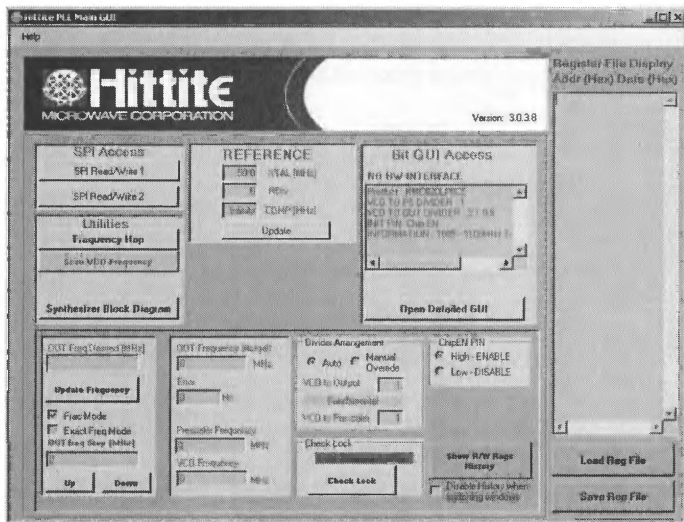


Рис. 1.96. Окно GUI для контроля параметров синтезаторов PLL

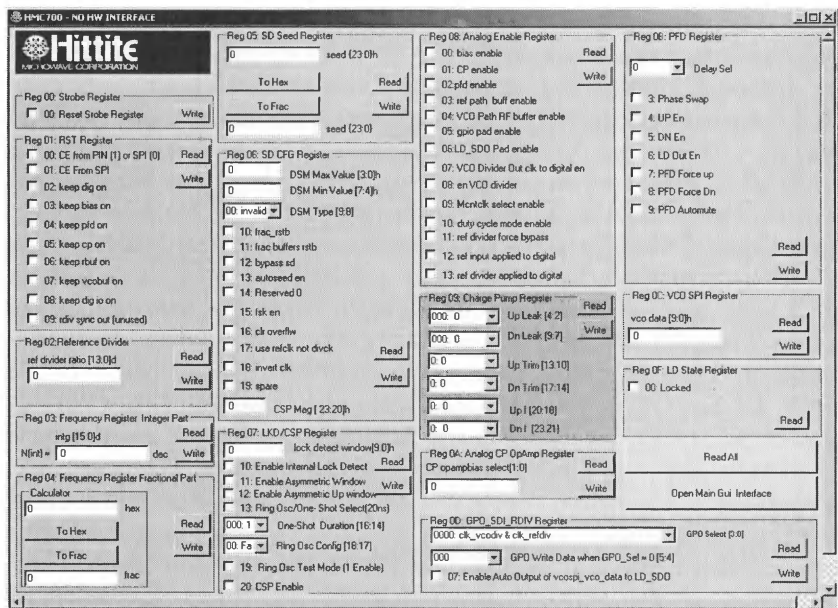
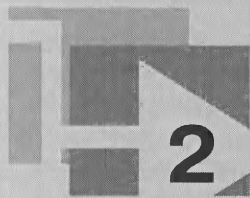


Рис. 1.97. Окно установки параметров и тестирования различных моделей синтезаторов частоты с расширенными возможностями

# Генераторы импульсов и сложных сигналов



Генераторы импульсов находят широкое применение в качестве источников несинусоидальных сигналов. Они необходимы для тестирования и отладки импульсных устройств и систем, например аппаратуры ускорителей элементарных частиц, радиолокаторов, цифровых систем и других устройств различного назначения. В этой главе описаны импульсные сигналы, их параметры и современные методы генерации таких сигналов. Описаны основы схемотехники генераторов импульсов и некоторые из выпускаемых серийно генераторов импульсов. Основное внимание уделено генераторам импульсов нано- и пикосекундного диапазонов длительности и времен нарастания и самым современным генераторам с цифровым синтезом импульсных сигналов, в том числе произвольной формы.

## 2.1. Параметры и свойства импульсных сигналов

### 2.1.1. Типы импульсных сигналов

Синусоидальные сигналы характеризуются плавностью их временной зависимости. Она не содержит резких скачков, такие сигналы легко дифференцируются, и производная их в любой точке конечна. Более того, у них непрерывны все высшие производные, и все они имеют форму гармонических колебаний. Благодаря непрерывности и стационарности синусоидальные сигналы наряду с постоянными напряжениями и токами хорошо подходят для длительной передачи энергии по проводам или в пространстве (в виде электромагнитных волн).

Однако часто нужна передача большой энергии, выделяемая в короткое время. Здесь наглядным примером является *радиолокация*.



При ней короткий и мощный *импульс* электромагнитного излучения посылается в пространство, отражается от цели и воспринимается радиолокационным приемником. Это, по времени задержки отраженного сигнала, позволяет оценить расстояние до цели, а детальный анализ отраженного импульса дает возможность нередко судить о характере цели. Импульсные сигналы нужны и в целом ряде других применений, например для запуска мощных лазерных диодов, управления ячейками Керра и Покельса, построения ультразвуковых и видеоимпульсных локаторов, запуска ядерных и термоядерных процессов и при испытании многих электронных устройств.

Импульсные сигналы прежде всего характеризуются их формой – рис. 2.1. Наиболее распространенными являются прямоугольные импульсы, в частности симметричные – *меандр*. Довольно широко применяются пилообразные и треугольные импульсы, часто называемые *идеальными*. Они находят применение в генераторах развертки аналоговых осциллографов и в функциональных генераторах.

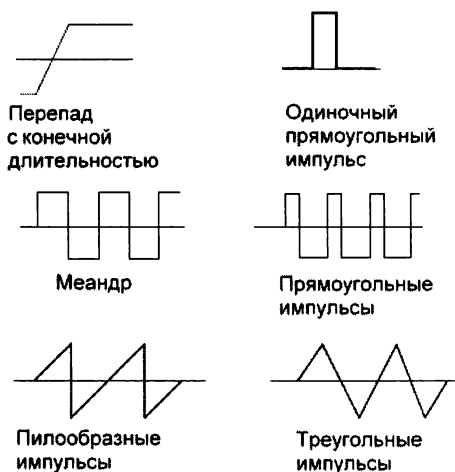


Рис. 2.1. Основные идеализированные формы импульсов

### 2.1.2. Параметры импульсных сигналов

Измерительные *генераторы импульсов* должны вырабатывать импульсы, которые, по возможности, близки к импульсам идеальной формы (рис. 2.1). Однако *реальные импульсы*, даже напоминающие

прямоугольные, отличаются от идеальных. Так, перепады бесконечно малой длительности физически не реализуемы, так что фронты реальных прямоугольных импульсов всегда имеют конечную длительность. На рис. 2.2а приведена форма реального импульса и обозначены его основные параметры. Такую форму приобретают даже близкие к идеальным прямоугольные импульсы после прохождения через усилители и различные искажающие цепи.

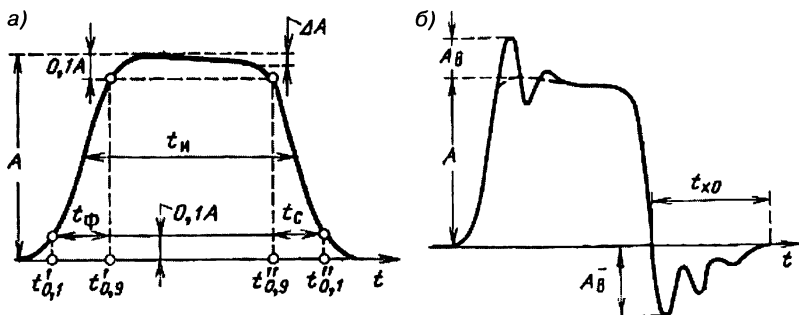


Рис. 2.2. Форма реального импульса без коротких выбросов (а) и с такими выбросами (б)

Для реального импульса используются следующие технические параметры:

- *амплитуда импульса*  $A$  или его высота (без учета возможных кратковременных выбросов);
- *активная длительность импульса*, отсчитываемая на уровне  $0,5 A$ ;
- *время нарастания импульса*, или *длительность переднего фронта*, отсчитываемая на уровнях от  $0,1 A$  до  $0,9 A$ ;
- *время спада*, или *длительность заднего фронта*, отсчитываемая на уровнях  $0,9 A$  до  $0,1 A$ ;
- *время задержки* – время с нулевого момента времени до момента времени, при котором уровень сигнала достигает  $0,1 A$ ;
- *уровень спада вершины*  $\Delta A$  – относительный уровень спада почти горизонтальной вершины импульса.

Конечные длительности *фронтов импульсов* обусловлены инерционностью активных приборов, на которых строятся импульсные генераторы, и ограничением усиливаемой ими полосы частот сверху.

В схемах реальных генераторов импульсов всегда присутствуют паразитные индуктивности и емкости, которые нередко образуют паразитные колебательные контуры. Возбуждаемые фронтами им-

пульсов малой длительности (доли–единицы наносекунд), они часто создают после них характерные *выбросы* и даже затухающие колебания – рис. 2.2б. Есть ряд способов устранить их: тщательный монтаж с предельным укорочением всех проводников, применение демпфирующих цепей и ферритовых колец с большими потерями и, наконец, реализация схем в виде полосковых линий, коаксиальных и волноводных конструкций.

Импульсы могут быть *одиночными* и периодически повторяющимися (*периодическими*). Они могут также формироваться *пачками* с заданным числом импульсов в пачке. Все параметры переменного напряжения, описанные в главе 1, применимы и для импульсов. Для периодических импульсов важное значение имеют два взаимосвязанных параметра: *коэффициент заполнения* и *скважность*. Они определяются как

$$K_3 = t_{и}/T < 1 \text{ и } Q = 1/K_3 = T/t_{и} > 1, \quad (2.1)$$

где  $T = 1/f$  – *период повторения* импульсов. *Частота повторения импульсов*  $f = 1/T$  также является важным параметром импульсов. Если пиковая мощность прямоугольного импульса (его площадь) равна  $P_{им}$ , то усредненная за период мощность  $P_{иср} = P_{им}/Q$ .

Для создания пилообразных импульсов используется заряд/разряд конденсатора  $C$  с неизменным током. Например, напряжение на конденсаторе  $C$  при его заряде током  $I_0 = \text{const}$  описывается выражением:

$$u(t) = u(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = u(0) + \frac{I_0}{C} t. \quad (2.2)$$

Из (2.2) следует, что в этом случае напряжение растет, начиная с начального уровня  $u(0)$ , строго по линейному закону. Используя попеременно заряд и разряд конденсатора неизменным током, можно формировать треугольное напряжение.

Реальные сигналы часто имеют временную и амплитудную нестабильность – *джиттер*. Она особенно заметна у сигналов нано- и субнаносекундного диапазона длительностей и времен нарастания. Джиттер ведет к характерному размазыванию осциллограмм, снижению точности измерений и даже к нарушению работы импульсных устройств.

### 2.1.3. Спектр импульсных сигналов

*Форма сигнала*  $f(t)$  является его представлением во временной области (time domain). Во многих, но не во всех, случаях такая форма представления сигнала наиболее удобна для его анализа. Но в ряде

случаев, например при оценке нелинейных искажений сигналов или при анализе их прохождения через нелинейные цепи и устройства, преимущества имеются при другой форме представления сигналов – в *частотной области* (frequency domain). Ее дает *спектральный метод анализа* сигналов, в классическом виде описанный в [18].

К примеру, сигнал от широкополосной антенны или от множества радиостанций на экране осциллографа выглядит как шум – разобраться в том, какие сигналы его образуют, какие частоты и амплитуды имеют его составляющие, практически невозможно. Однако при переходе от его представления во временной области к представлению в частотной области сигналы всех радиостанций отчетливо видны на частотной оси анализаторов спектра. Более того, нередко можно определить характер модуляции сигналов.

Для перехода от временной формы  $f(t)$  сигнала к его частотному образу  $F(\omega)$  в общем случае используется *прямое непрерывное преобразование Фурье* [18]:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i\omega t} dt. \quad (2.3)$$

Здесь  $f(t)$  – скалярная функция независимой переменной  $t$ . Спектр при этом является сплошным и характеризует фактически спектральную плотность сигнала как функцию круговой частоты  $\omega = 2\pi f$ .

Для  $f(t)$  в виде синусоидальной или косинусоидальной функции решение (2.3) может быть найдено в замкнутой форме через функцию Дирака. Для синусоидального сигнала это  $-Ai\delta(\omega - \omega_0)$ , а для косинусоидального  $Ai\delta(\omega - \omega_0)$ . Здесь  $\delta(\omega - \omega_0)$  – функция Дирака, равная 1 при  $\omega - \omega_0$  (или  $\omega = \omega_0$ ) и 0 во всех других случаях. Таким образом, спектр подобных колебаний представляется вертикальной линией с высотой  $A$  и частотой  $\omega_0$ . При этом линия имеет бесконечно малую толщину.

Хорошо известно, что периодический сигнал любой формы может быть разложен в *ряд Фурье*, содержащий постоянную составляющую и сумму гармонических составляющих (гармоник) с частотами, кратными частоте повторения сигнала – частоте его первой гармоники  $f_1$ . Следовательно, спектр такого сигнала представляет собой ряд вертикальных линий в плоскости амплитуда–частота, расположенных на оси частот в местах, соответствующих частотам  $kf_1$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots, \infty$ .

Для периодических сигналов  $y(t) = f(t)$  часто используется следующая форма представления сигнала рядом Фурье:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N M_k \cos(2\pi k f_1 t + \varphi_k). \quad (2.4)$$

Здесь амплитуды гармоник  $M_k$  и их фазы  $\varphi_k$  определяются выражениями:

$$M_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (2.5)$$

и

$$\varphi_k = -\arctan(b_k / a_k). \quad (2.6)$$

Коэффициенты Фурье рассчитываются по формулам:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos(2\pi k f_1 t) dt \quad (2.7)$$

и

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin(2\pi k f_1 t) dt. \quad (2.8)$$

Пределы интегрирования в (2.7) и (2.8) могут быть и иными, например от  $-T/2$  до  $+T/2$ , но область интегрирования должна охватывать период  $T$ .

На рис. 2.3а показана форма коротких периодических прямоугольных импульсов, а на рис. 2.3б – их спектр, построенный с применением выражений (2.4)–(2.8). В данном случае для модуля амплитуд гармоник есть аналитическое выражение, которое приведено на графике спектра рис. 2.3б.

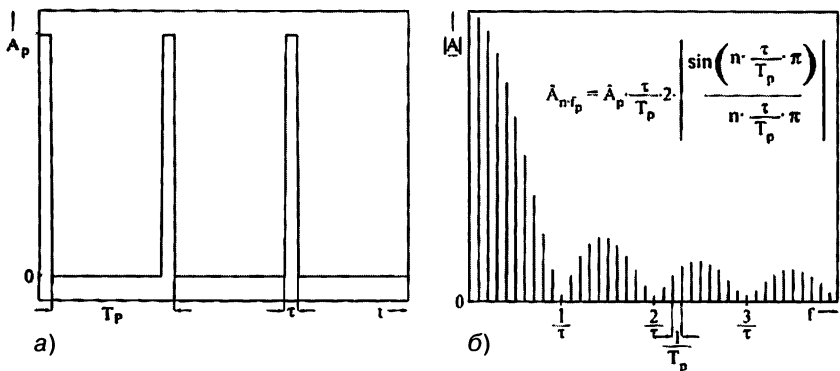


Рис. 2.3. Периодические короткие прямоугольные импульсы (а) и спектр модуля амплитуд их гармоник (б)

Увы, но преобразование (2.3) является теоретической абстракцией, даже если предположить, что сигнал был определен вплоть до текущего момента  $\tau$ . В связи с этим было введено понятие *текущего частотного спектра*, у которого верхний предел в (2.3) заменяется значением  $\tau$  в определенный момент времени [6]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) e^{-i\omega t} dt.$$

Здесь мы перешли от функции  $F(\omega)$  к функции  $S(\omega)$ , которая представляет *спектральную плотность* сигнала. Заметим, что часто анализаторы спектра строят спектр мощности, то есть величину  $S^2(\omega)$ , причем с частотой, которая задается в линейном или логарифмическом масштабе.

Выражение (2.9) нетрудно представить в виде:

$$S(\omega) = |S(\omega)| \cdot e^{i\varphi(\omega)}, \quad (2.9)$$

где *модуль спектральной плотности* на частоте  $\omega$

$$|S(\omega)| = \sqrt{S^2(\omega)_{\sin} + S^2(\omega)_{\cos}} \quad (2.10)$$

и аргумент (*фаза*)

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{S(\omega)_{\sin}}{S(\omega)_{\cos}}. \quad (2.11)$$

Здесь синусная и косинусная составляющие спектральной плотности (2.6) определяются выражениями:

$$S(\omega)_{\sin} = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \sin(\omega t) dt \quad \text{и} \quad S(\omega)_{\cos} = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \cos(\omega t) dt. \quad (2.12)$$

Было доказано, что если спектр определен на конечном интервале времени  $T$ , то остаются справедливыми формулы, полученные из предположения периодичности сигнала. Следовательно, любой детерминированный сигнал, определенный на отрезке времени  $T$  его повторения, можно разложить на *конечное число гармоник*. Разумеется, чем оно больше, тем выше точность спектрального анализа и последующего синтеза сигнала.

Давно выпускались синтезаторы периодических сигналов на основе суммирования заданного числа гармоник. Ныне эти дорогие и громоздкие приборы не выпускаются. Произвольные сигналы удобнее получать, суммируя ступеньки напряжения или тока.

Обратное преобразование Фурье задается следующим образом:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (2.13)$$

Эта формула позволяет по функции  $F(\omega)$  найти в аналитическом виде функцию  $f(t)$ . Таким образом, осуществляются *синтез сигнала* и его восстановление во временной области.

Приборы, обеспечивающие прямое преобразование Фурье и дающие представление сигналов в виде спектров, получили название *анализаторов спектра*. Мы рассмотрим их позже.

## 2.2. Основные методы и устройства генерации импульсных сигналов

### 2.2.1. Основные методы генерации импульсных сигналов

Хотя существуют многие и многие тысячи импульсных устройств (и схем), использующих те или иные методы генерации импульсных сигналов, есть всего несколько действительно принципиальных и различных методов генерации импульсных сигналов. Так, для создания прямоугольных импульсов используется *метод коммутации* постоянного напряжения или тока с помощью ключевых приборов.

Другой обширный класс импульсных устройств – это *релаксационные генераторы*, или *релаксаторы*. Они строятся на основе *накопителя энергии* – обычно конденсатора, реже катушки индуктивности. Работа релаксаторов основана на накоплении энергии в накопителе и затем ее высвобождении (*релаксации*) после того, как достигнут некоторый порог энергии (напряжения или тока). Релаксаторы могут быть автоколебательными или ждущими. Последние вырабатывают импульсы после подачи в них внешнего запускающего импульса.

Строго говоря, огромное число импульсных устройств (например, мультивибраторы, одновибраторы, генераторы пилообразного напряжения или тока и т. д. и т. п.) являются релаксаторами со специальными цепями заряда и разряда накопителя. Например, обширную группу устройств образуют релаксаторы с накопителями на основе линий – коаксиальных, полосковых, микрополосковых, линий с сосредоточенными постоянными. Разряд (а иногда, напротив, заряд) таких линий с применением режима согласования происходит неиз-

менным током, что и позволяет формировать короткие импульсы. Их длительность определяется временем задержки линий.

Построение импульсных устройств реализует *импульсная техника*, которая и является основой построения импульсных генераторов – как самых простых, так и самых сложных, реализующих предельные возможности применяемой в ней элементной базы. Основополагающие принципы построения импульсных устройств изложены в [59–62] и остаются актуальными и в наше время.

### 2.2.2. Импульсные схемы на биполярных и полевых транзисторах

В 60–70-х годах прошлого века импульсные устройства строились преимущественно на дискретных биполярных и реже полевых транзисторах. Биполярные транзисторы в силу их прекрасных ключевых свойств (в частности, низкого остаточного напряжения в режиме насыщения) нашли преимущественное применение. Они широко описаны в литературе по импульсной технике тех лет [59–62] и в дальнейшем, ввиду общеизвестности, не рассматриваются. Это относится как к импульсным устройствам с *RC*-цепями (класса *мультивибраторов*), так и к *блокинг-генераторам*, содержащим трансформатор, плохо реализуемый технологически и порождающий специфические искажения импульсов.

Маломощные полевые транзисторы на первых порах резко уступали биполярным как по ключевым свойствам, так и по стабильности генерируемых импульсов и быстродействию. Причиной низкого быстродействия этих приборов были малая крутизна  $S$  (отношение приращения тока стока к приращению напряжения на затворе), большие *внешние емкости* структуры приборов и монтажа, которые намного превышали *внутренние емкости* собственно транзисторов.

Однако положение изменилось кардинальным образом после создания мощных полевых транзисторов, которые ныне стали основным типом ключевых устройств и по скорости переключения намного превосходят биполярные транзисторы [33, 34]. Мощные полевые транзисторы имеют структуру из множества параллельно включенных маломощных транзисторов, что увеличивает во много раз крутизну  $S$  и рабочие токи транзисторов (ныне они доходят до сотни и даже тысяч ампер при рабочих напряжениях до сотен вольт).

Такое построение мощных полевых транзисторов резко снизило долю внешних емкостей и позволило получить времена переключения от долей наносекунд у приборов с токами в доли ампера и до де-



сятков наносекунд для приборов с токами в десятки ампер. Тем не менее в связи с подробным описанием их схмотехники в книгах [33, 34] обычные импульсные схемы на дискретных полевых транзисторах ниже также не рассматриваются, за исключением единичных примеров. Особо высокое быстродействие (времена переключения до нескольких десятков пикосекунд) имеют арсенид-галлиевые полевые транзисторы с затвором на основе барьера Шоттки. К сожалению, это низковольтные приборы – рабочие напряжения на стоке у них не выше десятка вольт [34–36].

### **2.2.3. Генераторы импульсов на интегральных микросхемах общего применения**

В конце указанного периода широкое распространение получили схемы на интегральных логических микросхемах и интегральных операционных усилителях [18–20, 59–61]. Построение устройств на логических микросхемах (прежде всего типа ТТЛ) оправдывалось дешевизной их и, главное, естественной стыковкой с другими устройствами на таких микросхемах, например триггерами, счетчиками, регистрами и т. д. Однако стабильность генерируемых импульсов у таких устройств была низкой, а диапазон регулировки параметров импульсов (прежде всего частоты и амплитуды) был довольно узким.

Не особенно прижились и обычные импульсные устройства на интегральных операционных усилителях, поскольку они требовали обычно двух питающих напряжений, имели невысокое быстродействие и требовали защиты входов от перенапряжений. Сверхширокополосные интегральные усилители и компараторы, появившиеся в последнее время, лишены некоторых из этих недостатков, но они пока дефицитны и дороги. Кроме того, они имеют невысокие уровни выходного сигнала, а его усиление проблематично и ведет к потере качества импульсных сигналов.

В связи с этим ниже мы опишем только те типы импульсных устройств, которые не только дожили до наших дней, но и перспективны в будущем в связи с их специфическими достоинствами.

## **2.3. Импульсные генераторы на интегральном таймере**

Среди интегральных микросхем-долгожителей одно из первых мест занимают аналоговые интегральные таймеры. Первый таймер на биполярных транзисторах – микросхема SE555/NE555 – появился еще

в 1971 г. и был создан компанией Signetics Corporation. Его схема оказалась настолько удачной, что заменила собой сотни различных схем мультивибраторов и генераторов импульсов микро-, милли- и секундного диапазона времени. Даже спустя четыре десятилетия эта микросхема выпускается рядом крупных и известных фирм в огромных количествах. Следом появились прецизионные и сдвоенные таймеры, а затем и таймеры на комплементарных полевых (CMOS) транзисторах. Ниже описаны монолитные микросхемы массовых современных интегральных таймеров, выпускаемых крупными американскими корпорациями Texas Instruments и National Semiconductor.

### 2.3.1. Наследники классики – таймера 555

В настоящее время основным поставщиком микросхем интегральных таймеров являются американские корпорации National Semiconductor и Texas Instruments. Они и сейчас выпускают два десятка типов микросхем интегральных таймеров, поставляемых в разных корпусах, – рис. 2.4.

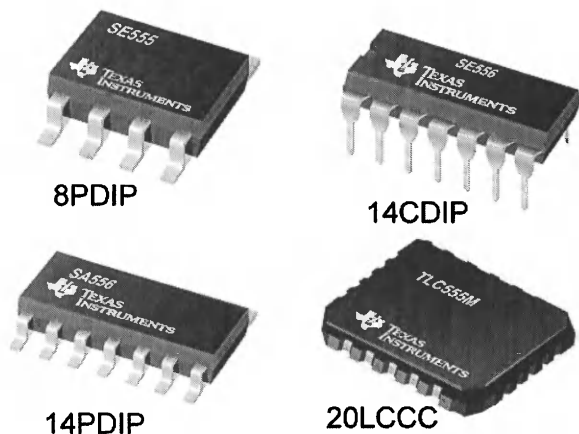


Рис. 2.4. Интегральные таймеры в разных корпусах

В табл. 2.1 представлены модели одиночных интегральных таймеров классического типа – полных аналогов таймера 555. Они отличаются точностью изготовления, рабочими частотами, температурным диапазоном, типом корпуса и стоимостью. Особо стоит отметить микросхему SE555-SP – она выпущена в радиационно-стойком исполнении с гарантированным сроком службы. Поэтому ее цена пре-

восходит 200 долларов, тогда как стоимость некоторых обычных микросхем класса 555 составляет всего 10–14 центов!

**Таблица 2.1. Интегральные таймеры – полные аналоги микросхемы 555 фирм Texas Instruments и National Semiconductor (цена указана обычно при поставке 1000 микросхем)**

| Тип таймера | N | F, МГц | Vcc, В   | T, °С     | Цена, долл. |
|-------------|---|--------|----------|-----------|-------------|
| NA555       | 1 | –      | 4,5–16   | –40...105 | 0,10        |
| NE555       | 1 | 0,5    | 4,5–16   | 0...70    | 0,10        |
| SA555       | 1 | 0,5    | 4,5–16   | –40...85  | 0,11        |
| SE555       | 1 | –      | 4,5–18   | –55...125 | 0,14        |
| SE555-SP    | 1 | –      | 4,5–16,5 | –55...125 | 205,50      |
| SE555M      | 1 | –      | 4,5–18   | –55...125 | 2,14        |

Кроме этих микросхем, Texas Instruments и National Semiconductor продолжают выпуск хорошо себя зарекомендовавших таймеров LM555.

На рис. 2.5 показана функциональная схема интегрального таймера NA555. Последующее описание относится ко всем таймерам класса 555.

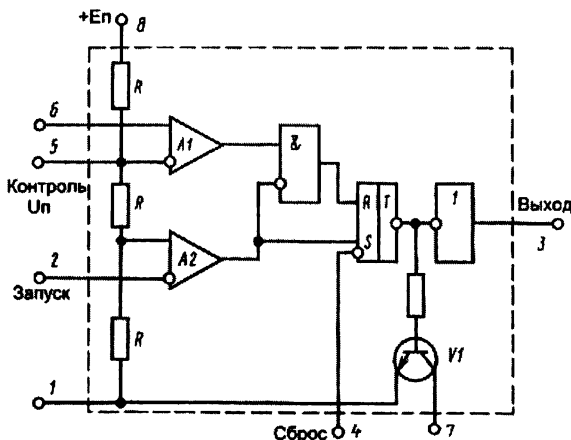


Рис. 2.5. Обозначение выводов таймера NA555

Полная принципиальная схема таймера NA555 представлена на рис. 2.6. Основой таймера является делитель напряжения из трех резисторов  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  (номинал 5 кОм). При интегральном исполнении трудно получить стабильные значения сопротивлений ре-

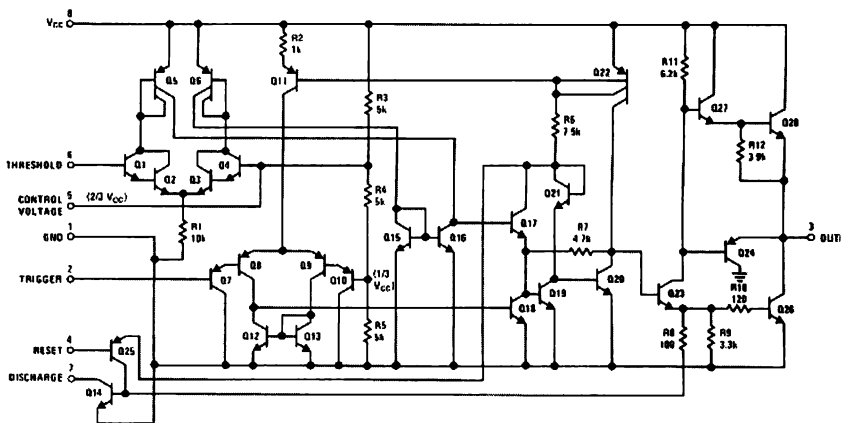


Рис. 2.6. Полная принципиальная схема таймера NA555

зисторов. Однако температурные и иные изменения сопротивления строго коррелированы, и потому коэффициенты деления  $1/3$  и  $2/3$  у этого делителя очень стабильны, что и нужно для работы таймера. Вывод CONTROL VOLTAGE позволяет в некоторых пределах менять коэффициенты деления путем подключения внешних резисторов между ним и землей или между ним и выводом напряжения источника питания  $+V_{cc}$  ( $E$ ).

В левой части схемы видны два дифференциальных усилителя – компаратора, а в правой части – RS-триггер и выходной каскад. Компараторы таймеров имеют очень малые входные токи, что позволяет использовать внешние времязадающие резисторы с очень широким диапазоном значений их номиналов – от нескольких килоом до 20 МОм. В левом нижнем углу размещены разрядный транзистор и транзистор сброса триггера в исходное состояние.

Интегральные таймеры не претендуют на роль генераторов импульсов малой длительности. Так, таймер NA555 имеет быстродействие в десятки наносекунд, сравнимое с быстродействием обычных TTL-микросхем. На рис. 2.7 показана зависимость минимальной длительности запускающего импульса от его минимальной амплитуды. Она отражает инерционность таймера.

Для многих таймеров важна потребляемая от источника питания мощность. Она минимальна при отсутствии нагрузки ( $R_L = \infty$ ). На рис. 2.8 показаны зависимости этой мощности от напряжения питания для таймера NA555, снятые при разной температуре ( $-55$ ,  $+25$  и

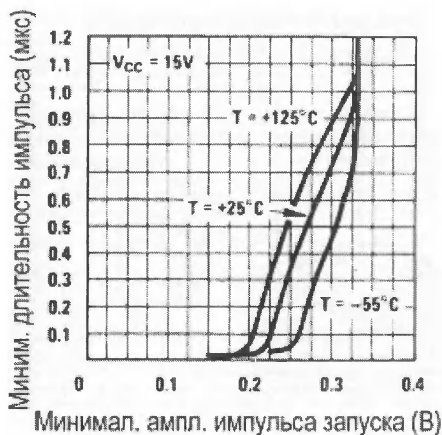


Рис. 2.7. Зависимость минимальной длительности запускающего импульса от его минимальной амплитуды

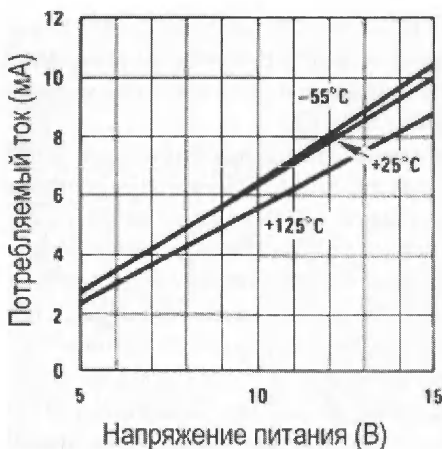


Рис. 2.8. Зависимость потребляемого от источника питания тока от его напряжения

+125 °С). Эти зависимости почти линейные. Определенную часть данной мощности составляет мощность, рассеиваемая внутренним резистивным делителем.

### 2.3.2. Автоколебательный и ждущий релаксаторы на интегральном таймере

Схема автоколебательного релаксатора на интегральном таймере показана на рис. 2.9а. Конденсатор  $C_1$  заряжается через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , и напряжение на нем растет от  $U_{\text{выкл}}$  до  $U_{\text{вкл}}$ . Когда достигается уровень, срабатывает компаратор А1 и триггер переключается в положение, при котором открывается ключевой транзистор V1, и напряжение на выводе 7 падает практически до 0 (точнее, напряжения насыщения транзистора). В результате  $C_1$  начинает разряжаться через резистор  $R_2$  от уровня  $U_{\text{вкл}}$  до уровня  $U_{\text{выкл}}$ . Но как только напряжение на нем упадет до уровня  $U_{\text{выкл}}$ , сработает компаратор А2, и триггер вернется в положение, при котором транзистор V1 выключается, и начинается новый цикл заряда конденсатора. Процессы заряда и разряда периодически повторяются с периодом  $T$ .

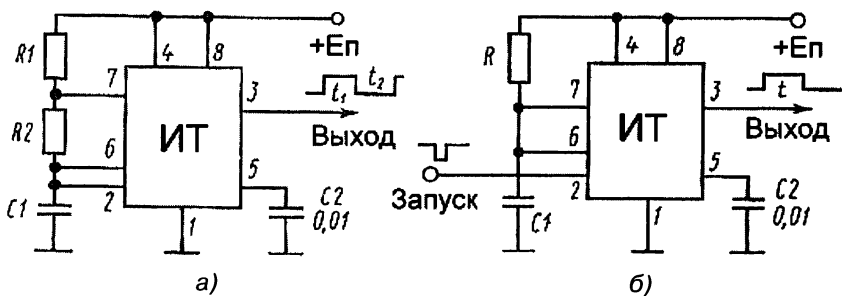


Рис. 2.9. Типовые схемы автоколебательного (а) и ждущего (б) импульсных генераторов (релаксаторов) на интегральном таймере

В релаксаторах на интегральном таймере пороговые напряжения выключения  $U_{\text{выкл}}$  и включения  $U_{\text{вкл}}$  задаются порогами интегральных компараторов А2 и А1 и встроенным делителем напряжения из трех одинаковых резисторов  $R$ . Сами резисторы могут иметь большой разброс и заметную температурную зависимость. Но благодаря их интегральному изготовлению и очень малым размерам их нестабильности строго идентичны, и коэффициенты деления  $1/3$  и  $2/3$  оказываются очень стабильными. А это означает, что в схеме достигаются условия:

$$U_{\text{выкл}} = E_{\text{н}}/3 \text{ и } U_{\text{вкл}} = 2E_{\text{н}}/3. \quad (2.14)$$

В этом случае с учетом выражений (2.14) для периода колебаний можно записать выражение:

$$T = t_z + t_p = C_1(R_1 + R_2) \ln \frac{E_{II} - U_{\text{выкл}}}{E_{II} - U_{\text{вкл}}} + C_1 R_2 \ln \frac{U_{\text{вкл}}}{U_{\text{выкл}}}. \quad (2.15)$$

Подставив значения  $U_{\text{вкл}}$  и  $U_{\text{выкл}}$  в формулу (2.15), получим:

$$\begin{aligned} T &= C_1(R_1 + R_2) \ln(2) + C_1 R_2 \ln(2) = \\ &= 0,693 C_1(R_1 + R_2) + 0,693 C_1 R_2. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Как нетрудно заметить из (2.16), период  $T$  принципиально не зависит от  $E_{II}$ , по крайней мере в пределах принятых допущений о точности сравнения напряжений компараторами. Работоспособность таймера гарантируется при изменении  $E_{II}$  от 4,5 до 16 В, но на практике таймер работает даже при снижении  $E_{II}$  до 2,2–5 В. Изменение  $T$  на 1 В составляет не более 0,05%, а изменение температуры на 1 °С меняет период на 0,005%. Максимальный выходной ток таймера не 555 200 мА, а 556 150 мА, что позволяет применять таймер для управления светодиодами и даже маломощными реле.

Возможно построение на интегральном таймере и *ждущего релаксатора* (генератора импульсов), запускаемого внешним импульсом (точнее, отрицательным перепадом на входе «Запуск»). Основная схема такого генератора представлена на рис. 2.5б. Тут в исходном состоянии транзистор V1 открыт и конденсатор  $C_1$  практически разряжен. Запускающий перепад ведет к срабатыванию триггера, в результате чего транзистор выключается и конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться от напряжения  $U_{\text{выкл}} \approx 0$  до напряжения  $U_{\text{вкл}}$ . Время его заряда и определяет длительность импульса  $t_{II} = RC_1 \ln 3 = 1,1 RC_1$ .

Малые входные токи компараторов позволяют использовать времязадающие резисторы с номиналами от нескольких килоом до 10–20 МОм, что позволяет в тысячи раз менять период колебаний или длительность импульса ждущего генератора (если это необходимо). У автоколебательного релаксатора на интегральном таймере входные токи компараторов частично компенсируются, что позволяет увеличивать  $R$  до значений даже более 20 МОм. Максимальная частота импульсов – около 10 МГц, времена нарастания и спада импульсов – до 30–50 нс.

Представляет интерес рассмотрение реальных временных диаграмм работы типовых импульсных схем на интегральном таймере. На рис. 2.10 представлены осциллограммы работы интегрального таймера в схеме автоколебательного мультивибратора при  $R_1 = 4,1$  кОм,  $R_2 = 51$  кОм,  $C = 1000$  пФ и  $E_{II} = 5$  В. Осциллограммы получены с помощью цифрового осциллографа DS-1250 с полосой частот исследуемых сигналов до 250 МГц.

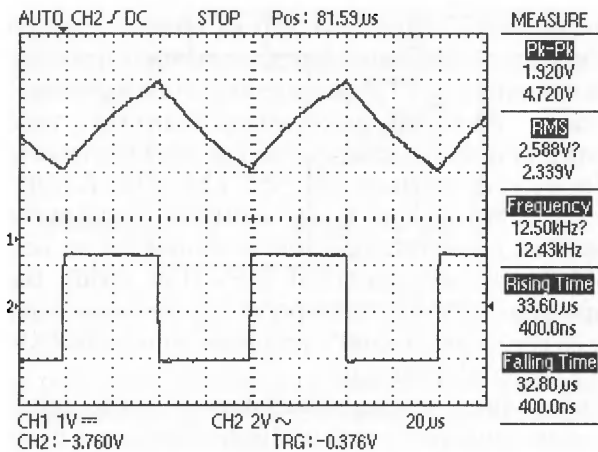


Рис. 2.10. Осциллограммы напряжений на конденсаторе  $C$  и на выходе интегрального таймера при  $C = 1000$  пФ

Нетрудно заметить, что при указанных параметрах и частоте повторения импульсов около 12 кГц форма временных зависимостей весьма близка к идеальной. Однако при уменьшении  $C_1$  примерно до 20 пФ неидеальности временных зависимостей становятся видными – см. рис. 2.11. В частности, виден заметный выброс на вершине

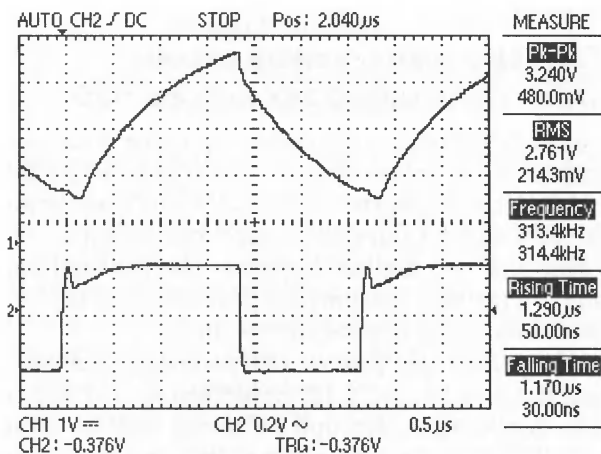


Рис. 2.11. Осциллограммы напряжений на конденсаторе  $C$  и на выходе интегрального таймера при  $C = 20$  пФ



выходного импульса (интересно, что на выводе 7 микросхемы ИТ такого выброса нет). Минимальная длительность фронтов выходных импульсов типична для ТТЛ-микросхем и составляет до 20–30 нс.

Уже к началу 80-х годов выпускалось более двух десятков типов интегральных таймеров. Практически все они выпускаются и в наше время. Среди них одиночные (NE 555, LM 322, XR 320) и двойные (NE 556, XR 2256) интегральные таймеры, улучшенные таймеры с уменьшенным потребляемым током и таймеры на основе технологии КМОП-транзисторов (ICM 7555, ICM 7556). Выпускаются также и программируемые таймеры (с изменяемым параметром  $\eta$ ), и таймеры со встроенным в них счетчиком импульсов (XR 2240, ICM 8240, ICM 8250, ICM 8260 и др.).

На интегральных таймерах выполнено очень большое число (многие сотни) импульсных схем. Среди описанных схем – измерители сопротивления, емкости, индуктивности, частоты и других параметров. Описаны всевозможные схемы сигнализации, сенсорные устройства и т. д. Большинство описанных схем, однако, относится скорее к любительским, чем к профессиональным. Таймеры широко применяются в различных измерительных приборах, в промышленных и бытовых устройствах. Однако стоимость даже простых интегральных таймеров в несколько раз больше стоимости пары мало мощных биполярных транзисторов, на которых строится множество «классических» импульсных устройств, например автоколебательных и ждущих мультивибраторов.

### **2.3.3. Типовые импульсные схемы на интегральных таймерах класса 555**

На интегральных таймерах построено огромное число электронных схем. Пожалуй, по их разнообразию таймеры не уступают операционным усилителям. Нередко новая схема получается добавлением в типовую схему одного или нескольких компонентов.

Например, для построения ждущего генератора пилообразного напряжения достаточно заменить зарядный резистор стабилизатором тока на биполярном транзисторе – рис. 2.12.

Временные диаграммы работы генератора пилообразного напряжения представлены на рис. 2.13. Естественно, что высокую линейность можно получить только при работе на высокоомную нагрузку в сотни килоом. Если сопротивление нагрузки недостаточно велико, можно добавить в схему эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе или повторитель на операционном усилителе.

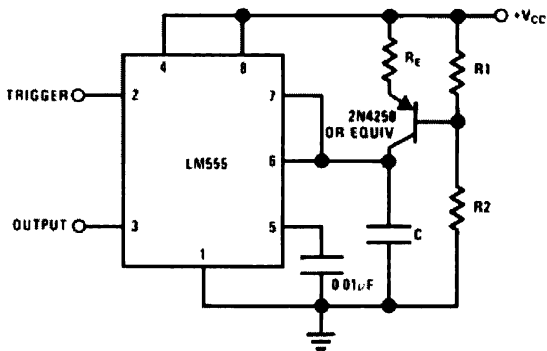


Рис. 2.12. Схема генератора пилообразного напряжения со стабилизатором зарядного тока на биполярном транзисторе

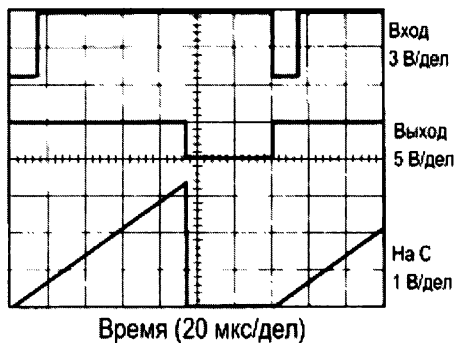


Рис. 2.13. Временные диаграммы работы генератора пилообразного напряжения

Иногда желательна генерация импульсов со скважностью, близкой к 2, то есть с одинаковым временем заряда и разряда конденсатора. На рис. 2.14 показана одна из простых схем автоколебательного генератора, генерирующего такие импульсы. Нужная скважность достигается соответствующим выбором резисторов.

Добавив в схему автоколебательного релаксатора транзистор, можно построить генератор с блокировкой выдачи импульсов на время подачи блокирующего импульса – рис. 2.15.

Временные диаграммы работы такого генератора показаны на рис. 2.16. В особых комментариях они не нуждаются. Генератор рис. 2.15 можно использовать для тестирования детекторов пропуска импульсов.

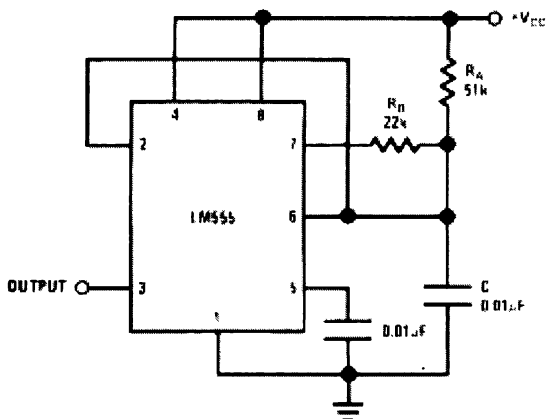


Рис. 2.14. Генератор, формирующий импульсы со скважностью, равной 2

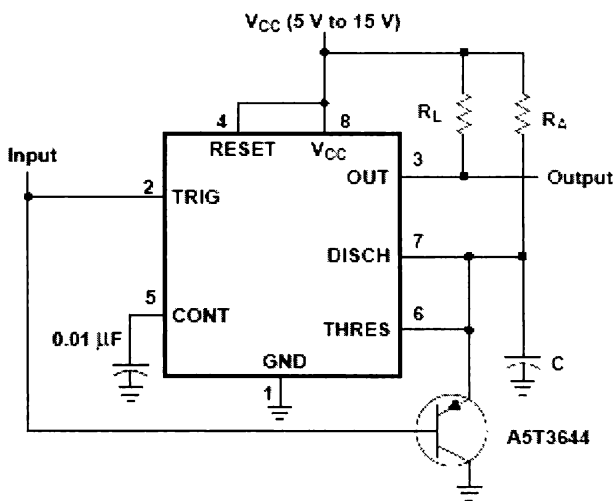


Рис. 2.15. Генератор с блокировкой выдачи импульсов

Широкое применение находят различные модуляторы импульсных сигналов. Например, широтно-импульсные и позиционно-импульсные модуляторы применяются для управления силовыми ключами в импульсных источниках электропитания. Такие модуляторы легко строятся на интегральных таймерах.

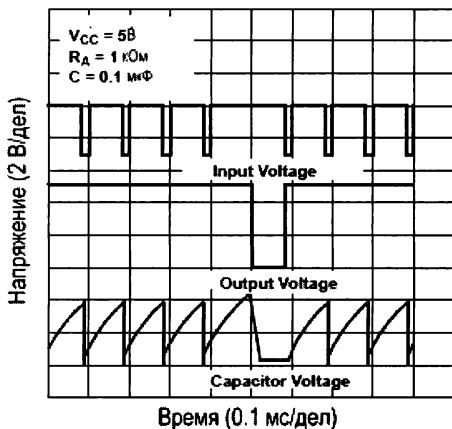


Рис. 2.16. Временные диаграммы работы генератора с блокировкой выдачи импульсов

На рис. 2.17 показано применение интегрального таймера в качестве широтно-импульсного модулятора. Временные диаграммы его работы показаны на рис. 2.18. Модулирующий сигнал подается на вывод CONT.

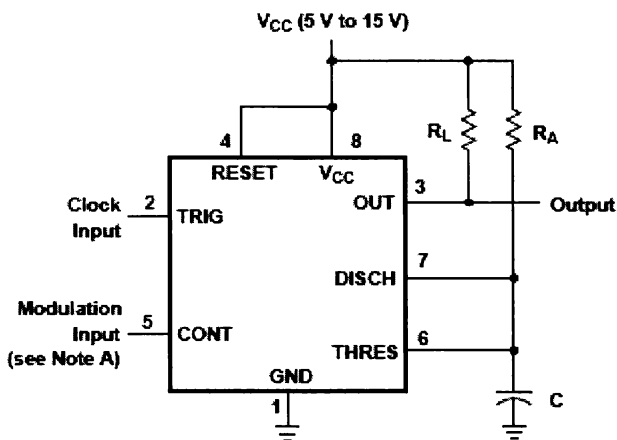


Рис. 2.17. Широтно-импульсный модулятор на интегральном таймере

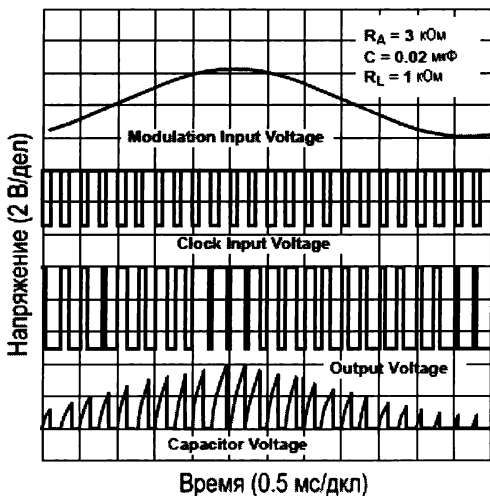


Рис. 2.18. Временные диаграммы работы широтно-импульсного регулятора на интегральном таймере

Столь же просто реализуется построение на интегральном таймере позиционно-импульсного модулятора – рис. 2.19. Его работу поясняют временные диаграммы, показанные на рис. 2.20.

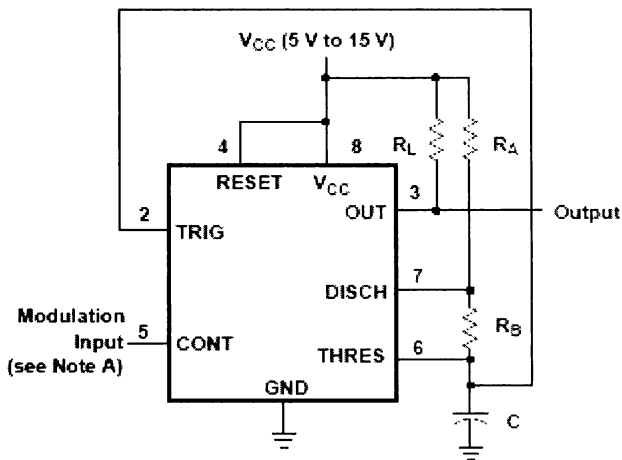


Рис. 2.19. Позиционно-импульсный модулятор на интегральном таймере

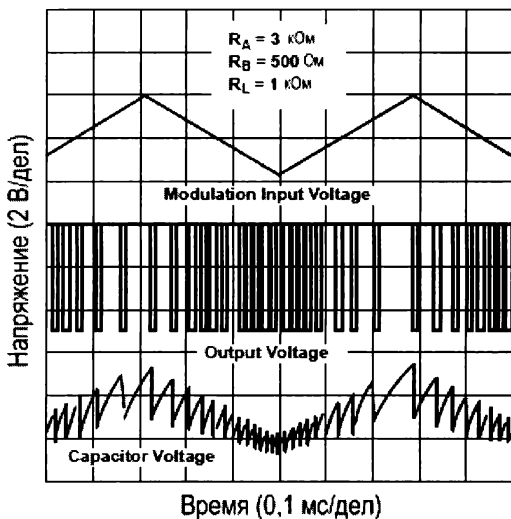


Рис. 2.20. Временные диаграммы работы позиционно-импульсного модулятора на интегральном таймере

Дешевизна многих микросхем интегральных таймеров позволяет строить на них генераторы последовательностей разных по длительности импульсов просто соединением последовательно нескольких ждущих релаксаторов. При этом каждый импульс может иметь свою установленную или регулируемую длительность.

### 2.3.4. Характеристики прецизионных интегральных таймеров

Для прецизионных таймеров обычно нормируются зависимости относительной длительности импульсов от напряжения источника питания и температуры. Эти зависимости представлены на рис. 2.21. Из этих данных следует, что нестабильность временных параметров таймера более чем на порядок ниже, чем у обычных импульсных схем на основе мультивибраторов. У последних нестабильность временных параметров достигает 10%.

На рис. 2.22 показана зависимость длительности импульсов ждущего генератора от емкости конденсатора  $C$  при разных сопротивлениях  $R_A$ . А на рис. 2.23 дана зависимость частоты колебаний автоколебательного релаксатора от емкости конденсатора  $C$  при разных  $(R_A + 2R_B)$ .

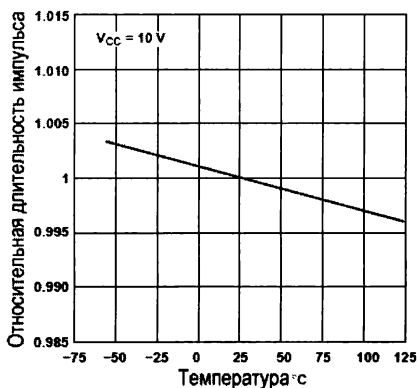
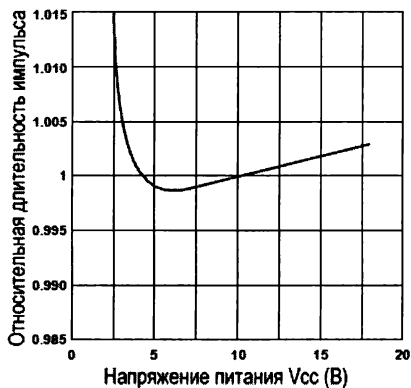


Рис. 2.21. Зависимость относительной длительности импульсов ждущего генератора от напряжения источника питания (левый рисунок) и температуры (правый рисунок)

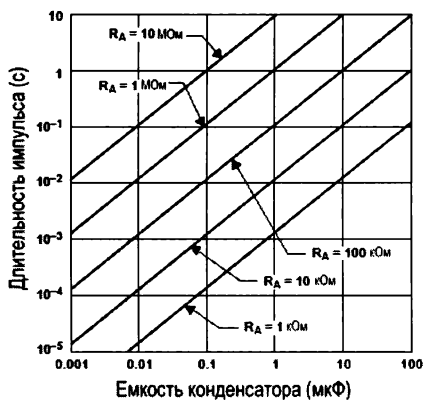


Рис. 2.22. Зависимость длительности импульсов ждущего генератора от емкости конденсатора  $C$  при разных сопротивлениях  $R_A$

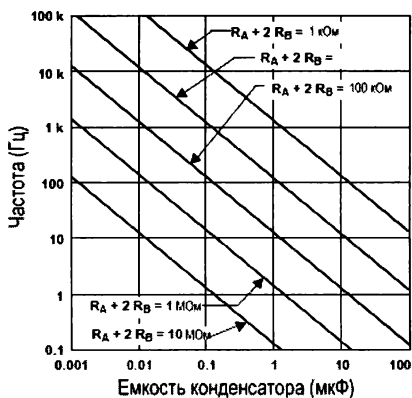


Рис. 2.23. Зависимость частоты повторения импульсов автоколебательного генератора от емкости конденсатора  $C$  при разных  $(R_A + 2R_B)$

### 2.3.5. Сдвоенные интегральные таймеры класса 556

Фирмы Texas Instruments и National Semiconductor выпускают также ряд сдвоенных таймеров, что упрощает построение сложных импульсных устройств, например генераторов последовательностей им-

пульсов. В табл. 2.2 представлены параметры микросхем сдвоенных таймеров. Первым таким таймером была микросхема 556.

**Таблица 2.2. Основные параметры микросхем сдвоенных интегральных таймеров на биполярных транзисторах**

| Тип таймера | N | F, МГц | V <sub>cc</sub> , В | T, °С     | Цена, долл. |
|-------------|---|--------|---------------------|-----------|-------------|
| NA556       | 2 | –      | 4,5–16              | –40...105 | 0,27        |
| NE556       | 2 | 0,5    | 4,5–16              | 0...70    | 0,18        |
| SA556       | 2 | 0,5    | 4,5–16              | –40...85  | 0,22        |
| SE556       | 2 | –      | 4,5–18              | –55...125 | 2,14        |

Каждая половинка такого таймера идентична одиночному таймеру. Сдвоенные таймеры обычно выполняются в 14-выводных корпусах – рис. 2.24. Характеристики сдвоенных интегральных таймеров и типовые схемы их применения не приводятся, поскольку они аналогичны таковым для одиночных таймеров.

### 2.3.6. Одиночные интегральные таймеры на CMOS-транзисторах

Второе поколение интегральных таймеров основано на технологии схем на комплементарных полевых CMOS-транзисторах – табл. 2.3. Эта технология проще технологии схем на биполярных транзисторах и имеет свои преимущества и недостатки. Преимуществом являются более высокая скорость работы, отсутствие насыщения у разрядного транзистора, работа в более широком диапазоне напряжений. Недостатком является больший разброс пороговых напряжений у компараторов.

**Таблица 2.3. Основные параметры одиночных таймеров на CMOS-транзисторах, выпускаемые фирмами Texas Instruments и National Semiconductor**

| Тип таймера | N | F, МГц | V <sub>cc</sub> , В | T, °С     | Цена, долл.    |
|-------------|---|--------|---------------------|-----------|----------------|
| LMC555      | 1 | 3,08   | 1,5–12              | –40...86  | –              |
| TLC551      | 1 | 1,8    | 1–15                | 0...70    | 0,60   за 1000 |
| TLC555      | 1 | 2,1    | 2–15                | –40...125 | 0,29   за 1000 |
| TLC555-Q1   | 1 | –      | 5–15                | –40...125 | 0,34   за 1000 |
| TLC555M     | 1 | –      | 5–15                | –55...125 | 2,14   за 100  |

На рис. 2.25 приведена функциональная диаграмма одиночного таймера на CMOS-транзисторах. Она имеет разрядный CMOS-транзистор и этим отличается от функциональной диаграммы таймера на



биполярных транзисторах. Однако следует помнить, что все остальные узлы таймера также построены на CMOS-транзисторах. При напряжении питания 5 В таймер потребляет мощность при отсутствии нагрузки менее 1 мВт. При этом он совместим с логическими CMOS- и ТТЛ-микросхемами, имеет максимальную частоту работы до 3 МГц и тестируется в диапазоне выходных токов от  $-10$  до  $+50$  мА при максимально допустимом токе 100 мА.

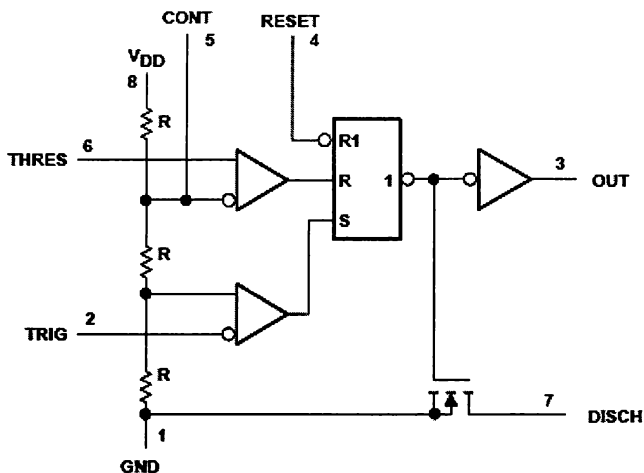


Рис. 2.25. Функциональная диаграмма таймера LMC555 на CMOS-транзисторах

Практически все схемы, описанные выше, для таймеров на биполярных транзисторах без какой-либо коррекции могут применяться с таймером LMC555. Однако при глубоком анализе схем на интегральных таймерах надо учитывать разные параметры биполярных и полевых транзисторов.

### 2.3.7. Новейшие LinCMOS-таймеры TLC551 и TLC555

Новейшие интегральные таймеры корпорации Texas Instruments TLC551 и TLC555 изготовлены по LinCMOS-технологии. На рис. 2.26 приведена полная принципиальная схема таймера TLC551. Интересно, что от обычного резистивного делителя фирма отказалась в пользу делителя, построенного на CMOS-транзисторах, – он виден

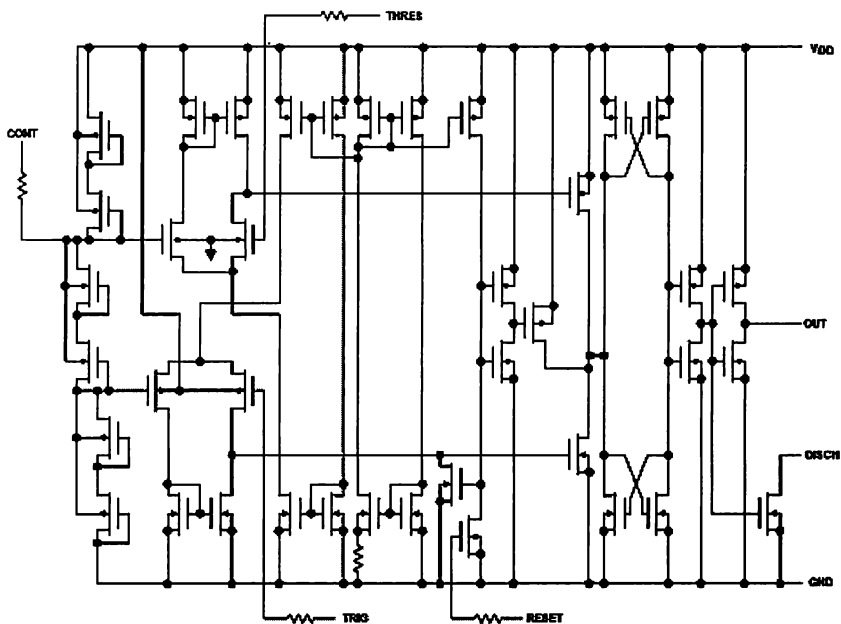


Рис. 2.26. Полная принципиальная схема интегрального LinCMOS-таймера TLC551

в левой стороне схемы. Это дало возможность существенно уменьшить потребляемую при отсутствии нагрузки мощность от источника питания и довести ее до значения 1 мВт. Компараторы, триггер и выходной усилитель все построены на CMOS-транзисторах.

Фирма приводит и рисунок топологии таймера TLC551 – рис. 2.27. Большая часть поверхности кристалла занята защитными и согласующими резисторами – на рис. 2.26 они вынесены за пределы основной схемы.

Отметим основные особенности таймера TLC551:

- очень малая (1 мВт при напряжении питания 5 В) потребляемая мощность при отсутствии нагрузки;
- большой выходной ток: 100 мА втекающий и 10 мА вытекающий;
- совместимость выхода с ТТЛ-, CMOS- и MOS-микросхемами;
- уникально широкий диапазон напряжения питания – от 1 до 15 В;
- прекрасная совместимость с другими таймерами серии 555.

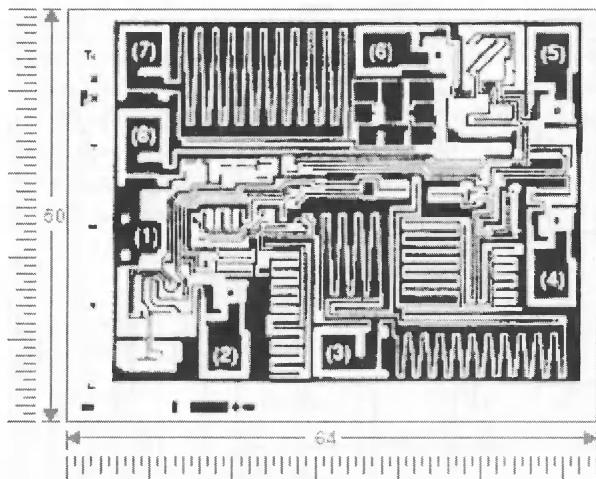


Рис. 2.27. Топология микросхемы LinCMOS-таймера TLC551

Микросхема TLC555 подобна TLC551, но рассчитана на более широкий температурный диапазон. Он указан ниже в зависимости от суффикса в названии микросхемы: С – от  $0^{\circ}\text{C}$  до  $+70^{\circ}\text{C}$ , I – от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ , Q – от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ , M – от  $-55^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ . На рис. 2.28 показано обозначение выводов этой микросхемы при различном ее исполнении.

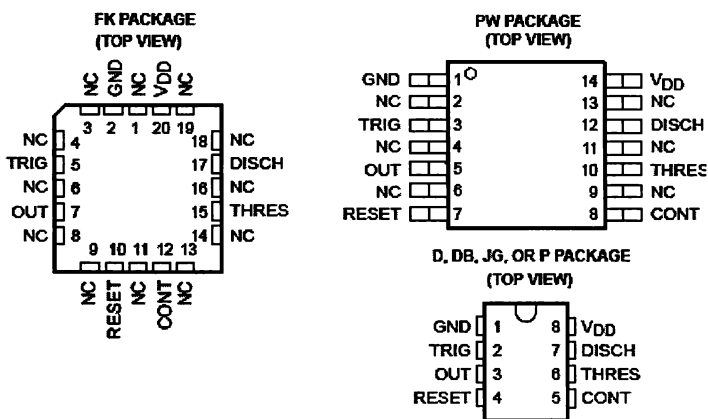


Рис. 2.28. Обозначение выводов интегрального таймера TLC555

В табл. 2.4 приведены основные параметры двойных таймеров на СМО-транзисторах, выпускаемые фирмой Texas Instruments.

**Таблица 2.4. Основные параметры двойных таймеров на СМО-транзисторах, выпускаемых фирмой Texas Instruments**

| Тип таймера | N | F, МГц | Vcc, В | T, °C     | Цена, долл.    |
|-------------|---|--------|--------|-----------|----------------|
| TLC552      | 2 | 2,8    | 1–18   | 0–70      | 1,00   за 1000 |
| TLC556      | 2 | 2,1    | 2–15   | 0–70      | 0,44   за 1000 |
| TLC556M     | 2 | 2,1    | 2–15   | -55...125 | 0,60   за 1000 |

Назначение выводов корпусов микросхем TLC556 представлено на рис. 2.29.

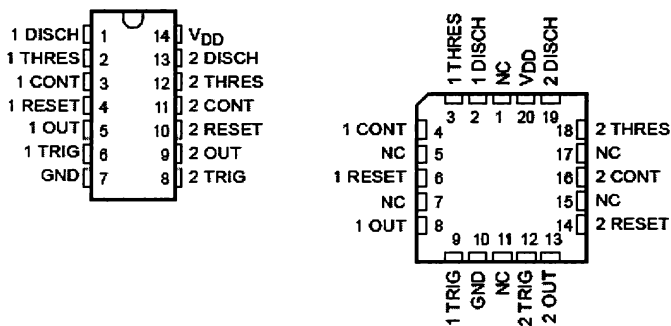


Рис. 2.29. Назначение выводов корпусов микросхем TLC556

Параметры каждого из двух таймеров этих микросхем подобны приведенным для одиночных таймеров.

Интегральные таймеры остаются одними из самых массовых и широко применяемых микросхем. Их усовершенствованием и серийным производством заняты такие крупные и всемирно известные фирмы, как Texas Instruments и National Semiconductor. Новое поколение интегральных таймеров, выполненных на основе технологии СМО-транзисторов, обладает беспрецедентно широким диапазоном напряжения питания, очень малой (до 1 мВт) потребляемой мощностью при отсутствии нагрузки, большими выходными токами, допускающими подключение миниатюрных реле или микро-двигателей, высокой скоростью работы и широким температурным диапазоном. Все это делает таймеры по-прежнему незаменимыми и очень популярными изделиями мировой микроэлектронной промышленности.

## 2.4. Импульсные устройства на негатронах

### 2.4.1. Общая оценка

Вскоре после появления биполярных и полевых транзисторов было создано множество полупроводниковых приборов с S- и N-образными вольт-амперными характеристиками (ВАХ), имеющими участки с отрицательным дифференциальным сопротивлением или отрицательной проводимостью. Их называют *негатронами* [36, 37]. Негатроны принципиально и прекрасно приспособлены для построения релаксационных генераторов.

Первым массовым и самым известным типом негатронов стали низковольтные *туннельные диоды*. Из-за очень низких рабочих напряжений и отсутствия управляемости их N-образной ВАХ ныне эти приборы в импульсной технике практически не применяются. Разве что иногда они используются в высокочастотных пороговых устройствах и в некоторых уникальных (скорее, даже экзотических) разработках. К примеру, они используются в *генераторах перепадов напряжения* (от 0,2 до 0,4 В) с длительностью 50–70 пс в блоках Я4С-89 стробоскопических осциллографов С1-91/4, С1-122/4, С1-122/13 и др.

Затем были созданы приборы с S-образной ВАХ – динисторы, тиристоры и однопереходные транзисторы (ОПТ) и программируемые однопереходные транзисторы. Динисторы и тиристоры в основном выпускаются как мощные приборы и широко используются в современных энергетических устройствах для преобразования электрической энергии, хотя и испытывают сильную конкуренцию со стороны мощных биполярных и полевых транзисторов и приборов IGBT (биполярные транзисторы с полевым управлением). Импульсные устройства общего назначения на динисторах и тиристорах, хотя и были созданы, широкого применения не получили. Прежде всего из-за низкого быстродействия (частоты редко доходят до десятков килогерц) и малой области токов, в пределах которой формируется падающий участок S-образной ВАХ.

В импульсных устройствах широкого назначения больше повезло *однопереходным транзисторам* и их *транзисторным аналогам* [67]. На основе последних были разработаны и программируемые однопереходные транзисторы (название неточное, поскольку реально в структуре таких приборов три *p-n*-перехода). Имея на порядок бо-

более высокое быстродействие, чем тиристоры, и более широкий диапазон токов в области падающего участка S-образной ВАХ, эти приборы заняли прочные позиции на рынке простых релаксационных устройств. Лямбда-диоды и лямбда-транзисторы и их аналоги также показали себя достаточно интересными и полезными приборами, но из стадии экзотических применений так и не вышли.

Весьма интересна и поучительна судьба поистине уникальных приборов – *лавинных транзисторов* [68–92]. Эти приборы не только сочетают возможности обычных транзисторов с возможностями негатронов с S- и N-образными управляемыми ВАХ, но и теоретически и даже практически сочетают предельно большие рабочие напряжения и токи с предельно малым временем включения. Применение лавинных транзисторов нередко позволяет не только резко упростить наносекундные схемы, но и получить от них уникальные параметры импульсов.

## 2.4.2. Импульсные устройства на однопереходных транзисторах

Основная схема автоколебательного релаксационного генератора на однопереходном транзисторе (ОПТ) представлена на рис. 2.30 [67]. Величину резистора  $R$  берут такой, чтобы рабочая точка ОПТ располагалась на падающем участке S-образной входной ВАХ. При ее работе конденсатор  $C$  периодически заряжается через резистор  $R$  от напряжения впадины ВАХ  $U_B$  (вначале от 0) до напряжения пика ВАХ  $U_{II} = \eta U_{66} + U_{\gamma}(I_{II})$ , а затем разряжается от этого уровня до  $U_B$ . На рис. 2.30 показаны три варианта включения дополнительных резисторов для съема с них коротких импульсов (обычно используется один или два варианта).

Времена заряда и разряда  $C$  при отсутствии дополнительных резисторов равны:

$$t_{\text{з}} = RC \ln \frac{E - U_B}{E - U_{II}} \quad \text{и} \quad t_{\text{р}} = CR_{\text{нк.1}} \ln \frac{U_{II}}{U_B}. \quad (2.17)$$

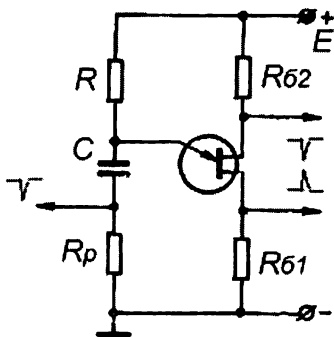


Рис. 2.30. Автоколебательный генератор (релаксатор) на ОПТ

Сопротивление ОПТ во включенном состоянии  $R_{\text{вкл}} \ll R$ , поэтому период колебаний при  $U_{\text{выкл}} \ll E$  и  $R_{62} \ll R_{66}$ :

$$T = t_3 + t_p \cong t_3 = RC \ln \frac{E - U_B}{E - U_{11}} \cong RC \ln \frac{1}{1 - \eta}. \quad (2.18)$$

Итак, при ряде сделанных допущений период колебаний (2.18) не зависит от напряжения питания  $E$ . Однако поскольку эти допущения соблюдаются лишь приблизительно, то некоторая слабая зависимость  $T$  от  $E$  все же имеет место. Тем не менее, релаксатор рис. 2.30 относится к числу высокостабильных (по частоте) импульсных схем. Для получения высокой стабильности желательно задавать  $E > 10$  В.

Осциллограммы импульсов на базе 2 при  $C = 1000$  пФ,  $R = 51$  кОм,  $R_{62} = 2$  кОм,  $R_{61} = R_p = 0$  и на конденсаторе  $C$  представлены на рис. 2.31. Частота повторения импульсов при этом близка к 20 кГц и может плавно меняться в десятки раз при применении переменного резистора  $R$ .

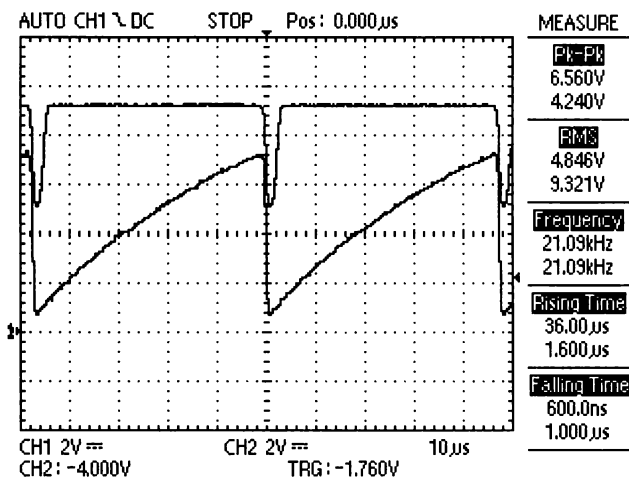


Рис. 2.31. Осциллограммы импульсов на базе 2 (сверху) и на конденсаторе  $C$

Напряжение на конденсаторе  $C$  имеет классический для релаксатора вид – экспоненциальное медленное нарастание при заряде конденсатора  $C$  и затем быстрый спад при его разряде. Таким образом генерируются импульсы с высокой скважностью – отношением  $t_p/t_3$ . Однако короткие импульсы на резисторе  $R_{62}$  имеют довольно боль-

шие времена нарастания и спада из-за невысокого быстродействия ОПТ при его включении и выключении. Их конкретные значения равны примерно 1,6 и 1 мкс. В связи с этим схема рис. 2.31 пригодна лишь в качестве генератора коротких запускающих импульсов отрицательной полярности. Для получения импульсов положительной полярности можно включить резистор небольшой величины (сотни ом) в цепь базы 1.

На однопереходных транзисторах было построено множество схем генераторов прямоугольных импульсов (мультивибраторов), генераторов треугольных и пилообразных импульсов и т. д. [67]. Для примера на рис. 2.32 показана простая схема генератора пилообразного напряжения на ОПТ. Ее отличительная особенность – применение для стабилизации зарядного тока интегрального стабилизатора тока на основе сравнительно новой микросхемы КЖ101А.

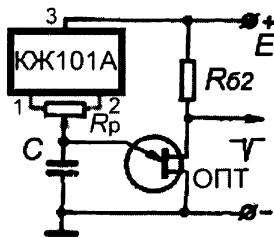


Рис. 2.32. Схема автоколебательного генератора пилообразного напряжения на ОПТ и микросхеме стабилизатора тока КЖ101А

Микросхема включена так, что позволяет регулировать ток заряда конденсатора  $C$ , делая его как меньшим, так и большим начального тока микросхемы. Осциллограммы импульсов напряжения на эмиттере (конденсаторе  $C$ ) и на базе 2 ОПТ представлены на рис. 2.33. Форма напряжения на конденсаторе  $C$  выглядит близкой к идеальной, но стоит заметить, что получение нелинейности менее 1% у такой простой схемы все же затруднительно. Иногда для повышения линейности и нагрузочной способности подобных генераторов применяют буферные эмиттерные повторители на одном обычном или составном биполярном транзисторе.

В настоящее время выпускаются программируемые однопереходные транзисторы, у которых напряжение включения можно изменять с помощью внешнего резистивного делителя. Эти приборы достаточ-



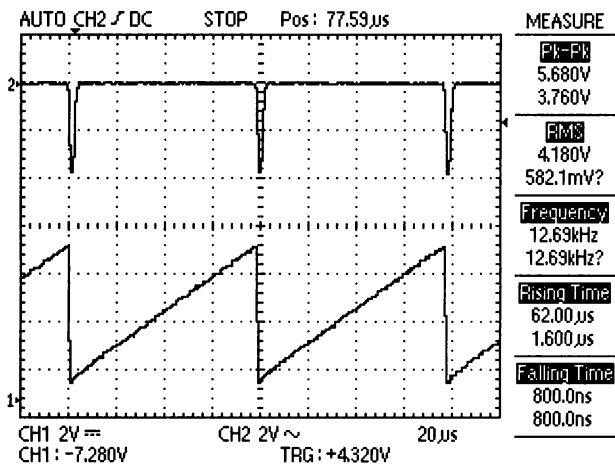


Рис. 2.33. Осциллограммы напряжений на конденсаторе С и на базе 1 ОПТ в схеме генератора пилообразного напряжения рис. 2.32

но подробно описаны в [67]. Там же описаны схемы на основе данных приборов, которые имеют четырехслойную структуру.

### 2.4.3. Появление лавинных транзисторов

Обычным биполярным транзисторам понадобилось почти полвека, чтобы преодолеть «барьер» во времени включения в 1 нс. Лишь к концу 70-х годов, к примеру, в СССР был разработан транзисторный генератор наносекундных импульсов Г5-78, обеспечивающий получение импульсов с амплитудой до 5 В на нагрузке 50 Ом (амплитуда тока 0,1 А) с временем нарастания 1 нс. Он был создан в Вильнюсском НИИ радиоизмерительных приборов. Позже (уже в 80-е годы) там же был разработан генератор Г5-85, обеспечивший, с применением специализированных гибридно-пленочных микросхем, получение на нагрузке 50 Ом импульсов с временем нарастания до 0,3 нс, но при уменьшенной до 2 В амплитуде.

Медленное развитие скоростной импульсной техники может показаться странным на фоне появления в эти годы мощных СВЧ-биполярных (а затем и полевых) транзисторов с частотами в единицы и даже десятки гигагерц и уровнями рабочих напряжений в десятки вольт. Причины медленного роста быстродействия и импульсной мощности импульсных устройств носят фундаментальный характер.

Дело в том, что генераторы синусоидальных сигналов всегда имели резонансные и согласующие цепи, позволявшие нейтрализовать паразитные емкости и индуктивности из активных компонентов и монтажа, но в узкой области частот. Такие цепи встраиваются в СВЧ-транзисторы, и это сильно затрудняет их применение в принципиально широкополосных импульсных устройствах. К тому же фундаментальным свойством обычного режима работы биполярных транзисторов была потеря быстродействия и усилительных способностей с ростом рабочего тока из-за известного эффекта Кирка [5]. А токи в импульсных устройствах обычно намного больше, чем в усилителях и генераторах синусоидальных сигналов.

Лавинными называют транзисторы, полезно использующие эффект лавинного умножения носителей в коллекторном переходе. Это позволяет в несколько раз увеличить рабочие напряжения и во много раз импульсные токи и придает лавинным транзисторам новые свойства негатронов *S*- и *N*-типа.

В качестве лавинных транзисторов в середине прошлого века применялись германиевые сплавные, а затем диффузионно-сплавные транзисторы. В начале 70-х годов в НИИ «Пульсар» (Москва) был разработан первый советский специальный лавинный диффузионно-сплавной меза-эпитаксиальный транзистор ГТ338, обеспечивший получение импульсов с амплитудой 5–20 В на нагрузке 50 Ом и преодолевший барьер времени их нарастания в 1 нс ( $10^{-9}$  с). Прибор предназначался для работы в генераторах стробирующих импульсов скоростных стробоскопических осциллографов и других применений. За рубежом он даже в наше время рекламируется на сайте Ebay.th по цене 38\$ за штуку!

Вскоре были созданы кремниевые планарные и меза-эпитаксиальные транзисторы с большей стабильностью параметров, в том числе лавинных. За рубежом появились первые типы серийных кремниевых лавинных транзисторов. Число публикаций по применению транзисторов в лавинном режиме во всем мире достигло многих тысяч. В 1973 году вышла первая монография по лавинным транзисторам и их применениям [3]. Достижения в разработке теории и схемотехники лавинных транзисторов и тиристоров в последующие годы обобщены в новой монографии [4].

Лавинный режим для обычных транзисторов многие годы рассматривался как вредный и способствующий выходу приборов из строя. И действительно, в обычных схемах возникновение лавинного пробоя вело к практически мгновенной последующей гибели прибо-

ров из-за теплового или вторичного пробоев необратимого характера. При заходе в лавинную область работы в условиях низкой технологической культуры производства первых транзисторов снижался процент выхода годных изделий.

Остроту проблемы создания коротких импульсов с субнаносекундными фронтами в какой-то мере сняло появление диодов с резким восстановлением и с накоплением заряда (ДНЗ) [6], а позже СВЧ-кремниевых и арсенид-галлиевых полевых транзисторов [7, 8]. Однако для запуска этих, довольно дорогих приборов требовались импульсы, которые сами по себе с трудом удавалось получать от обычных серийных биполярных транзисторов. Зато их легко было получить от транзисторов, используемых в лавинном режиме. Но у нас развитие лавинных транзисторов прекратилось в связи с распадом СССР в 90-е годы и прекращением производства многих типов транзисторов и измерительных генераторов импульсов.

На фоне этого интерес к лавинным транзисторам к началу 90-х годов резко упал. Отражение данной тематики в Интернете практически отсутствовало. Между тем во всем мире после 90-х годов появился ряд новых и весьма перспективных областей применения нано- и даже пикосекундных импульсов. Это запуск скоростных лазерных полупроводниковых излучателей, управление оптическими коммутаторами на ячейках Поккельса и Керра, контроль параметров антенн во временной области, возбуждение пьезоизлучателей в ультразвуковых толщиномерах, разработки сверхскоростных и сверхширокополосных (UBW) линий связи, создание видеоимпульсных локаторов высокого разрешения и георадаров для поиска объектов под землей и в закрытых помещениях, контроль новых скоростных цифровых осциллографов и анализаторов спектра, запуск новых типов сверхскоростных активных приборов и т. д. и т. п.

Разработчиков таких устройств не могли удовлетворить скромные параметры появившихся в изобилии логических, цифровых и импульсных схем в части формирования импульсов с субнаносекундными фронтами с достаточно большой амплитудой. Не спасло положение и появление в начале этого века сверхскоростных больших микросхем на гетеропереходных гигагерцовых и даже терагерцовых интегральных полевых транзисторах – по уровню рабочих напряжений и токов они оказались совершенно неприемлемыми для большинства указанных выше применений. В таких условиях снова стал расти интерес к лавинным транзисторам, особенно к высоковольтным с рабочими напряжениями в сотни вольт.

К этому времени технология изготовления транзисторов существенно обновилась и улучшилась. В огромных количествах стали выпускаться кремниевые планарные, эпитаксиальные и меза-эпитаксиальные транзисторы малой, средней и большой мощности. При исследовании этих приборов в лавинном режиме работы обнаружился ряд непонятных и тонких эффектов, показавших возможности получения субнаносекундных импульсов большой амплитуды – до сотен вольт.

В 80-х годах появились высокоскоростные осциллографы, позволившие изучить эти эффекты – в частности, аномально малое время включения эпитаксиальных транзисторов в лавинном режиме в схеме обычного ключа. Стало возможным использовать эти явления на практике и создать принципиально новые типы полупроводниковых приборов – лавинных  $S$ -диодов, дрейфовых диодов и транзисторов с резким восстановлением, SOS-отключающих диодов и др. Стало ясно окончательно, что никаких принципиальных отличий между специальными лавинными транзисторами и обычными, используемыми в лавинном режиме, просто нет.

Результатом всего этого стало резкое возрастание интереса к лавинному режиму и лавинным транзисторам в начале XXI века. Уже в 2007 году в поисковой системе Google можно было найти около полумиллиона интернет-ссылок по данной тематике. Сегодня (январь 2013 г.) по теме «Avalanche transistors» в той же системе дается уже 2,2 млн интернет-страниц. В одной из них – народной энциклопедии Википедия – по лавинным транзисторам по достоинству оценен наш вклад в развитие данного направления.

#### **2.4.4. Лавинно-инжекционные транзисторы**

Далее для определенности рассмотрим  $n$ - $p$ - $n$ -транзисторы. Напомним, что работа биполярного транзистора основана на инжекции прямо смещенным эмиттерным переходом в базовую область первичных носителей (электронов у  $n$ - $p$ - $n$ -транзисторов). Пройдя с некоторыми потерями (вследствие рекомбинации) базовую область, они собираются коллектором и создают ток коллектора, который немного меньше тока эмиттера. Последнее отражает коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha < 1$ .

У лавинно-инжекционных транзисторов (ЛИТ) к этому добавляется механизм лавинного умножения первичных носителей в области объемного заряда (ООЗ) коллекторного перехода при больших об-

ратных напряжениях на нем. Это происходит не по всей ООЗ, а лишь в ее области с максимальной напряженностью электрического поля. Попадая в эту область ООЗ, первичные носители расщепляют связи между электронами и дырками в кристаллической решетке и порождают вторичные электронно-дырочные пары. Вторичные электроны вместе с первичными переносятся в коллектор и создают коллекторный ток  $I_k = M(\alpha I_s + I_{k0})$ , который возрастает в  $M$  раз. Здесь  $M > 1$  – коэффициент лавинного умножения носителей.

Вторичные дырки переносятся полем ООЗ в базу и создают в ней избыточный заряд основных носителей. Он снижает потенциальный барьер эмиттерного перехода и усиливает инжекцию носителей в базовую область. Возникает своеобразный механизм малоинерционной *внутренней положительной обратной связи* по току. При больших напряжениях на коллекторе его ООЗ расширяется, а толщина базовой области уменьшается. Это наряду с повышенной скоростью движения носителей в сильном поле ООЗ повышает быстрдействие ЛИТ. У некоторых транзисторов наступает смыкание ООЗ-переходов, и время включения их резко возрастает. Но этот эффект нестабилен и присущ малому числу плоскостных транзисторов – их конструируют так, чтобы избежать смыкания даже при напряжении на коллекторе, близком к  $U_M$ .

При  $\alpha M > 1$  ЛИТ приобретают качественно новое свойство – они становятся негatronами, то есть приборами с управляемыми  $S$ - и  $N$ -образными вольт-амперными характеристиками (ВАХ), имеющими участки отрицательного дифференциального сопротивления и проводимости (в зависимости от схемы включения).

Для расчета  $M$  в  $p$ - $n$ -переходе обычно используется эмпирическое выражение, известное как формула Миллера:

$$M = \frac{I(U)}{I_0} = \frac{1}{1 - (U/U_M)^n}. \quad (2.19)$$

Здесь  $n = 6$  для  $n^+$ - $p$  и  $n = 3$  для германиевых  $p^+$ - $n$ -переходов и  $n = 2$  и  $3,5$  для кремниевых переходов  $n^+$ - $p$  и  $p^+$ - $n$ . Из этого выражения вытекает, что  $M$  чуть больше 1 при малых  $U$ , но  $M \rightarrow \infty$  при напряжении  $U$ , стремящемся к *напряжению лавинного пробоя коллекторного перехода*  $U_M$  (рис. 2.34). Наибольшие значения  $M$  достигаются у германиевых  $p$ - $n$ - $p$ - и у кремниевых  $n$ - $p$ - $n$ -транзисторов. Они и используются в качестве лавинных. Рисунок 2.34 получен с применением персонального компьютера с современной системой компьютерной математики Mathematica.

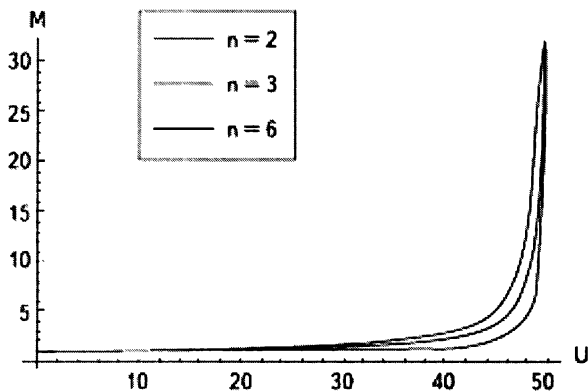


Рис. 2.34. Зависимость коэффициента лавинного умножения  $M$  от напряжения на коллекторном переходе  $U$  для разных  $n$

Из условия  $\alpha M = 1$  можно найти *напряжение пробоя при обрыве базы*:

$$U_{\beta} = U_M \sqrt[n]{1 - \alpha}. \quad (2.20)$$

Оно составляет (в зависимости от  $\alpha$ ) от 0,2 до 0,5 от  $U_M$  – рис. 2.35.

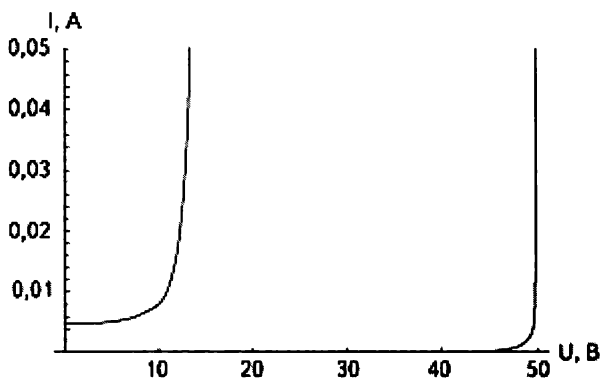


Рис. 2.35. ВАХ для схемы включения транзистора «коллектор–база» (правая кривая) и «коллектор–эмиттер с обрывом базы»

Напряжения пробоя в этих схемах заметно отличаются, причем  $U_M > U_{\beta}$ . В диапазоне напряжений

$$U_{\beta} < U < U_M \quad (2.21)$$

транзистор имеет значения  $\alpha M > 1$  и проявляет свойства негатрона. Лавинно-инжекционные транзисторы имеют легко управляемые как  $S$ -образные, так и  $N$ -образные ВАХ – рис. 2.36. Вполне возможно управление всеми этими ВАХ путем освещения структуры лавинных транзисторов. На этом основана работа *лавинных фототранзисторов*.

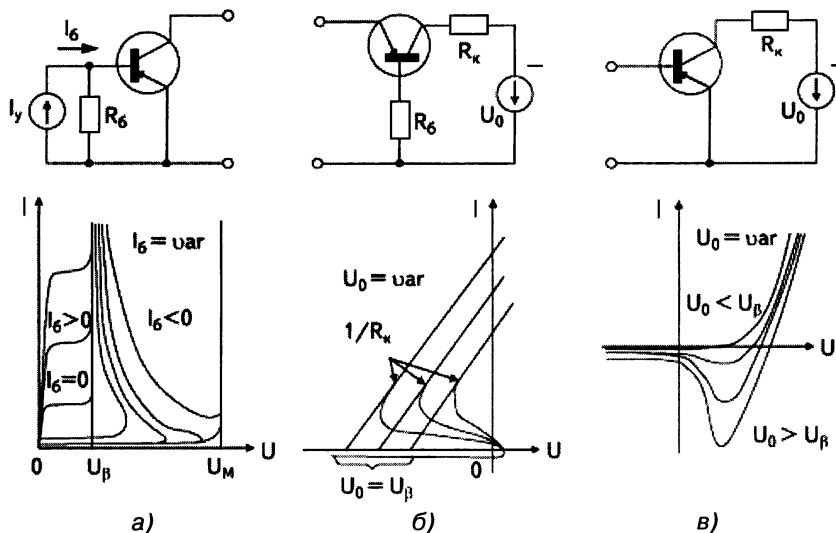


Рис. 2.36. Схемы включения лавинного р-п-р-транзистора и соответствующие им семейства ВАХ:

а) со стороны коллектора; б) со стороны эмиттера и в) со стороны базы

Сам по себе механизм лавинного умножения имеет очень малую инерционность – время развития лавинного пробоя около  $10^{-11} - 10^{-12}$  с. Однако быстродействие ЛИТ определяется не только им, но и обычными механизмами переноса носителей через область базы и емкостями переходов транзистора.

В качестве ЛИТ хорошо показали себя массовые советские германиевые диффузионно-сплавные транзисторы П416, ГТ313, П422, П423 и др. [3, 4]. В наше время они уже не выпускаются. Это, а также работа при повышенных напряжениях, значительный разброс параметров, небольшой выигрыш в скорости работы и конкуренция со стороны обычных импульсных микросхем не позволили схемам на ЛИТ прорваться на просторы рынка импульсных устройств массового применения.

## 2.4.5. «Аномально быстрое» включение лавинного транзистора

Модель ЛИТ оказалась качественно неточной для большинства современных планарно-эпитаксиальных и меза-эпитаксиальных биполярных транзисторов в области больших токов – выше десятков миллиампер. Это особенно касается кремниевых транзисторов.

По мере их исследования стали выявляться странные, с позиций обычной теории биполярных транзисторов, явления. Осциллографы 70-х и даже 80-х годов не позволяли в деталях разбираться в форме сигналов в схемах на лавинных транзисторах, и их поведение нередко воспринималось как аномальное и вредное. Это во многом тормозило исследования и применение приборов.

Сейчас трудностей в измерении таких быстрых процессов нет – не считая дороговизны скоростных осциллографов. К примеру, цифровой осциллограф DPO 4101 компании Tektronix позволяет наблюдать перепады напряжения с длительностью до 0,5 нс даже при высокоомном (10 МОм с пробников) входе. Рассмотрим с его помощью поведение обычного ключа на кремниевом  $n-p-n$  биполярном транзисторе КТ3117 (рис. 2.37 при  $R = 10$  кОм,  $R_k = 51$  кОм и  $R_{II} = 0$ ), переключаемого прямоугольными импульсами – меандром. При этом во время отрицательной полуволны меандра транзистор закрыт, а во время положительной открывается и при достаточно большом входном сигнале входит в насыщение. С помощью средства Wave Inspector (по существу, «лупы времени») из обзорной части изображения (в верхней части экрана) вырезается часть, отображающая процесс включения транзистора.

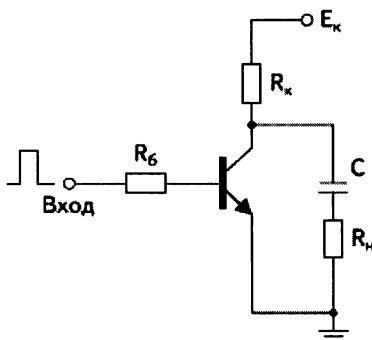


Рис. 2.37. Схема ключа на биполярном транзисторе



Пока  $E_k < U_{\beta}$ , никаких аномалий в работе ключа не отмечается. Ключ довольно медленно (за десятые доли микросекунды) включается и при достаточной амплитуде входных импульсов входит в насыщение. При запирации он с большой задержкой выходит из насыщения. Напряжение  $U_M$  у данного транзистора около 150 В,  $U_{\beta}$  около 50 В.

«Аномалии» начинают появляться при увеличении  $E_k$  – см. рис. 2.38 при  $E_k$  около 95 В. Внезапно, при небольшом превышении этого напряжения, появляется участок очень быстрого (порядка 1 нс) спада напряжения в начале довольно медленной экспоненты спада включающегося транзистора. Обычно  $E_k$  больше  $U_{\beta}$ , но меньше  $U_M$ . Автоматическое измерение времени спада осциллографом пока не реагирует на появление маленького участка быстрого спада, поскольку он по уровню намного меньше уровня полного перепада (он близок к  $E_k$ ). Измеренное время полного спада составляет в среднем 224 нс, и его возросшее стандартное отклонение в 7,5 нс говорит о появлении временной нестабильности – джиттера. Он возникает на быстром пе-

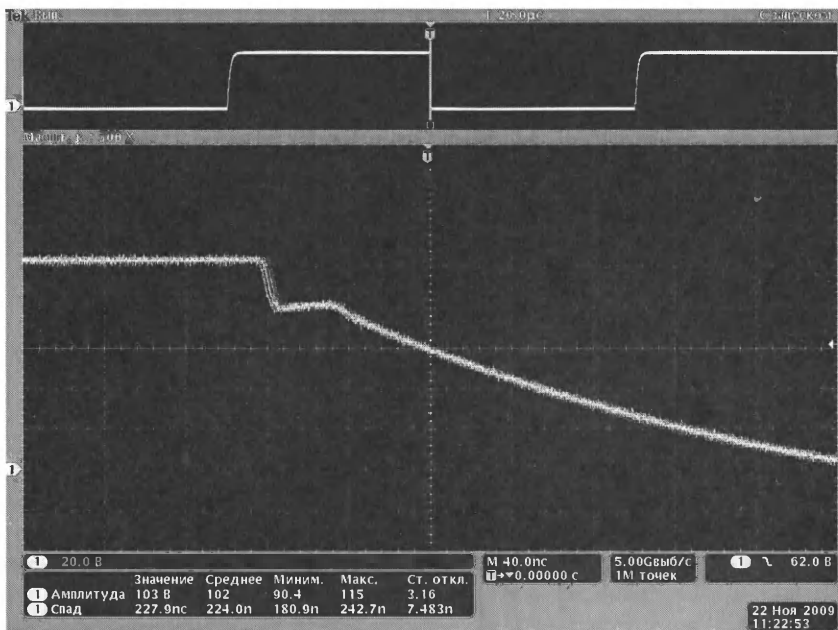


Рис. 2.38. Осциллограмма напряжения на коллекторе транзистора ключа рис. 2.37 при  $E_k = 100$  В выявляет «подозрительно» быстрый (пока небольшой) спад напряжения

репаде, что и видно на рис. 2.38. Менее быстрый осциллограф может вообще не отметить такого необычного спада.

А теперь начнем плавно увеличивать  $E_k$ , не меняя амплитуды входных импульсов. Классическая теория импульсного режима работы биполярного транзистора предсказывает, что при этом время включения должно плавно увеличиваться из-за роста тока насыщения коллектора при постоянном отпирающем токе базы. Но на деле наблюдается нечто прямо противоположное – более резкое проявление быстрого спада и при  $E_k$ , близких к  $U_M$ , этот спад по амплитуде быстро увеличивается, транзистор аномально быстро (примерно за 1 нс) входит в насыщение – рис. 2.39. Интересно, что джиттер при этом резко уменьшается до 42 пс, то есть в сотни раз! Область быстрого спада распространяется на весь спад.

Итак, в нашем примере при увеличении  $E_k$  со 100 до 150 В время включения ключа не только не увеличилось в соответствии с теори-

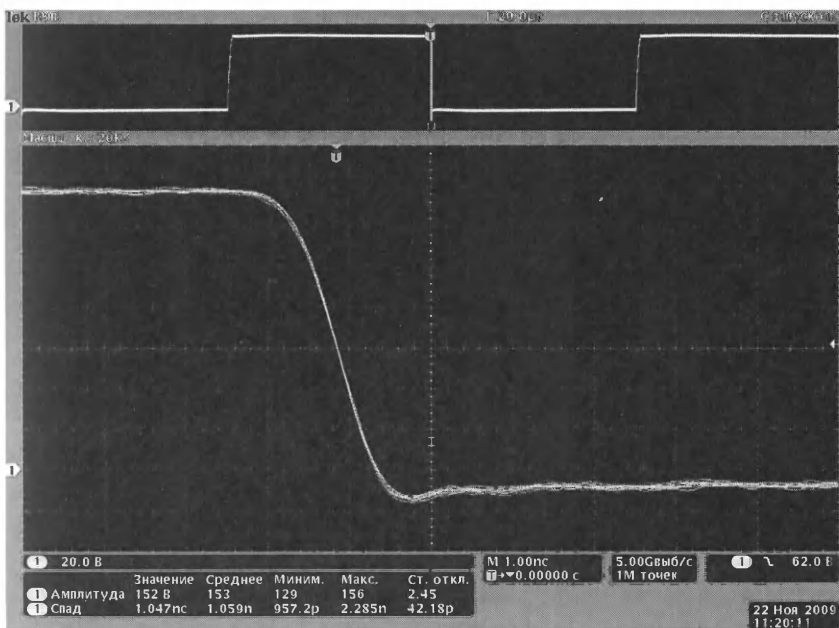


Рис. 2.39. Осциллограмма напряжения на коллекторе транзистора ключа рис. 2.37 при  $E_k = 150$  В показывает аномально быстрое полное переключение транзистора за время менее 1 нс – вплоть до его входа в насыщение

ей импульсного режима биполярного транзистора, но и уменьшилось с 224 нс до 1,05 нс, то есть более чем в 200 раз! При этом транзистор «аномально» быстро входит в глубокое насыщение. Все это явно указывает на возникновение некоторого нового физического явления. Оно, безусловно, полезно – такие высоковольтные быстрые перепады остро необходимы для запуска оптических ячеек Поккельса и Керра, стробирования электронных фотоумножителей и т. д.

Описанные эффекты еще более резко проявляются в схеме релаксатора на лавинном транзисторе. Она подобна рис. 2.37 при  $R_n > 0$ . Включение  $R_n$  позволяет снимать осциллограмму разрядного тока конденсатора и оценивать параметры выходного импульса релаксатора – рис. 2.40 ( $R_n = 51$  Ом,  $C = 33$  пФ). Амплитуда импульса достигает 78 В, время нарастания (спада с учетом отрицательной полярности импульса на нагрузке) менее 0,8 нс.

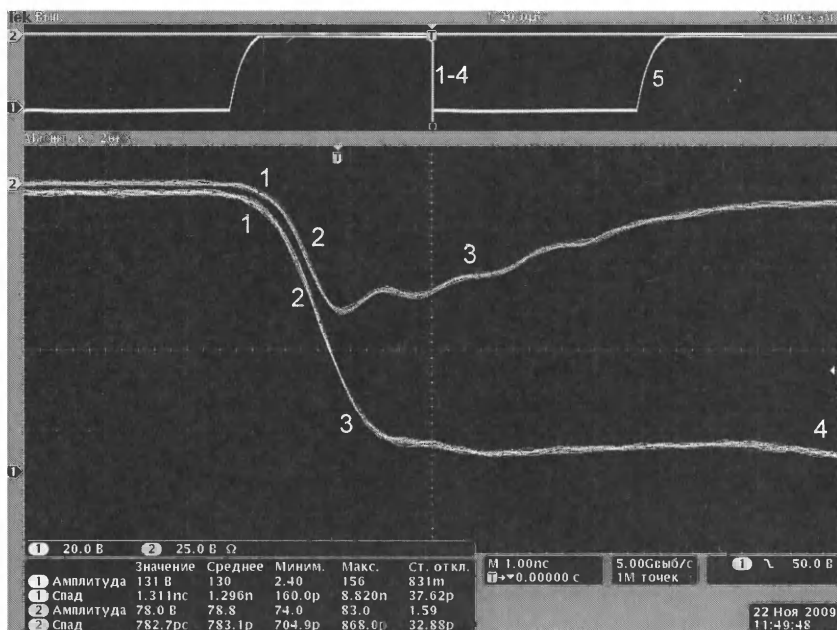


Рис. 2.40. Осциллограммы импульсов напряжения на коллекторе лавинного транзистора и сопротивления нагрузки  $R_n = 50$  Ом релаксатора рис. 2.37

При уменьшении  $R_{\text{н}}$  до 0,5–1 Ома амплитуда импульса достигала 30–50 А и более, а длительность составляла немного более 1 нс. Росту быстродействия явно способствует большой ток разряда конденсатора – он же ток коллектора. Это полностью противоречит теории обычного транзистора, предсказывающей резкое падение  $V$  и  $f_T$  при на пару порядков меньших токах из-за эффекта Кирка. Ни один обычный полупроводниковый прибор не дает таких малых значений времени нарастания и длительности импульсов при таких больших амплитудах напряжения и тока!

Итак, в работе релаксатора можно выделить пять характерных стадий (см. рис. 2.40): начало лавинного пробоя (стадия 1), развитие быстрого пробоя из-за сужения базы по мере роста тока и быстрый рост разрядного тока (2), спад разрядного тока из-за разряда накопительного конденсатора  $C$  (3), вход транзистора в глубокое динамическое насыщение (иногда и в обратимый вторичный пробой) (4) и выход из насыщения, полное закрытие транзистора и заряд конденсатора  $C$  через токоограничивающий резистор в цепи коллектора (5).

Еще более поразительные результаты дает применение современных высоковольтных кремниевых эпитаксиальных транзисторов, например КТ630 или КТ642 с  $U_M$  более 300 В. Такие приборы дают перепад напряжения свыше 300 В при времени спада около 2 нс. Таким образом, скорость изменения напряжения на коллекторе достигает  $1,5 \cdot 10^{-11}$  В/с и выше. На нагрузке 50 Ом формируется импульс с амплитудой выше 160 В на нагрузке 50 Ом с временем нарастания 1 нс (рис. 2.41). Эти параметры не хуже, чем у самых современных специальных лавинных транзисторов (см. ниже).

При  $E_k > U_M$  релаксатор переходит в автоколебательный режим работы и не требует запуска (входные импульсы в этом случае могут использоваться для синхронизации). При меньших  $E_k$  у транзисторов с описанными эффектами наблюдается разрывной характер зависимости амплитуды импульсов от напряжения  $E_k$  – рис. 2.42 из книги [4]. Такая зависимость не наблюдается у старых типов лавинно-инжекционных транзисторов.

Работу релаксатора можно рассматривать как дифференцирование перепада напряжения на включающемся транзисторе цепочкой  $CR_{\text{н}}$ . На этом основан метод динамического пробоя, описанный в [3, 4] и позволяющий рассчитать временную зависимость разрядного тока.

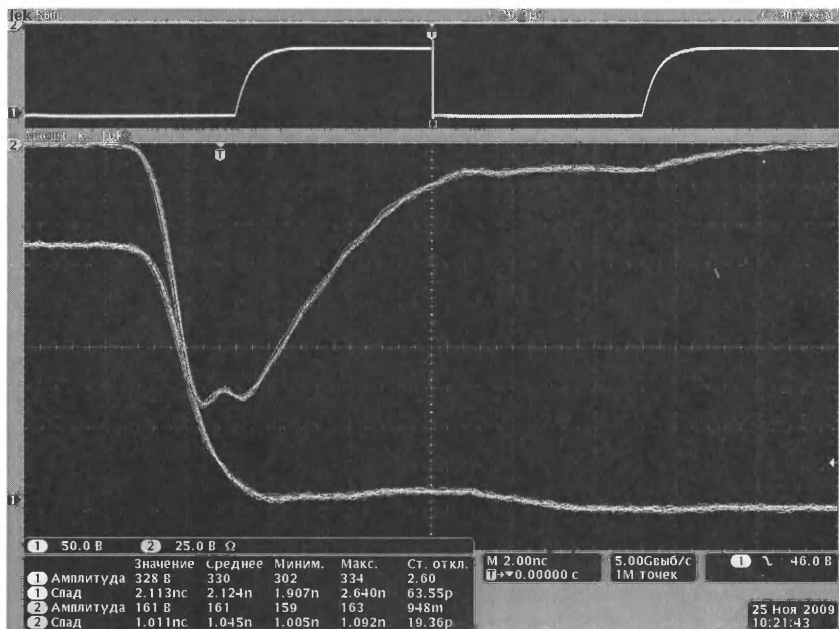


Рис. 2.41. Осциллограммы импульсов напряжения на коллекторе высоковольтного транзистора и сопротивления нагрузки  $R_n = 50 \text{ Ом}$  релаксатора

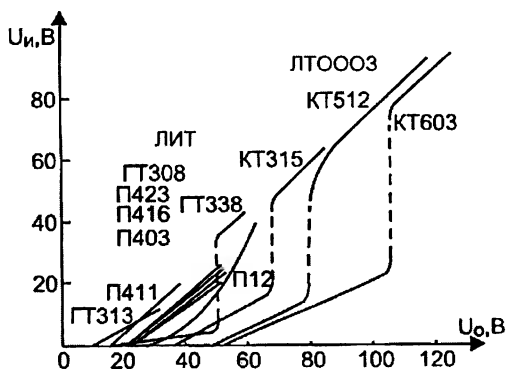


Рис. 2.42. Зависимость амплитуды импульсов релаксатора от напряжения  $E_x$  у разных типов транзисторов

## 2.4.6. Лавинные транзисторы с ограниченной областью объемного заряда (ЛТООЗ)

Причины «аномально высокого быстродействия» биполярных транзисторов (особенно кремниевых  $n^+p-n-n^+$  планарно-эпитаксиальных) в лавинном режиме кроются во впервые обнаруженном и объясненном в [3, 4, 9–11] *эффекте расширения области объемного заряда* (ООЗ) коллекторного перехода вглубь базы, при *росте коллекторного тока* даже при *спаде напряжения на коллекторе*. Расширение ООЗ происходит вплоть до динамического (временного) смыкания базовой границы ООЗ коллекторного перехода с ООЗ эмиттерного перехода в условиях двойной (обычной и лавинной) инжекции носителей в перекрытую ООЗ базовую область транзистора. После смыкания переходов расширение ООЗ (ограниченной низкоомными областями эмиттера и коллектора) прекращается, и она, с содержащейся в ней плазмой, выполняет роль разрядного промежутка.

Этот эффект происходит при больших токах коллектора и коэффициенте лавинного умножения  $M$ , превышающем некоторое вполне умеренное критическое значение  $M_{кр}$ . Приблизительно оно оценивается как [3, 4, 9, 10]:

$$M > M_{кр} = (v_p + v_n)/v_n, \quad (2.22)$$

где  $v_p$  и  $v_n$  – скорости насыщения дырок и электронов в ООЗ коллекторного перехода. Ему соответствует некоторое критическое значение напряжения на коллекторе  $U_{кр}$ , вычисляемое из (2.22). Обычно оно лежит в интервале между напряжениями  $U_B$  и  $U_M$ .

При этом заряд вторичных носителей превышает заряд первичных носителей, и ООЗ коллектора расширяется, а не сужается, как в обычном режиме работы транзистора (последний эффект и назван эффектом Кирка и снижает быстродействие транзисторов в области больших токов [5]). Эффект Кирка в обычном режиме имеет место у всех плоскостных транзисторов и ведет к заметному спаду граничной частоты транзистора  $f_T$  с ростом тока коллектора. Он наблюдается и у специальных лавинных транзисторов при их работе в обычном режиме. Однако при  $M > M_{кр}$  в базовой ООЗ преобладает заряд вторичных, а не первичных носителей, поэтому с ростом  $I_k$  область базы сужается вплоть до ее смыкания с эмиттерным переходом – рис. 2.43. При этом время переноса определяется отношением размеров ООЗ к предельной скорости неосновных носителей и составляет доли наносекунды. Соответствующие расчеты приведены в [3, 4, 9, 10].

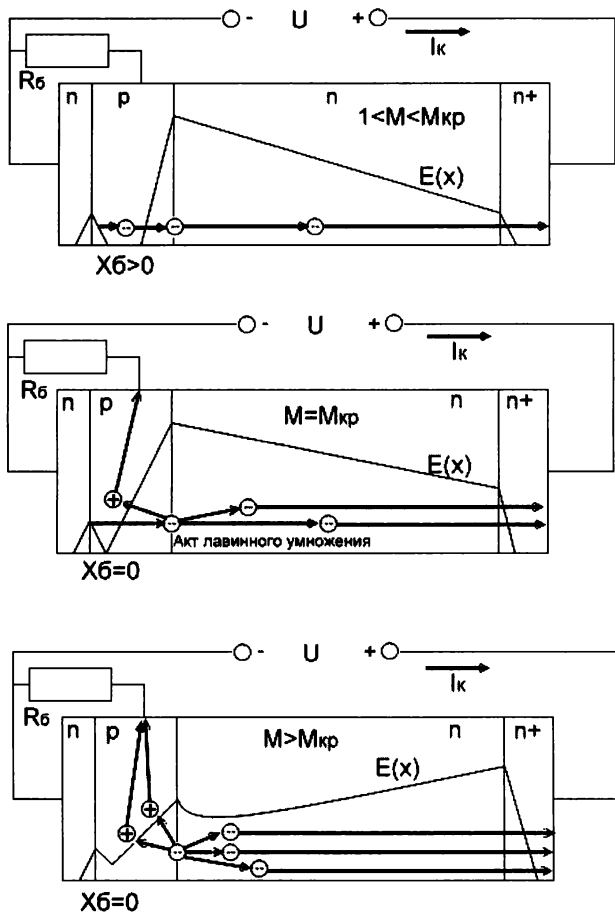


Рис. 2.43. Иллюстрация к физике работы ЛТОООЗ структуры n<sup>+</sup>-p-n-n<sup>+</sup>

Используя этот новый эффект транзисторы были названы нами *лавинными транзисторами с ограниченной областью объемного заряда* – ЛТОООЗ. К таким транзисторам относятся серийные советские германиевые p<sup>+</sup>-n-p-p<sup>+</sup> специальные лавинные транзисторы серии ГТ338, зарубежные массовые кремниевые лавинные транзисторы наших дней фирмы Zetex и большинство кремниевых n<sup>+</sup>-p-n-n<sup>+</sup> обычных транзисторов, используемых в лавинном режиме [3, 4].

### 2.4.7. Моделирование релаксационных генераторов на лавинных транзисторах

Положенные в основу ЛТОООЗ физические явления не учитываются в классических моделях биполярных транзисторов, например Эберса-Молла, Гуммеля-Пуна и др., в том числе в моделях для схемотехнических САПР класса PSpice. Однако полная модель биполярного транзистора с учетом этих эффектов была описана еще в [3], и результаты расчета по ней ряда схем на лавинных транзисторах были выполнены на ЭВМ Мир-2 и приведены в [3, 4].

Не повторяя описания этой довольно сложной модели, рассмотрим результаты моделирования по полной модели транзистора 2Т603, одного из первых ЛТОООЗ. Представленные на рис. 2.44, архивные модельные зависимости напряжения на коллекторе и тока коллектора даны для разных значений начального напряжения на коллекторе, которое изменялось изменением напряжения питания. Они были получены на экране графического дисплея ЭВМ. Отчетливо видно проявление всех стадий переходных процессов, описанных выше для ЛТОООЗ. Реальные осциллограммы представлены на рис. 2.44б.

Поразительная близость довольно сложных расчетных временных диаграмм (сняты с экрана дисплея (ЭВМ Мир-2) и реальных осциллограмм свидетельствует о высокой точности как качественного,

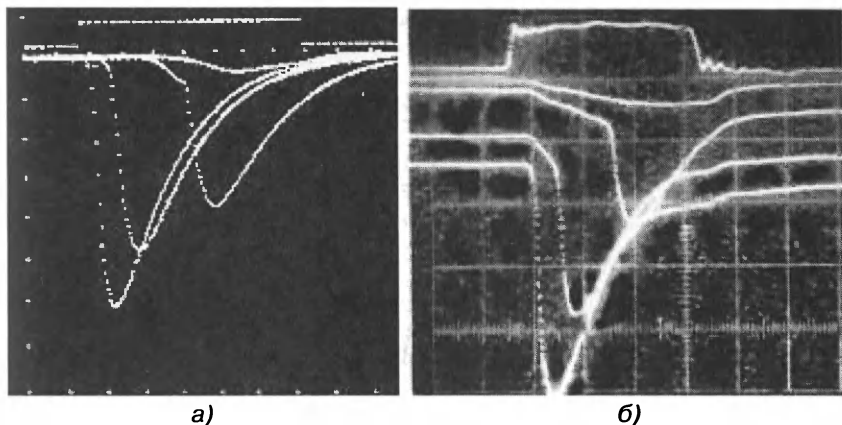


Рис. 2.44. Расчетные переходные процессы в релаксаторе на лавинном транзисторе при разных начальных напряжениях на коллекторе (а) и реальные осциллограммы переходных процессов (б)



так и количественного моделирования сложных процессов работы релаксатора на ЛТОООЗ и правомерности описанных выше представлений о физике их работы.

Релаксатор на ЛТОООЗ является основой множества схем для запуска лазерных диодов и светоизлучающих решеток, требующих импульсных токов в десятки ампер и выше. Поэтому результаты исследования переходных процессов в нем носят фундаментальный характер.

## 2.4.8. Серийные лавинные транзисторы и их применение

В разных странах в разные годы были разработаны и выпускались серийно специальные лавинные транзисторы, например ГТ338, NS1110, 2N3035 и др. Многие были вариантами обычных транзисторов, хорошо работающих в лавинном режиме. В настоящее время ряд фирм (Zetex, KEYIN, Diotek и др.) выпускает серию высоковольтных кремниевых эпитаксиальных ЛТОООЗ (табл. 2.5).

**Таблица 2.5. Основные параметры кремниевых ЛТОООЗ фирмы Zetex**

| Транзистор | $U_M, В$ | $U_{\beta}, В$ | $I_{р\text{макс}}, А$ | $P_{ср}, Вт$ | Корпус |
|------------|----------|----------------|-----------------------|--------------|--------|
| FMMT413    | 150      | 50             | 50                    | 0,33         | SOT-23 |
| FMMT415    | 260      | 100            | 50                    | 0,33         | SOT-23 |
| ZTX415     | 260      | 100            | 60                    | 0,68         | E-line |
| FMMT417    | 320      | 100            | 60                    | 0,33         | SOT-23 |

Все транзисторы (кроме ZTX-415) выполнены в сверхминиатюрном корпусе SOT23 для плотного поверхностного монтажа на печатные платы. Длина «массивных» выводов у них минимизирована, что резко уменьшает их паразитную индуктивность и уменьшает возникновение колебаний при разряде  $C$ . Несмотря на уникально большие импульсные токи в лавинном режиме (до 60–100 А), средняя рассеиваемая мощность приборов составляет всего 0,33 или 0,68 Вт, то есть приборы относятся к классу маломощных транзисторов. На рис. 2.45 представлен лист Data Shift на лавинный транзистор FMMT413.


На рис. 2.46 показаны зависимости амплитуды разрядного тока от напряжения питания релаксатора при разных значениях емкости конденсатора в цепи коллектор–эмиттер. Нетрудно заметить, что приборы рассчитаны на работу с довольно большой емкостью накопительного конденсатора – примерно до 10 нФ.

http://www.chipfind.ru/datasheet/pdf/zetex/fmmt413.pdf

СOT23 NPN SILICON PLANAR  
AVALANCHE TRANSISTOR

PROVISIONAL DATASHEET ISSUE 2 - MARCH 2006

FMMT413



FEATURES

- Avalanche mode operation
- SOA/Pulsed avalanche mode
- Low inductance packaging
- APPLICATIONS
- Load LED driver
- Fast edge generation
- High speed pulse generator

PART MARKING DETAIL - 413

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| PARAMETER                                   | SYMBOL           | VALUE       | UNIT |
|---|------------------|-------------|------|
| Collector-Base Voltage                      | $V_{CB0}$        | 130         | V    |
| Collector-Emitter Voltage                   | $V_{CE0}$        | 30          | V    |
| Emitter-Base Voltage                        | $V_{EB0}$        | 6           | V    |
| Collector-Circuit Current                   | $I_C$            | 100         | mA   |
| Peak Collector Current (Pulse Width 100 ns) | $I_{CP}$         | 30          | A    |
| Power Dissipation                           | $P_{tot}$        | 300         | mW   |
| Operating and Storage Temperature Range     | $T_{stg}/T_{op}$ | -55 to +150 | °C   |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise stated)

| PARAMETER                             | SYMBOL        | MIN | TYP  | MAX | UNIT | CONDITIONS   |
|---------------------------------------|---------------|-----|------|-----|------|--|
| Collector-Emitter Breakdown Voltage   | $V_{CE0}$     | 130 |      |     | V    | $I_C = 100\text{ mA}$  |
| Collector-Emitter Breakdown Voltage   | $V_{CE0}$     | 50  |      |     | V    | $I_C = 100\text{ mA}$  |
| Emitter-Base Breakdown Voltage        | $V_{EB0}$     | 6   |      |     | V    | $I_E = 100\text{ mA}$  |
| Collector-Emitter Saturation Voltage  | $V_{CE(sat)}$ |     | 0.3  |     | V    | $V_{BE} = 10\text{ V}$   |
| Emitter-Base Saturation Voltage       | $V_{EB(sat)}$ |     | 0.3  |     | V    | $V_{CE} = 10\text{ V}$   |
| Collector-Emitter Saturation Voltage  | $V_{CE(sat)}$ |     | 0.35 |     | V    | $I_C = 100\text{ mA}, I_E = 10\text{ mA}$                      |
| Base-Emitter Saturation Voltage       | $V_{BE(sat)}$ |     | 0.8  |     | V    | $I_C = 100\text{ mA}, I_E = 10\text{ mA}$                      |
| Current Gain (DC)                     | $h_{FE}$      | 20  |      |     | A    | $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 10\text{ mA}, I_E = 10\text{ mA}$ |
| Static Forward Current Transfer Ratio | $\beta_{DC}$  | 30  |      |     |      | $I_C = 100\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$                    |

Notes: 1.  $V_{CE0}$  and  $V_{EB0}$  are measured at an approximate load inductance of 10 nH. The  $V_{CE0}$  parameter for devices of standard 10 Ohm inductance Collector-Emitter Output stage.  
2. The MAXIMUM current is a device dependent parameter and will vary between production batches and for June 2006.

9 - 109

Вид (100%)

Рис. 2.45. Лист документации с данными лавинного транзистора FMMT413

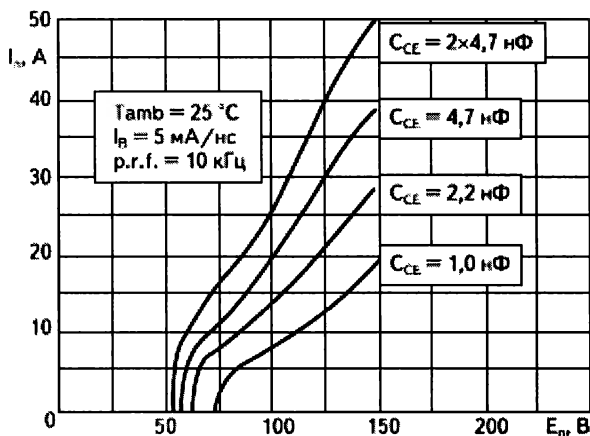


Рис. 2.46. Зависимости амплитуды разрядного тока от напряжения питания релаксатора

При большой длительности импульсов амплитуду их приходится ограничивать. При больших амплитудах неизбежна деградация приборов. Поэтому предельная длительность разрядных импульсов нормируется – рис. 2.47. Есть много применений лавинных транзисторов, например в устройствах подрыва снарядов и ракет, когда время работы приборов ограничено. При этом желательно в это время иметь высокие параметры приборов, например большую амплитуду импульсов.

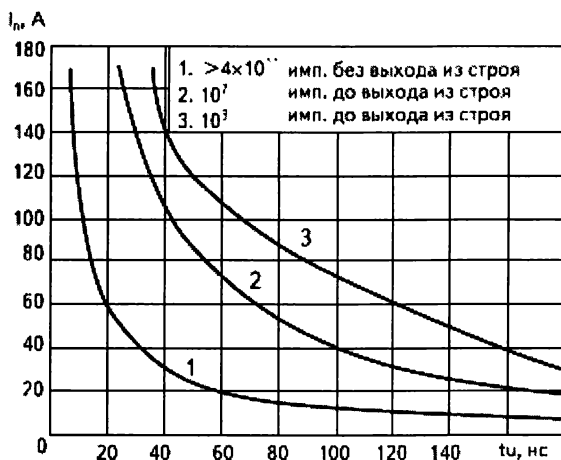


Рис. 2.47. Зависимости амплитуды разрядного тока от длительности импульса при разном максимальном числе импульсов

Любопытно, что фирма Zetex в PDF-файлах детально описывает характеристики этих транзисторов и в обычном режиме работы. Ничего выдающегося в этом режиме приборы не обеспечивают и ведут себя как обычные биполярные транзисторы. К примеру, спад  $V$  начинается с тока 0,1 А и  $V$  падает до 10 уже при токе 1 А – и это в то время, как амплитуда тока в лавинном режиме достигает 50–60 А, а иногда и выше.

### 2.4.9. Интегральное исполнение схем на лавинных транзисторах

Длину разрядной цепи генераторов импульсов на лавинных транзисторах можно минимизировать только при интегральном конструктивном исполнении. Однако большинство интегральных микросхем имеют напряжение питания, намного меньшее, чем у схем на лавин-

ных транзисторах (сотни вольт и выше). Это препятствует созданию монолитных интегральных схем. Но гибридные схемы на лавинных транзисторах настолько просты, что их интегральное исполнение вполне возможно даже в корпусе для монолитных микросхем. Естественно, изоляторы корпуса должны выдерживать напряжение питания схем. Пример такого исполнения показан на рис. 2.48.

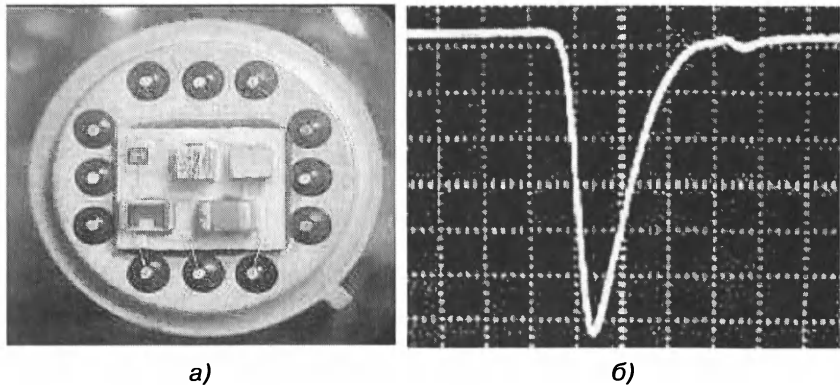


Рис. 2.48. Интегральное исполнение генератора импульсов накачки лазерного диода на базе релаксатора и осциллограмма импульса в нагрузке (б)

Осциллограмма импульсов тока интегрального генератора показана на рис. 2.48б. Она наглядно демонстрирует почти полное отсутствие колебательных процессов и заметных выбросов, что связано с малым влиянием малых индуктивностей разрядной цепи.

Безусловно, интегральному исполнению схем на лавинных транзисторах принадлежит будущее этого класса схем. Но пока этому препятствует невысокая массовость подобных схем

## 2.5. Измерительные генераторы импульсов

### 2.5.1. Функциональная схема аналогового импульсного генератора

Недостатком простейших импульсных устройств, рассмотренных выше, является трудность отдельной регулировки их параметров (частоты и длительности импульсов, временной задержки, ампли-

туды и т. д.). В связи с этим промышленные измерительные генераторы импульсов строятся, как правило, на основе функциональных блоков, оптимизированных на те или иные функции, – см. пример на рис. 2.49.

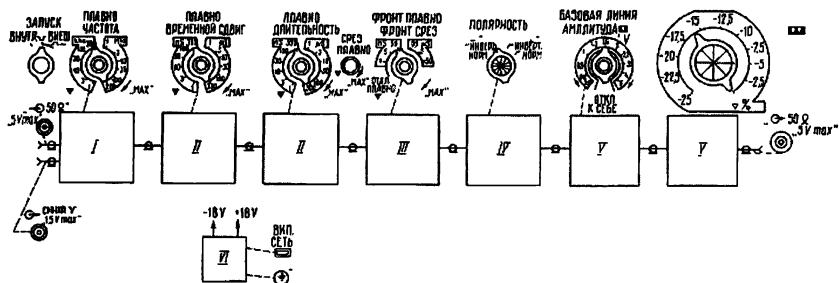


Рис. 2.49. Функциональная схема генератора импульсов Г5-78.

Блоки генератора выполняют следующие функции:

- I – устройство внешнего запуска и задающий генератор;
- II – устройства формирования временного сдвига и длительности (грубо и плавно);
- III – устройство формирования фронта/спада и заданной длительности (грубо и плавно);
- IV – устройство выходное универсальное;
- V – делитель (аттенюатор) выходного сигнала и
- VI – блок питания

Подобная функциональная схема характерна для первого поколения аналоговых генераторов импульсов. Современные генераторы с цифровым синтезом частот повторения и форм импульсов строятся по совершенно иным принципам и функциональным схемам. Они частично рассмотрены в главе 1 и более подробно будут описаны ниже в этой главе. Это описание, естественно, дано на уровне технических характеристик, а не принципиальных схем приборов.

## 2.5.2. Серийные генераторы прямоугольных импульсов

Во времена СССР была создана обширная номенклатура импульсных генераторов общего назначения – серия Г5. Первые типы генераторов, например Г5-54, Г5-63, Г5-67, Г5-88 и др., генерировали импульсы с длительностью не менее 10 нс.

К генераторам импульсов наносекундного диапазона относятся генераторы с временем нарастания и спада импульсов порядка 1 нс и менее, а минимальная длительность импульсов меньше 10 нс.

Разумеется, данные границы достаточно условны, и эти генераторы отечественного производства также относятся к классу приборов Г5.

Один из первых советских генераторов наносекундных импульсов Г5-44 генерирует импульсы с длительностью от 1 до 50 нс, временем нарастания 0,8 нс, временем спада 1 нс и амплитудой 5–7,5 В на нагрузке 75 Ом. Частота повторения импульсов при внутреннем запуске от 0,1 до 120 МГц. Это громоздкий и тяжелый прибор: его габариты 480×320×475 мм, вес 40 кг. Г4-45 – это двухканальная система, состоящая из генератора Г5-44 и устройства временного сдвига от 0 до 150 нс с шагом 5 нс. Устройство сдвига имеет габариты 300×120×270 мм. Общий вес генератора 92,5 кг!

Типичным представителем второго поколения генераторов наносекундных импульсов является генератор Г5-78 – рис. 2.50. Его функциональная схема уже была описана – см. рис. 2.49. Прибор выполнен полностью на кремниевых транзисторах и заказных специализированных микросхемах в герметичных запаянных корпусах. В них используются бескорпусные транзисторы. Межблочные соединения выполнены согласованными отрезками коаксиального кабеля.

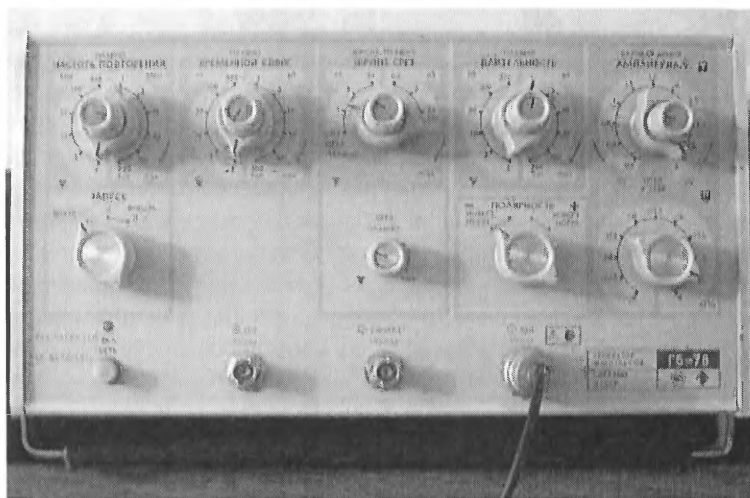


Рис. 2.50. Генератор импульсов Г5-78

Г5-78 предназначен для генерирования одинарной последовательности основных импульсов положительной и отрицательной, нормальной и инвертированной полярности. Применяется для разработ-

ки, поверки и обслуживания быстродействующих радиоэлектронных устройств, интегральных схем, цифровых линий передачи данных с импульсно-кодовой модуляцией.

Основные технические характеристики генератора импульсов Г5-78:

- частота повторения импульсов в автоколебательном режиме работы 1 кГц – 500 МГц;
- амплитуда основных импульсов 0,5–5 В, полярность любая;
- смещение базовой линии  $-1...+1$  В;
- длительность импульсов 1 нс – 500 мкс;
- временной сдвиг основного импульса относительно синхроимпульса 1 нс – 500 мкс;
- минимальная длительность фронта, среза не более 0,5 нс;
- регулируемая длительность фронта, среза 1 нс – 500 мкс;
- габариты прибора 304×120×300 мм, вес 9 кг.

При использовании подобных генераторов очень важно соблюдать все правила измерений в области малых времен и высоких частот [104]: подключение генератора и осциллографа только через коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 50 Ом, тщательное согласование кабелей на входе и на выходе, предельное укорочение длины соединительных проводников и выводов компонентов и снижение входной емкости осциллографа. Заметим, что даже при 50-омном согласовании емкость в 20 пФ дает постоянную времени входной цепи в 1 нс и время нарастания импульсов не менее 2,2 нс. Так что только при указанных мерах можно реализовать получение хорошей формы импульсов и наблюдения из времен нарастания (около 1–2 нс) без заметных выбросов и колебаний (см. рис. 2.51).

Полезной особенностью этого генератора является возможность плавной регулировки времени нарастания и спада импульсов, а также временной задержки относительно импульсов синхронизации. На рис. 2.52 показана осциллограмма выходного трапецеидального импульса генератора Г5-78 при длительностях фронта и среза импульса, равных 10 нс. Увеличение длительности фронта и среза импульсов позволяет заметно уменьшить выбросы, а также генерировать импульсы пилообразной формы.

Генератор Г5-85 (рис. 2.53) был разработан следом за разработкой генератора Г5-78. Это первый из отечественных серийных генераторов, позволяющий получать импульсы с длительностью менее 1 нс и временами нарастания и спада 0,3 нс. Регулировка длительности нарастания и спада у этого генератора не предусмотрена.

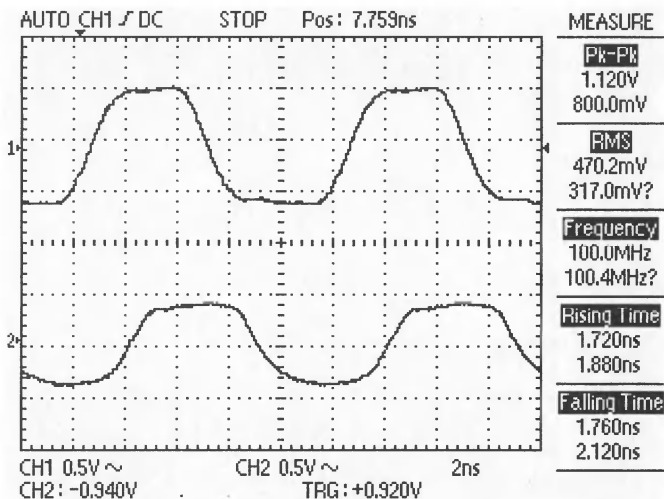


Рис. 2.51. Импульсы на основном выходе и выходе синхронизации генератора Г5-78 на частоте 100 МГц (сняты с помощью цифрового осциллографа DS-1250 с полосой частот до 250 МГц)

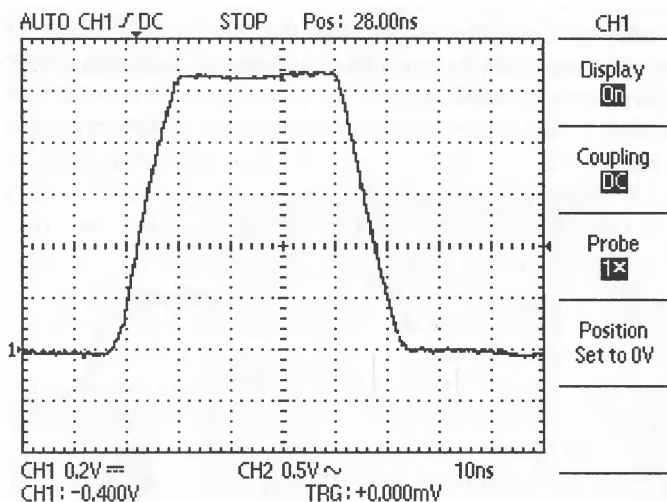


Рис. 2.52. Импульс генератора Г5-78 при длительностях его фронта и спада в 10 нс





Рис. 2.53. Внешний вид генератора наносекундных импульсов Г5-85

Этот генератор имеет следующие технические характеристики:

- частота повторения основных импульсов при внутреннем запуске 3 кГц – 1000 МГц;
- длительность основных импульсов: регулируемая 1 нс – 200 мкс, нерегулируемая 0,5–1 нс;
- амплитуда основных импульсов на нагрузке 50 Ом 0,2–2 В;
- временной сдвиг 0,5 нс – 200 мкс;
- длительность фронта (среза) основных импульсов 0,25 нс;
- выброс на вершине импульса 10%;
- неравномерность вершины и исходного уровня 5%;
- смещение базовой линии –1,2...+1,2 В.

На рис. 2.54 показаны осциллограммы импульсов этого генератора, снятые одноканальным цифровым запоминающим осциллографом DPO 4101 с собственным временем нарастания около 0,35 нс.

Генератор может использоваться для измерения временных параметров скоростных и сверхскоростных усилителей и компараторов, контроля переходных характеристик широкополосных осциллографов с полосой частот до примерно 500 МГц, тестирования и испытания высокоскоростной импульсной аппаратуры и т. д.

Новейший отечественный широкодиапазонный высокоточный генератор прямоугольных импульсов Г5-100 с блоком усиления амплитуды, предназначенный для исследования, настройки и испытания систем, используемых в радиоэлектронике, связи, радиолокации, приборостроении, а также в поверочных и ремонтных органах. Генератор обеспечивает ручное и автоматизированное (через порт последовательной шины USB2.0) управление режимами работ. Разработан в

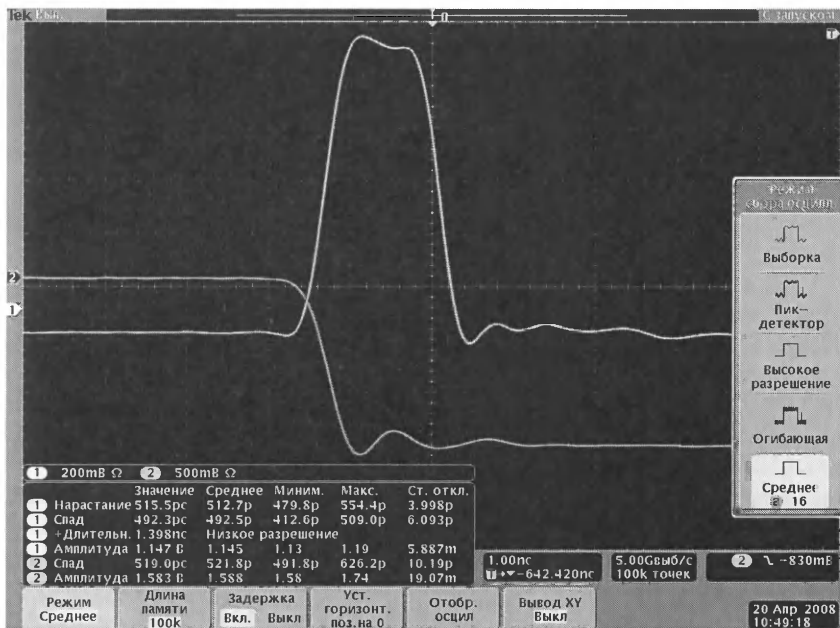


Рис. 2.54. Осциллограммы импульсов генератора Г5-85

конструктиве «Надел-85», предназначен для работы в жестких условиях эксплуатации. Имеет режимы запуска: внутренний, внешний, однократный. Генератор состоит из двух блоков: собственно генератор, выносной блок усиления. Внешний вид генератора показан на рис. 2.55.

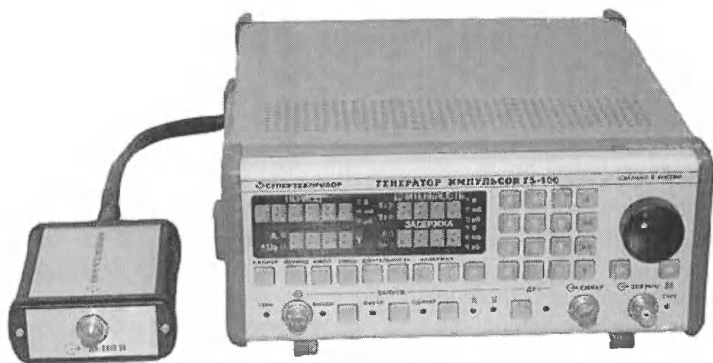


Рис. 2.55. Внешний вид генератора импульсов Г5-100

На основном выходе генератор обеспечивает амплитуду импульсов до 10 В на нагрузке 50 Ом при длительности импульсов от 5 нс до 1 с с периодом повторения от 10 нс до 100 с и временем нарастания 2 нс. Возможна генерация парных импульсов со сдвигом до 1 с, а также сдвиг между выходными импульсами и импульсами синхронизации. На дополнительном выходе амплитуда импульсов может достигать 100 В на нагрузке 600 Ом, но при длительности импульсов от 100 нс до 1 с.

Из «обычных» генераторов импульсов отметим появившиеся недавно на нашем рынке импульсные генераторы израильской фирмы Tabor Electronics Ltd. серии 8500 и 8500-1. Внешний вид генераторов представлен на рис. 2.56. На рынок эти генераторы поставляет фирма «Прист».



Рис. 2.56. Внешний вид генератора серии 8500 фирмы Tabor

Основные параметры генераторов серии 8500 следующие:

- максимальная частота следования импульсов 50 МГц;
- погрешность установки частоты 0,1%;
- минимальное время нарастания и спада импульсов 6 нс;
- плавная регулировка времени нарастания и спада до 20 мс;
- длительность импульсов от 10 нс до 4 с;
- регулируемая временная задержка до 10 с;
- регулируемая скважность импульсов от 1 до 95%;
- амплитуда импульса на нагрузке 50 Ом до 16 В, полярность положительная и отрицательная;
- диапазон смещения  $\pm 12$  В;
- режимы работы: генерации парных импульсов, возможность внешнего запуска и внешней синхронизации;

- встроенный цифровой частотомер;
- интерфейс КОП.

Этот вполне современный прибор способен заменить целую линейку аналоговых генераторов импульсов. Хотя по некоторым параметрам он уступает нашему генератору импульсов Г5-100.

## 2.6. Функциональные генераторы

### 2.6.1. Основные типы функциональных генераторов

*Функциональными генераторами* принято называть генераторы нескольких функциональных зависимостей (сигналов), например прямоугольных, треугольных и синусоидальных, формируемых с одной перестраиваемой в достаточно широких пределах частотой [21–24]. Разнообразии форм сигналов расширяет сферы применения таких генераторов и позволяет использовать их для тестирования, отладки и исследования самой разнообразной электронной аппаратуры.

Функциональные генераторы делятся на два широких класса:

- *аналоговые функциональные генераторы* на основе интегратора аналоговых сигналов в виде прямоугольных импульсов (меандра);
- *цифровые функциональные генераторы* на основе дискретных (цифровых) интеграторов.

Помимо простоты реализации, аналоговые функциональные генераторы имеют одно неоспоримое преимущество перед их цифровыми собратьями – отсутствие ступенек на участках роста и спада пилообразного и синусоидального выходных напряжений. Это особенно важно, если необходимо получение производной от выходного напряжения генератора. В этом случае ступеньки недопустимы, поскольку при переходе от одной ступеньки к другой производная устремляется к очень большим значениям.

Широкое распространение аналоговые функциональные генераторы получили после разработки высококачественных интегральных операционных усилителей, на которых стало возможно построение прецизионных *интеграторов*. Они и составляют основу функциональных генераторов. К сожалению, максимальная частота у таких генераторов обычно не превосходит 1–3 МГц и ограничена частотными свойствами применяемых операционных усилителей. Функциональные генераторы на основе заряда-разряда конденсатора с одной

заземленной обкладкой реализуют максимальные частоты до 20–30 МГц, а в отдельных уникальных (лабораторных) разработках – до 50 МГц.

## 2.6.2. Аналоговые функциональные генераторы

Принцип построения аналоговых функциональных генераторов на основе *интегратора* со 100%-ной отрицательной емкостной обратной связью поясняет рис. 2.28. Основой генератора является интегратор И, построенный на интегральном операционном усилителе ОУ, и релейный элемент РЭ (рис. 2.57а). Релейный элемент имеет гистерезисную передаточную характеристику, показанную на рис. 2.57б.

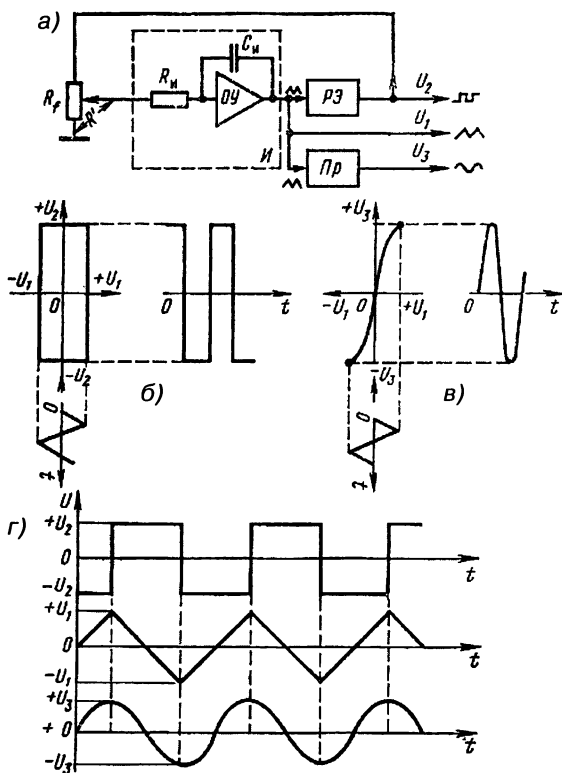


Рис. 2.57. Блок-схема функционального генератора (а) и диаграммы, иллюстрирующие его работу: переключения релейного элемента (б), преобразование треугольного напряжения в синусоидальное (в) и формы выходных сигналов (г)

При нарастании линейно изменяющегося напряжения с выхода интегратора релейный элемент переключается (напряжение на выходе падает с  $U_2 > 0$  до  $U_1 < 0$ ), что ведет к изменению направления интегрирования интегратора И. Напряжение на его выходе становится линейно падающим, и когда оно падает ниже уровня  $U_1$ , РЭ вновь срабатывает, и напряжение на его выходе становится равным  $U_2 > 0$ . Направление интегрирования вновь меняется, и процессы повторяются.

Как следует из описанного, функциональный генератор является типичным представителем *релаксационных генераторов* на основе релейного элемента, подобного широко известному триггеру Шмитта. При этом желательно (и даже необходимо), чтобы РЭ имел симметричную передаточную характеристику, удовлетворяющую условию  $U_2 = |U_1|$ . Это ограничивает число подходящих типов релаксационных генераторов, применяемых для построения функциональных генераторов.

Прямоугольные и треугольные импульсы (рис. 2.57г) получаются вполне естественно, как результат работы релаксационного генератора. Но для получения синусоидального напряжения приходится использовать специальный нелинейный преобразователь Пр, функции которого поясняет рис. 2.57в. Создание такого преобразователя является достаточно сложной технической задачей, и некоторые ее решения описаны несколько ниже.

Довольно простая схема типичного функционального генератора, представленная на рис. 2.58, иллюстрирует принцип построения этого устройства. В генераторе могут использоваться любые универсальные операционные усилители с разнополярным питанием и симметричными передаточными характеристиками.

Генератор содержит триггер на двух операционных усилителях А1 и А2 с ограничителем напряжения на светодиодах (эти приборы применены не потому, что они излучают свет, а вследствие своего повы-

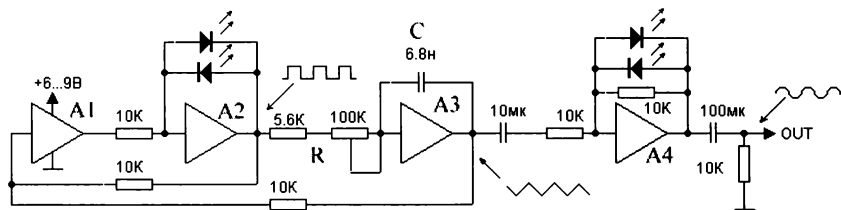


Рис. 2.58. Простая схема функционального генератора на интегральных операционных усилителях

шенного прямого напряжения). Триггер управляет направлением интегрирования интегратора на операционном усилителе А3. Скорость линейного изменения напряжения на выходе А3 задается емкостью конденсатора  $C$  и величиной сопротивления резистора  $R$ . Обычно резистором  $R$  задается плавное изменение скорости изменения напряжения в 10–20 раз, а изменением  $C$  – фиксированное изменение скорости.

Если сигнал на выходе интегратора растет, то при достижении верхнего порога триггера он переключается, и направление интегрирования интегратора меняется – напряжение на его выходе начинает линейно падать, пока не достигнет нижнего порога интегрирования. При этом триггер вновь переключается, и направление интегрирования меняется, и т. д.

На выходе триггера формируются прямоугольные импульсы, а на выходе интегратора – треугольные. Для получения близкого к синусоидальному сигнала используется ограничитель треугольного напряжения. В данном случае он выполнен на операционном усилителе А4 с диодным ограничителем (то же на светодиодах).

Параметры такого простого функционального генератора (прежде всего максимальная частота и амплитуда сигнала) всецело зависят от применяемых операционных усилителей. Обычные операционные усилители могут использоваться до частот в десятки килогерц и при амплитудах до 10–15 В. Однако новейшие сверхширокополосные операционные усилители могут использоваться для построения функциональных генераторов с частотами до десятков мегагерц, но с амплитудой импульсов до 3–5 В.

### **2.6.3. Функциональные генераторы, управляемые напряжением или током**

При построении простых функциональных генераторов возможности управления их параметрами (прежде всего частотой) оказываются ограниченными. Так, в генераторе рис. 2.57 грубое изменение частоты можно организовать переключением конденсатора  $C$ , а плавное изменение частоты осуществляется изменением  $R$ . Кратность плавного изменения частоты может достигать десятков–сотен раз.

Однако для современных функциональных генераторов обычно необходима реализация электронного изменения частоты, а нередко и других параметров, например несимметрии нарастающей и падающей частей треугольного (а нередко и «синусоидального») напря-

жения. Электронное изменение частоты с помощью управляющего напряжения или тока превращает функциональный генератор в генератор качающейся частоты и позволяет применять его для снятия амплитудно-частотных (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик различных устройств и систем.

В принципе, есть два способа электронного управления частотой функционального генератора:

- изменением токов заряда и разряда конденсатора;
- изменением уровней  $U_1$  и  $U_2$  срабатывания релейного элемента.

Второй способ обычно ведет к изменению амплитуды выходных сигналов, что чаще всего нежелательно. В связи с этим далее рассматриваются только такие структуры функциональных генераторов, у которых управление частотой реализовано лишь изменением тока заряда и разряда конденсатора. Заметим, что в общем случае различие уровней зарядного и разрядного тока позволяет получать несимметричные по длительности полупериодов сигналы.

На рис. 2.59 показана обобщенная блок-схема функционального генератора, управляемого напряжением  $U_0$ , в частности снимаемого с прецизионного проволочного потенциометра  $R_f$ . Блок управления частотой БУЧ создает пару напряжений или токов, которые могут иметь дополнительные приращения для осуществления частотной модуляции. Для этого на «вход ЧМ» подается модулирующее напряжение от относительно низкочастотного генератора.

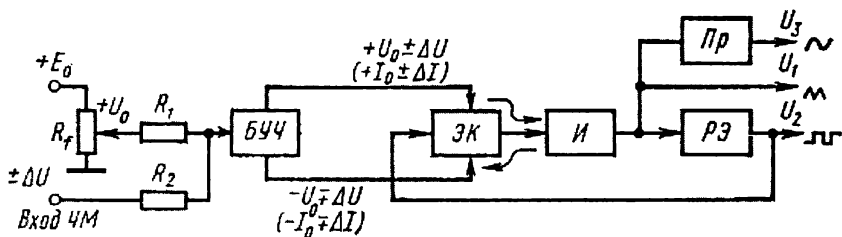


Рис. 2.59. Блок-схема управляемого и частотно-модулированного функционального генератора

На вход интегратора подаются попеременно (с помощью электронного коммутатора ЭК) напряжения или токи разной полярности, которые и определяют времена заряда и разряда конденсатора интегратора. Не учитывая частотную модуляцию для времени заряда и разряда конденсатора токами  $I_z$  и  $I_p$ , можно записать идеализированные выражения:



$$t_3 = 2CU_m/I_3 \text{ и } t_p = 2CU_m/I_p.$$

Для случая генерации симметричных колебаний ( $I = I_3 = I_p$ ):

$$T_o = t_p + t_p = 4CU_m/I \text{ и } f_o = 1/T_o = I/4CU_m.$$

Чаще всего электронный коммутатор ЭК строится в виде мостовой схемы на кремниевых диодах с малыми обратными токами. Наилучшими являются диоды Шоттки, которые имеют малые напряжения в открытом состоянии, отличаются высоким быстродействием и практически не имеют задержки переключения из открытого состояния в закрытое.

Различают две основные блок-схемы функциональных генераторов. В первой, показанной на рис. 2.60, применяется блок управления частотой с преобразователем напряжения в напряжение (БУЧ-ПНН). В этом случае ЭК на основе диодного моста подключает ко входу интегратора на ИОУ со 100%-ной емкостной обратной связью.

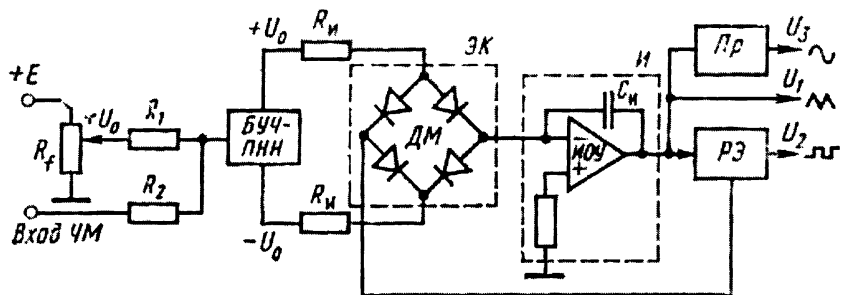


Рис. 2.60. Блок-схема функционального генератора с переключаемым напряжением на входе интегратора

В другом варианте блок-схемы (рис. 2.61) применяется блок управления частотой с преобразователем напряжения в ток (БУЧ-ПНТ). При этом в роли интегратора используется конденсатор  $C_n$  с заземленной одной из обкладок. Для снятия с конденсатора пилообразного напряжения приходится использовать буферный усилитель БУ с как можно большим входным сопротивлением и хорошими частотными свойствами (частотой отсечки, намного большей максимальной частоты генерации).

Практика и теоретические расчеты показали, что блок-схема рис. 2.61 имеет явные преимущества перед блок-схемой рис. 2.60: упрощается коммутация конденсатора  $C$  в многодиапазонных функ-

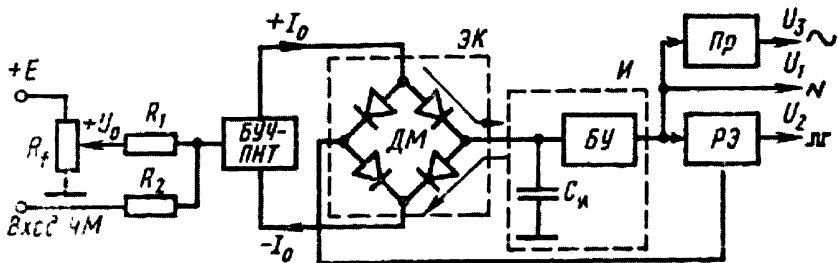


Рис. 2.61. Блок-схема функционального генератора с переключаемым током на входе интегратора – конденсатора

циональных генераторах, меньше искажения треугольных импульсов в области вершин, на порядок и выше (при той же элементной базе) максимальная частота генерации.

Трудности в построении функциональных генераторов многократно возрастали при увеличении максимальной частоты генерации с 1 МГц до десятков мегагерц. Они стали, по существу, непреодолимыми, и лишь с разработкой новых поколений интегральных широкополосных усилителей и (особенно) специализированных интегральных микросхем функциональных генераторов появилась возможность создания действительно малогабаритных и легких устройств этого типа с максимальными частотами, достигающими десятков мегагерц.

#### 2.6.4. Формирователи синусоидального сигнала из треугольного

Формирование из треугольного сигнала синусоидального является одной из основных и самых трудных задач при построении функциональных генераторов. Простой ограничитель, типа показанного на рис. 2.29, создает заметно (даже на глаз) искаженное синусоидальное напряжение. Это связано с тем, что ограничение происходит по логарифмическому закону, который сильно отличается от синусоидального.

Намного лучшие результаты дает применение преобразователя на полевом транзисторе (рис. 2.62). Тут используется то обстоятельство, что начальный участок выходной ВАХ полевого транзистора похож на вид синусоидальной кривой в первом и третьем квадрантах. Однако и в этой схеме выходной сигнал не идеально синусоидальный, и коэффициент гармоник доходит до долей процента лишь в тщательно оптимизированной и отрегулированной схеме, размещаемой в микротермостате.

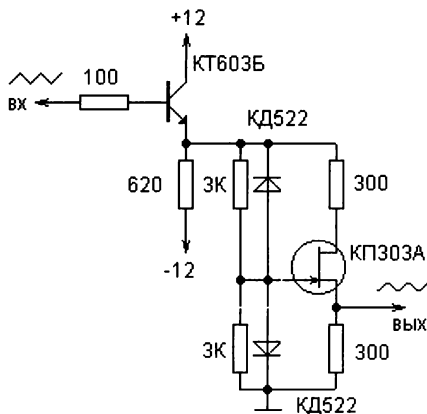


Рис. 2.62. Формирователь синусоидального сигнала из треугольного на полевом транзисторе

Фактически формирователь может быть одноквadrантным, поскольку должен воспроизводить четверть периода синусоидальной функции (остальные четверти можно получить из первой четверти периода с помощью не очень сложных схем). Было показано [21–23], что для этого вполне подходят диодные 4–5-уровневые ограничители напряжения, которые широко использовались еще в старых аналоговых ЭВМ.

На рис. 2.63 показана схема 5-уровневого ограничителя треугольного сигнала, которая при тщательном подборе компонент может обеспечить значения  $K_T$  намного меньше 1%, вполне сравнимые с присущими RC-генераторам с инерционной обратной связью.

Подробное описание функциональных преобразователей и их проектирования можно найти в [21–23]. Следует отметить, что даже в наши дни уровень развития нелинейных преобразователей не позволяет получить синусоидальное напряжение с коэффициентом гармоник много меньше 1% в достаточно широком диапазоне частот – от долей герц до нескольких мегагерц.

## 2.6.5. Микросхемы аналоговых функциональных генераторов

Широкому распространению функциональных генераторов в последние 10–15 лет способствовала разработка специализированных на их построение больших интегральных микросхем (БИС). Их приме-

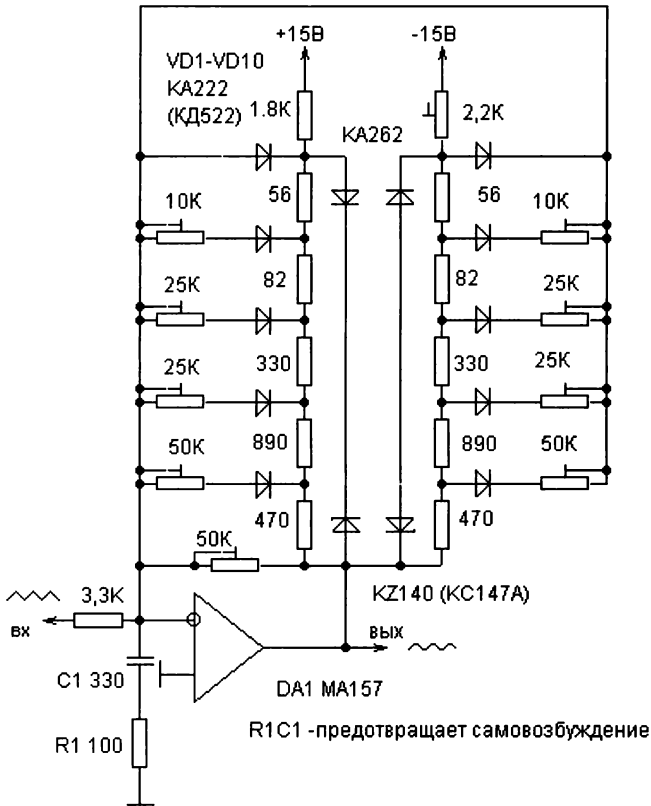


Рис. 2.63. Формирователь синусоидального сигнала из треугольного с 5-уровневым ограничителем

нение не только удешевляет эти полезные приборы, но и позволяет достигнуть при их построении высоких технических характеристик, в частности благодаря хорошо согласованным свойствам входящих в их состав полупроводниковых приборов и операционных усилителей.

К таким микросхемам относится *монолитная интегральная микросхема функционального генератора XR-2206*. Она служит для построения следующих устройств:

- функциональных генераторов;
- генераторов качающейся частоты;
- генераторов с амплитудной (АМ) и частотной (FM) модуляцией;

- преобразователей напряжения в частоту;
- генераторов с FSK-модуляцией и др.

Основные особенности и параметры микросхемы:

- малый (до 0,5%) коэффициент нелинейных искажений синусоидального напряжения;
- высокая температурная стабильность частоты до 20 ppm/°C;
- широкий диапазон качания частоты до 2000/1;
- малая чувствительность к изменению напряжения питания;
- линейная амплитудная модуляция;
- TTL-уровни управляющего напряжения при фазовой манипуляции (FSK);
- изменение несимметрии полуволн в широких пределах (от 1 до 99%);
- широкий диапазон возможных рабочих напряжений (от 10 до 26 В);
- умеренная потребляемая мощность (не более 750 мВт).

На рис. 2.64 представлена рекомендуемая разработчиком типовая схема применения микросхемы XR-2206. Представлена и функциональная схема самой микросхемы. Генератор представляет собой типичный релаксатор VCO с зарядом и разрядом времязадающего конденсатора от управляемых напряжением источников тока.

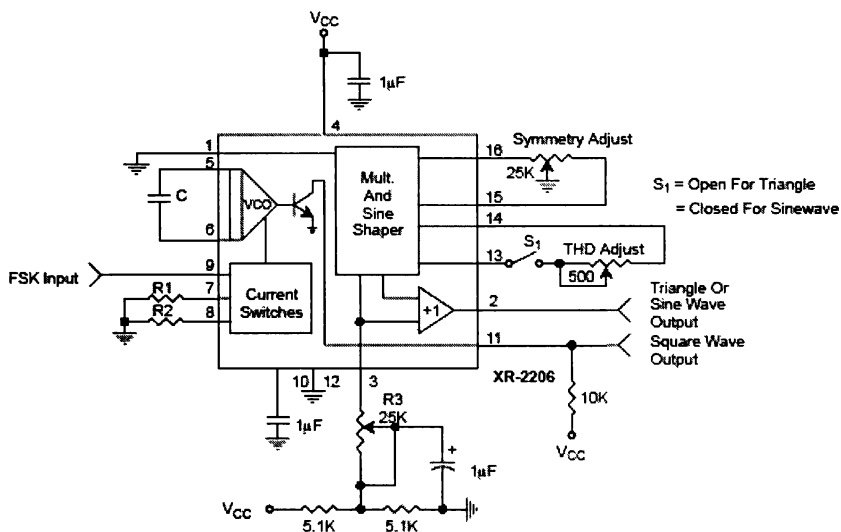


Рис. 2.64. Типовая схема применения микросхемы XR-2206

С помощью резистора R3, подключенного к выводу 3 микросхемы, можно осуществлять плавную регулировку амплитуды треугольных импульсов или синусоидального напряжения.

Микросхема XR-2206 позволяет получать довольно малые нелинейные искажения синусоидального сигнала вплоть до частот около 100 кГц. Наименьший коэффициент гармоник (около 0,5%) реализуется при  $R$  около 30 кОм. С ростом частоты и уменьшением значения  $R$  коэффициент гармоник возрастает. Это особенно заметно на частотах выше 100 Гц.

Примером высококачественной микросхемы функционального генератора является микросхема MAX038 фирмы MAXIM [58]. Функциональная схема микросхемы MAX038 показана на рис. 2.65. Центральное место занимает собственно генератор OSCILLATOR, работа которого основана на заряде и разряде внешней емкости с регулируемым постоянным током. Для этого служит источник регулируемого тока OSCILLATOR CURRENT GENERATOR. Такое решение обеспечивает заземление одной из обкладок обычно переключаемого конденсатора и позволяет в широких пределах плавно менять частоту генератора изменением управляющего напряжения. Кроме того, при

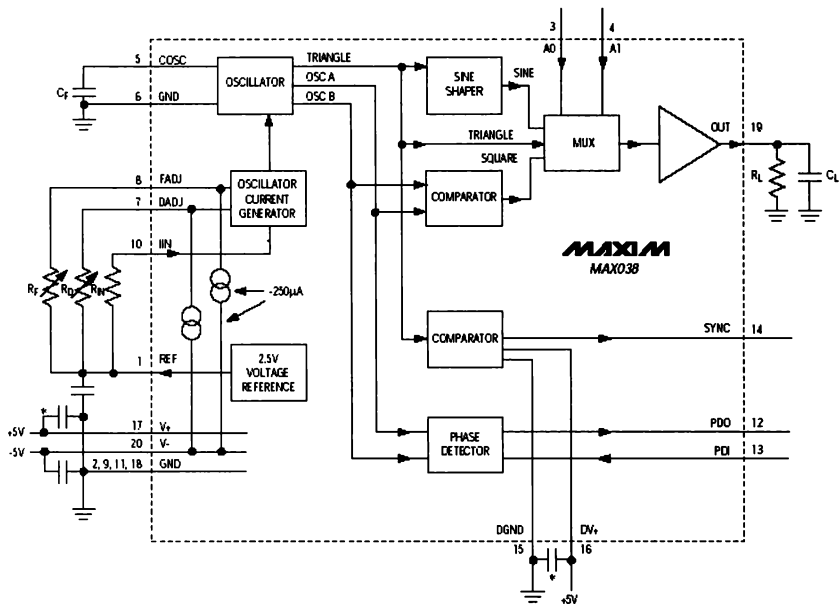


Рис. 2.65. Функциональная схема микросхемы MAX038

этом обеспечена возможность регулировки симметрии (скважности) импульсов и манипуляции.

Применение интегратора на основе управляемых источников тока имеет некоторые преимущества перед интегратором с емкостной отрицательной обратной связью – более высокие частоты и меньшие искажения вершук треугольных колебаний. Правда, получение высокой линейности треугольного напряжения оказывается более сложной задачей.

Для получения синусоидального напряжения применен преобразователь SINE SHAPER, а для получения прямоугольного напряжения – дополнительный компаратор COMPARATOR. Коммутатор MUX служит для выбора формы сигнала (синусоидальной, треугольной или прямоугольной), а буферный усилитель – для подключения нагрузки  $R_L C_L$ . Второй компаратор и фазовый детектор PHASE DETECTOR служат для создания сигналов синхронизации, которые используются осциллографом при работе с функциональным генератором.

На рис. 2.66 представлены рекомендованные разработчиком типовые схемы включения этой микросхемы: слева – обычная и справа – с несколько улучшенными характеристиками (показаны только изменения в основной схеме).

На рис. 2.67 представлены полученные широкополосным осциллографом осциллограммы сигналов функционального генератора на

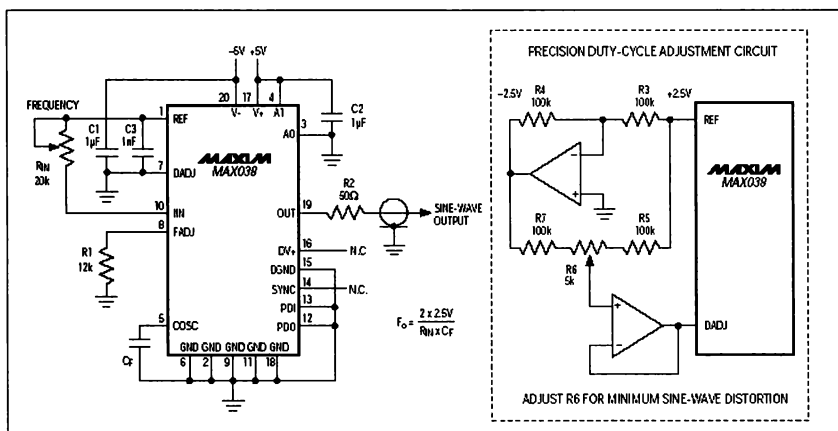
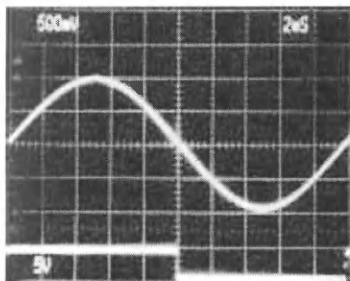
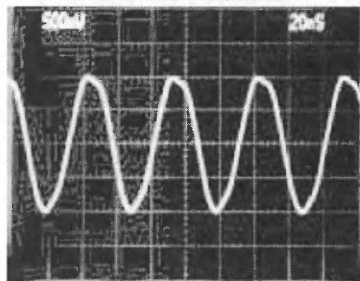


Рис. 2.66. Обычная и улучшенная схемы включения микросхемы MAX038 фирмы MAXIM

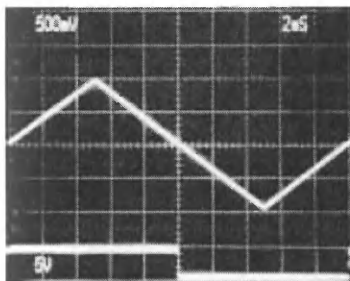
данной микросхеме: слева – на частоте 50 Гц, а справа – на предельной частоте 20 МГц. Нетрудно заметить, что на низкой частоте форма сигналов безупречна, а вот на частоте 20 МГц искажения сигнала заметны даже на глаз. Тут, однако, уместно отметить, что функциональные генераторы со столь высокой частотой – довольно редкие приборы. Так что микросхема MAX038 пригодна практически для всех массовых моделей функциональных генераторов.

**SINE-WAVE OUTPUT (50Hz)**


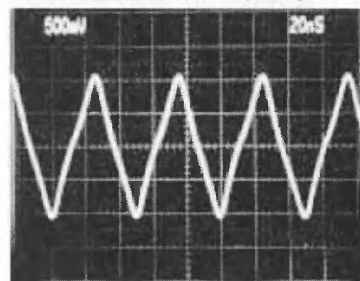
TOP: OUTPUT 50Hz =  $F_0$   
 BOTTOM: SYNC  
 $I_H = 50\mu A$   
 $C_F = 1\mu F$

**SINE-WAVE OUTPUT (20MHz)**


$I_H = 40\mu A$   
 $C_F = 20pF$

**TRIANGLE-WAVE OUTPUT (50Hz)**


TOP: OUTPUT 50Hz =  $F_0$   
 BOTTOM: SYNC  
 $I_H = 50\mu A$   
 $C_F = 1\mu F$

**TRIANGLE-WAVE OUTPUT (20MHz)**


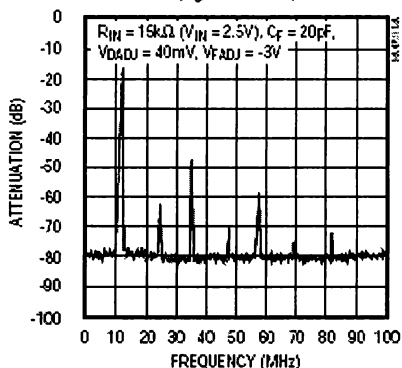
$I_H = 40\mu A$   
 $C_F = 20pF$

Рис. 2.67. Осциллограммы сигналов функционального генератора MAX038 на частоте 50 Гц (слева) и 20 МГц (справа)

Специалистам о качестве сигналов генераторов лучше всего говорят спектры сигналов. На рис. 2.68 представлены спектры двух сигналов – прямоугольного (слева) и синусоидального (справа). К примеру, из них видно, что уровень второй гармоники синусоидального сигнала с частотой 5,9 кГц на 50 дБ (почти в 300 раз) ниже уровня



OUTPUT SPECTRUM, SINE WAVE  
( $F_0 = 11.5\text{MHz}$ )



OUTPUT SPECTRUM, SINE WAVE  
( $F_0 = 5.9\text{kHz}$ )

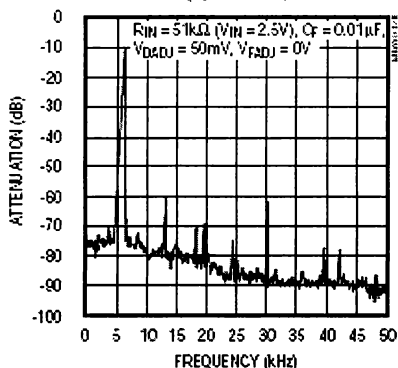


Рис. 2.68. Спектрограммы прямоугольного (слева) и синусоидального (справа) сигналов функционального генератора MAX038

первой гармоники. Напротив, прямоугольный сигнал дает четко выраженные гармоники (особенно нечетные).

Описанные микросхемы широко используются в выпускаемых мировой промышленностью функциональных генераторах (см. раздел ниже). Отчасти это объясняет довольно незначительные различия в их параметрах – прежде всего в диапазоне частот генерируемых сигналов.

### 2.6.6. Серийные аналоговые функциональные генераторы

Уровень советских разработок функциональных генераторов достаточно полно отражен в книге [21]. Серийно выпускался ряд функциональных генераторов: Г6-27, Г6-28, Г6-29, Г6-31. Все приборы генерировали синусоидальное, треугольное и импульсное напряжение с частотами от 0,001 Гц до 1 МГц. Наивысшие технические характеристики имел функциональный генератор Г6-34, обеспечивающий частотный диапазон сигналов от 0,001 Гц до 10 МГц. Прибор имел электронное управление и достаточно обширные функциональные возможности, в частности обеспечение генерации ассиметричных колебаний, частотную и амплитудную их модуляцию. Однако габариты прибора 490×135×180 мм были велики, а масса достигала 13 кг. Более подробные характеристики этих приборов и обзор 85 примеров их применения можно найти в [21].

Минский научно-исследовательский и приборостроительный институт (ОАО МНИПИ) достойно продолжает традиции советских разработчиков измерительной аппаратуры, которая хорошо представлена в наши дни на российском рынке. МНИПИ разработал и выпускает на рынок несколько моделей генераторов. Среди них есть модель наиболее простого функционального генератора Г6-43. Он довольно характерен для приборов этого класса.

Функциональный генератор Г6-43 имеет следующие характеристики:

- диапазон частот 1 Гц – 1 МГц;
- формы сигналов: синус, треугольник, прямоугольник;
- нестабильность частоты 0,5% – за 15 мин;
- размах сигнала  $\geq 20$  В (без нагрузки);  $\geq 10$  В (600 Ом);
- коэффициент гармоник: (синус)  $\leq 5\%$  (10 Гц – 100 кГц);
- выброс, фронт импульсов:  $\leq 5\%$ ,  $\leq 150$  нс;
- асимметрия импульсов:  $\leq 5\%$ ;
- нелинейность треугольника:  $\leq 1,5\%$  (1–100 Гц);
- внешняя ЧМ-модуляция;
- плавное и ступенчатое ослабление сигнала.

Как нетрудно заметить, прибор имеет достаточно скромные характеристики. Генератор сигналов функциональный Г6-46 имеет дополнительно возможность генерации пилообразного напряжения. Приборы выполнены в малогабаритном корпусе, имеющем следующие габариты: 71×210×248 мм – и массу 2 кг. Питание приборов от сети ~220 В, потребляемая мощность 10 Вт.

МНИПИ относит к функциональным генераторам и свои приборы Г4-221 и Г4-221/1. Основные технические характеристики генераторов Г4-121:

- форма сигналов: синусоидальная, немодулированный и амплитудно-модулированный сигнал, меандр и импульс ТТЛ;
- диапазоны частот сигналов:  $10^{-1}$ – $1,7 \cdot 10^7$  Гц;
- амплитуда «меандра» на нагрузке 50 Ом – 7 В (двойной размах –14 В);
- погрешность установки размаха сигнала –  $\pm 0,5$  В;
- ступенчатое ослабление выходного сигнала: –20, –40, –60 дБ;
- плавное ослабление выходного сигнала  $\geq 40$  дБ;
- коэффициент гармоник (для синусоидального сигнала с частотой от 10 Гц до 120 кГц) –  $\leq 0,2\%$ ;
- амплитудная модуляция (внутренним сигналом) с частотой 1000 Гц;

- коэффициент амплитудной модуляции: 0–90%;
- напряжение питания – 220 В, 50 Гц, потребляемая мощность 40 ВА;
- габаритные размеры: 127×306×345 мм;
- масса – 4,5 кг.

Генераторы Г4-121/1 (рис. 2.69) имеют дополнительный выход меандра с повышенной амплитудой и дополнительный регулятор уровня по этому выходу. Двойная амплитуда меандра на дополнительном выходе достигает 80 В, а амплитуда меандра и синусоидального сигнала на дополнительном выходе при нагрузке 1 кОм достигает 30 В. Погрешность установки размаха меандра  $\leq \pm 0,5$  В. Дискретность установки частоты – 0,1 Гц. Амплитудная модуляция внешним сигналом возможна в диапазоне частот от 50 Гц до 10 кГц.



Рис. 2.69. Внешний вид генератора Г4-121/1

Подобные по характеристикам и даже внешнему виду функциональные генераторы выпускают и зарубежные фирмы. Поскольку частота является важным параметром любого измерительного генератора, то разумно объединение функционального генератора с простым цифровым частотомером. Это и сделала в приборе южнокорейская компания МЕТЕХ, которая получила известность на нашем рынке своими «бюджетными» измерительными приборами и комплексами. Функциональные генераторы и цифровые частотомеры этой фирмы

MSG-9802A/9810A/9816A (рис. 2.70) отличаются только диапазоном частот функционального генератора. У MSG-9802A он составляет от 0,2 Гц до 2 МГц, у MSG-9810A от 1 Гц до 10 МГц, а у MSG-9816A – от 1 Гц до 16 МГц. Этот диапазон разбит на 7 поддиапазонов, выбираемых кнопками под цифровым индикатором. Функциональный генератор генерирует сигналы синусоидальной формы, прямоугольные (меандр) и треугольные. Выбор формы сигналов также осуществляется кнопками. Размеры прибора 213×80×260 мм (у MSG-9802A 280×213×110 мм), вес 1,8 кг.

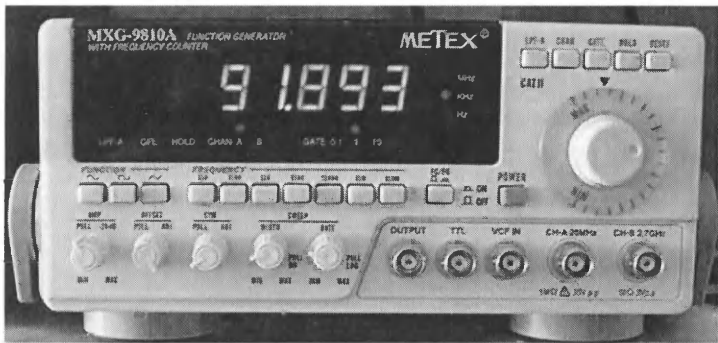


Рис. 2.70. Функциональный генератор и цифровой частотомер MSG-9810A

Функциональный генератор позволяет добавлять к этим сигналам постоянную составляющую и менять соотношение времени нарастания и спада сигналов. Все это дает возможность получать множество форм сигналов, нужных для тестирования электронных устройств и проведения исследования их.

Управление генераторами удобное и осуществляется с помощью кнопок и переменных резисторов со своими переключателями (выдвигаемые ручки). Частота сигналов меняется с помощью многооборотного резистора, оснащенного ручкой с верньером и шкалой. Это позволяет достаточно точно устанавливать нужную частоту. Сама шкала имеет чисто символический характер, и контроль частоты осуществляется цифровым частотомером. Поскольку функциональный генератор аналоговый, то искажения формы сигналов, связанные с дискретизацией, отсутствуют.

Была практически оценена работа функционального генератора MSG-9810A. Учитывая довольно высокие частоты (до 10 и даже

16 МГц) сигналов, для этого применялся цифровой широкополосный (250 МГц) осциллограф DS-1250 фирмы EZ Digital, подключенный по USB-интерфейсу к компьютеру. Применение такого комплекса позволяет не только наблюдать форму сигналов испытуемого генератора без искажений, но и получить в цифровой форме данные о десятке параметров сигналов по двум каналам.

На рис. 2.71 показано окно с осциллограммами синусоидального и TTL-сигналов на частоте генератора, равной 1 МГц. На синусоиде слабо видны признаки ее дискретизации цифровым осциллографом. Но в целом форма синусоиды близка к идеальной (коэффициент гармоник нормируется на уровне менее 1% на частоте 1 кГц). Неплохо выглядит и TTL-сигнал. Данные измерений различных амплитудных и временных параметров представлены внизу окна.

Максимальные частоты даже куда более дорогих функциональных генераторов других фирм редко превосходят 3–5 МГц. Поэтому как

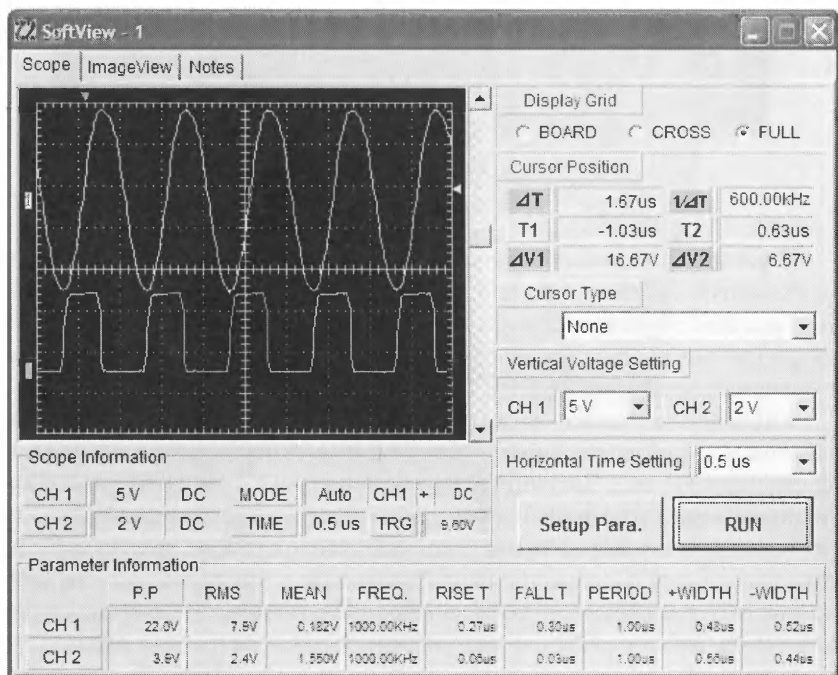


Рис. 2.71. Окно с осциллограммами синусоидального и TTL-сигналов на частоте 1 МГц

немаловажное достоинство приборов фирмы METEX MSG-9810A и MSG-9816A можно отметить максимальные частоты сигналов в 10 и даже 16 МГц. Это резко расширяет их возможности в тестировании и наладке современных импульсных, радиоприемных и иных устройств. Разумеется, ждать идеальной формы сигналов на таких частотах не приходится.

Как уже отмечалось, у генераторов есть возможность регулировки асимметрии сигналов – отношение длительности полупериодов примерно от  $1/3$  до  $3/1$  и более (рис. 2.72). Введение асимметрии позволяет получать линейно нарастающие и линейно спадающие сигналы, а также сигналы прямоугольной формы со скважностью, заметно отличающейся от 2 (это значение характерно для меандра). Это также расширяет области применения прибора, например позволяет использовать его в качестве генераторов развертки и запускающих импульсов.

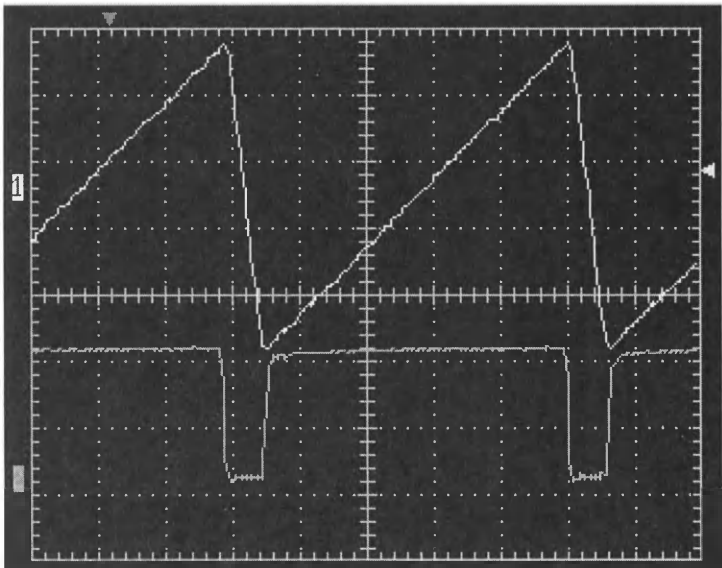


Рис. 2.72. Осциллограммы треугольного и ТТЛ-сигналов на частоте 1 МГц с максимальной асимметрией

Наряду с основным выходом OUT (амплитуда сигнала 20 В без нагрузки и 10 В на согласованной нагрузке 50 Ом) предусмотрен выход ТТЛ для несимметричных, почти прямоугольных импульсов с

параметрами, характерными для TTL-микросхем. При выдвигании ручки регулировки амплитуды включается аттенюатор, ослабляющий сигнал в 10 раз (20 дБ).

Для точного контроля частоты сигналов функционального генератора необходим цифровой частотомер. Поэтому вполне естественно объединение в одном приборе серии MSG функционального генератора и цифрового частотомера.

Фирма MATRIX выпускает серию аналоговых функциональных генераторов. Это сравнительно дешевые приборы с умеренными техническими характеристиками.

Генератор MFG-8219A имеет функции еще одного прибора – генератора качающейся частоты. Эта функция реализована и в уже описанных приборах, но только при использовании внешнего входа для управляющего напряжения. Генератор MFG-8219A реализует ее и от внутреннего генератора. Внешний вид генератора показан на рис. 2.73.



Рис. 2.73. Внешний вид функционального генератора MFG-8219A

У генератора MFG-8219A есть также функции осуществления амплитудной и частотной модуляций. Эти функции характеризуются следующими дополнительными параметрами:

- глубина качания частоты от внешнего источника напряжения от 1:1 до 100:1;

- глубина качания частоты от внутреннего генератора до 100:1;
- время качания от внутреннего генератора: 0,5–30 с;
- режим качания: линейный/логарифмический;
- амплитудная модуляция: глубина: 0–100%, частота: внутренняя 400 Гц, внешняя: 0–1 МГц;
- частотная модуляция: глубина: 0...±5%, частота: внутренняя 400 Гц, внешняя 0–20 кГц.

Японская фирма EZ Digital известна разработкой и производством цифровых измерительных приборов вполне умеренной стоимости. Выпускает она и ряд моделей функциональных генераторов с типичными для таких приборов параметрами. Самый простой из них – прибор FG-7002С. Он имеет упрощенный корпус, и в нем нет встроенного цифрового частотомера. Диапазон частот 0,02 Гц – 2 МГц.

Наиболее продвинутым (и дорогим) является функциональный генератор FG-7020 со встроенным цифровым частотомером, измеряющим частоты до 3 ГГц. Прибор имеет следующие характеристики:

- диапазон частот 0,2 Гц – 20 МГц;
- 4 прибора в одном корпусе: свип-генератор, функциональный генератор, генератор импульсов и частотомер;
- форма сигналов: синус, асимметричный синус, пила, треугольный и импульсный сигналы на выходе;
- встроенный 8-разрядный частотомер для внутренних и внешних сигналов, стабильность  $\pm 1 \times 10^{-6}$ : вход А – 0,1 Гц – 100 МГц; вход С – 80 МГц – 3 ГГц;
- режим качания частоты с внутренним и внешним управлением от 1:1 до 10:1, 0,5 ~ 50 Гц;
- низкие искажения для синусоидальных сигналов: менее 1% в диапазоне 0,2 Гц – 100 кГц;
- регулировка симметрии для синусоидальных, пилообразных и импульсных сигналов;
- сигналы с уровнями ТТЛ;
- регулируемое смещение по постоянному напряжению;
- плавный и ступенчатый (–20 дБ) аттенюаторы.

Как видно из представленного выше материала, функциональные генераторы аналогового типа продолжают успешно совершенствоваться, хотя темпы этого трудно назвать большими. Максимальные частоты генерации у недорогих современных генераторов выросли всего в несколько раз, достигнув вместо 1 МГц значений 2–3 МГц и реже 5 МГц. Однако прогресс в элементной базе привел к значительному сокращению размеров этих приборов и уменьшению их веса до



1,5–2 кг. В несколько раз уменьшилась и потребляемая генераторами от сети переменного тока мощность.

При разработке функциональных генераторов с частотой генерации сигналов выше 20 МГц и малыми нелинейными искажениями возникли пока непреодолимые (и принципиальные) трудности. На высоких частотах резко падала стабильность частоты.

Сказанное не позволяет надеяться на существенное улучшение параметров аналоговых функциональных генераторов в ближайшие годы, хотя совершенствование специализированных интегральных микросхем для их построения не исчерпало своих возможностей. Очевидно, что существенный прогресс в совершенствовании функциональных генераторов становится возможным при переходе на методы цифрового синтеза генерируемых сигналов. Этому посвящены следующие разделы этой главы.

## 2.7. Цифровые функциональные генераторы

### 2.7.1. Принципы построения функциональных генераторов с цифровым синтезом выходных сигналов

Все возрастающие требования к сигналам генераторов (прежде всего в части стабильности частоты и амплитуды и верности формы) привели разработчиков этих приборов к необходимости перехода на цифровые методы синтеза сигналов и цифровую элементную базу [44–46]. Благодаря ее применению в таких массовых изделиях, как персональные компьютеры и мобильная телефония, цифровые интегральные схемы получили бурное развитие. Это привело к повышению их функциональности и снижению стоимости.

Можно отметить три основных подхода в построении функциональных генераторов на основе цифровой схемотехники:

1. Применение *синтезаторов частоты*, резко повышающее ее стабильность и облегчающее точную установку частоты.
2. Применение *прямого цифрового синтеза формы* ограниченного числа видов сигналов (см. функциональные схемы генераторов на рис. 1.27 и 1.28).
3. Применение цифрового синтеза с возможностью задания *произвольной формы сигналов* с помощью как самого генератора, так и персонального компьютера.

Генераторы типа 1 наиболее дешевые, и их стоимость приближается к стоимости аналоговых функциональных генераторов. Цифровой синтез у них затрагивает только частоту сигнала. Применение цифрового синтеза частоты позволяет резко повысить стабильность частоты генератора и задавать ее в цифровой форме обычно с помощью кнопок ввода чисел.

Формирование синусоидального сигнала осуществляется либо с помощью *LC*-генераторов с системой фазовой автоподстройки частоты, либо нелинейным ограничением треугольного сигнала. У многих таких генераторов не предусмотрено формирование треугольного сигнала, а прямоугольные импульсы получают с помощью регенеративного порогового устройства или триггера со счетным запуском. В последнем случае частота меандра вдвое ниже частоты синусоидального сигнала.

Сказанное означает, что у генераторов типа 1 принцип формирования основных сигналов остается аналоговым, и их сигналы принципиально не имеют ступенек и шума квантования, которые присущи сигналам, полученным путем цифрового синтеза. Это важное обстоятельство означает, что данный класс генераторов всегда будет иметь право на жизнь.

Генераторы типа 2 полноценно реализуют прямой цифровой синтез формы сигналов. Качество их сигналов зависит прежде всего от разрядности квантования и частоты выборок сигналов из памяти форм. Не представляет особого труда разместить в памяти любое количество форм сигналов, разумеется, разумное, поскольку объем памяти растет с добавлением каждого нового шаблона формы нового сигнала. Многие фирмы выпускают генераторы этого типа по довольно умеренным (но не малым) ценам с числом форм от нескольких типовых форм до нескольких их десятков.

Наконец, генераторы типа 3 наиболее полно реализуют возможности прямого цифрового синтеза, распространяя их на возможность синтеза сигналов произвольной формы. Это требует дополнительных затрат на построение генераторов – нужна память с электрической перезаписью данных, нужны средства отображения форм сигналов и их редактирования и т. д. Это, естественно, повышает стоимость генераторов произвольных функций и произвольных сигналов. В то же время у таких генераторов нет особого смысла вводить большую библиотеку форм сигналов – их число ограничивают 10–15 формами, поскольку отсутствующую форму пользователь может легко создать самостоятельно и сохранить ее для последующего использования.

## 2.7.2. Простые цифровые функциональные генераторы

Программируемый функциональный генератор G5100 (разработан фирмой Protek, но выпускается и другими фирмами) создан для работы в составе компьютеризированных измерительных систем. Использует метод прямого цифрового синтеза формы сигнала. Внешний вид генератора показан на рис. 2.74.

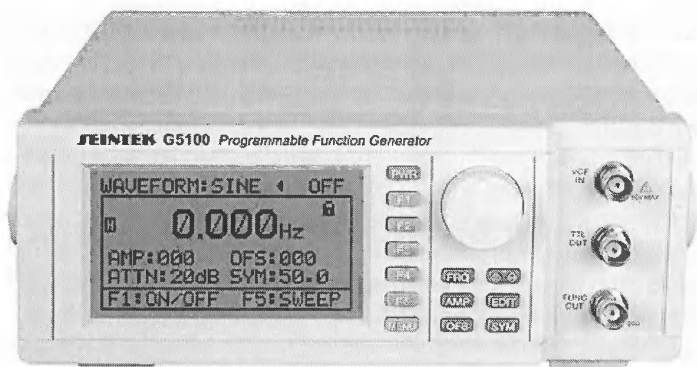


Рис. 2.74. Внешний вид программируемого функционального генератора G5100

Технические характеристики прибора:

- диапазон частот: от 1 Гц до – 15 МГц;
- режимы: свип-генератор, функциональный генератор и генератор импульсов;
- синус, пила, треугольный, импульсный сигналы и сигналы TTL-уровней на выходе;
- режим качания частоты с внутренним и внешним управлением от 1:1 до 10:1, период: от 0,05 до 9,95 с;
- нелинейные искажения для синусоидальных сигналов: менее 1% в диапазоне 10 Гц до 100 кГц;
- нелинейные искажения для треугольных сигналов: менее 1% в диапазоне 1 Гц до 100 кГц;
- регулировка симметрии для пилообразных и импульсных сигналов (20–80%);
- дисплей: матричный ЖК-дисплей с разрешением 128×64, разрядность индикации 4 разряда;
- регулируемое смещение по постоянному напряжению;

- плавный и ступенчатый ( $-20$  дБ) аттенюаторы;
- дистанционное управление с персонального компьютера через интерфейс RS232C;
- запоминание до 8 режимов работы;
- интерфейсы: RS232C и GP-IB (опция).

Прибор предельно прост в управлении и имеет простую конструкцию. Это один из наиболее дешевых функциональных генераторов из имеющихся на нашем рынке.

Новый функциональный свип-генератор В821 фирмы Protek рекламируется как генератор качающейся частоты, функциональный генератор и широкодиапазонный цифровой частотомер. Основные параметры и характеристики генератора:

- формы сигнала: синус, меандр, треугольная и прямоугольная ТТЛ с возможностью изменения симметрии;
- частота (для синусоидального сигнала): от  $0,2$  Гц до  $20$  МГц;
- встроенный частотомер: 8 разрядов, частота до  $3$  ГГц;
- качание частоты от встроенного и внешнего источников;
- аттенюатор на выходе с ослаблением  $20$  дБ.

Фирма «Эликс» под торговой маркой АКТАКОМ поставляет на российский рынок несколько моделей зарубежных функциональных генераторов с прямым цифровым синтезом формы сигналов. В основном это приборы типа 2 с большим набором заранее встроенных форм сигнала. По техническим характеристикам и даже внешнему виду они похожи на уже рассмотренные генераторы такого типа. Поэтому приведем лишь краткие технические характеристики их. Приборы выполнены на унифицированной элементной базе, разработанной для такого рода приборов (разумеется, зарубежной).

Генератор АНР-1004 имеет форму выходного сигнала: синус, прямоугольник, импульс, треугольник, пилообразный, лестничный и др.; всего более  $30$  видов форм; частота выходного сигнала  $0,01$  Гц –  $3$  МГц; амплитуда выходного сигнала  $1$  мВп-п –  $10$  Вп-п ( $50$  Ом,  $f \leq 10$  МГц),  $1$  мВп-п –  $10$  Вп-п ( $50$  Ом,  $10$  МГц  $< f < 10$  МГц),  $2$  мВп-п –  $20$  Вп-п ( $1$  МОм,  $f \leq 10$  МГц),  $200$  мкВп-п –  $6$  Вп-п ( $1$  МОм,  $10$  МГц  $< f \leq 30$  МГц); интерфейс GPIB; габаритные размеры  $240 \times 90 \times 293$  мм; масса  $2,5$  кг.

Генераторы АНР-1006 имеют повышенную, до  $6$  МГц максимальную частоту. АНР-1010 до  $10$  МГц. Генераторы АНР-2008 имеют резко расширенный частотный диапазон от  $1$  мкГц –  $80$  МГц, выходной уровень  $100$  мкВ –  $10$  Впик-пик (в зависимости от частоты) на нагрузке  $50$  Ом, частотомер  $0,001$  Гц –  $100$  МГц, память формы

сигнала 4096 точек, сохранение и вызов 10 настроек, RS-232, габариты 255×370×100 мм, масса 2,7 кг. Аналогичные приборы АНР-1030/1040/1050 имеют диапазон частот 0,01 Гц – 30/40/50 МГц.

## **2.8. Цифровые генераторы сигналов произвольной формы**

### **2.8.1. Назначение и особенности генераторов сигналов произвольной формы**

*Прямой цифровой синтез сигналов произвольной формы* открыл возможности построения нового поколения цифровых генераторов сигналов – как множества стандартных форм, так и произвольных. Однако, как отмечалось в главе 1, введение синтеза произвольных сигналов неизбежно усложняет такие генераторы, так как требует применения перепрограммируемой электрически памяти, введения редактора форм сигналов и средств отображения синтезируемой формы сигнала. В связи с этим генераторы этого типа относятся к достаточно сложным и дорогим приборам.

Тем не менее подобные приборы в целом ряде случаев остро необходимы. По мере усложнения связной, телекоммуникационной, телевизионной и радиолокационной техники растет число форм сигналов, необходимых для ее тестирования. Уже сейчас число форм тестируемых сигналов просто не поддается воображению. Единственной гарантией получения нужной формы сигналов является переход к технике прямого цифрового синтеза произвольных сигналов.

Утверждения о генерации произвольных сигналов несут в себе некоторую долю лукавства. Дело в том, что цифровой синтез сигналов возможен с точностью во времени до периода дискретизации сигнала и с точностью до квантования по уровню (разрядности ЦАП). В силу этого набор «произвольных» сигналов на самом деле оказывается набором просто очень большого, но все же конечного, числа форм сигналов. Однако при квантовании сигналов с разрядностью 8–14 бит и числом отсчетов сигналов в несколько тысяч количество возможных форм настолько велико, что на практике можно говорить о синтезе сигнала практически любой (в пределах описанных ограничений) формы сигналов.

Итак, применяя генераторы с прямым цифровым синтезом произвольных сигналов, пользователь – специалист – должен постоянно помнить о двух важнейших параметрах таких сигналов – разрядности

их квантования по уровню (иногда говорят по амплитуде, но это не совсем верно) и о длине сигнала, то есть числе отсчетов сигнала, взятых из памяти. Оба этих параметра часто измеряются в битах, хотя нередко длина сигнала задается в обычной десятичной системе исчисления.

Но есть еще один весьма важный параметр таких генераторов – это *период выборки*, или (гораздо чаще) *частота выборок*. Дело в том, что частота генерируемого сигнала равна отношению частоты выборок к их числу (то есть длине сигнала). Известная теорема об отсчетах (Котельникова) говорит о том, что частота сигнала должна быть по крайней мере в два раза ниже частоты выборок. На самом деле частота выборок должна значительно (в 5–6 раз и больше) превышать частоту сложного сигнала.

При использовании генераторов произвольных функций следует учитывать, что максимальные частоты генерации указываются обычно только для синусоидального напряжения. Для встроенных в память импульсных сигналов они могут быть намного более низкими. Поэтому перед окончательным решением о приобретении того или иного генератора полезно детально ознакомиться с полными их техническими характеристиками.

## 2.8.2. Генераторы сигналов произвольной формы

Одну из самых массовых и известных серий генераторов сигналов произвольной формы выпускает фирма Protek. Она начинается с генератора Protek 9305.

Основные возможности и характеристики этого генератора:

- формирование сигнала методом прямого синтеза (DDS);
- диапазон частот основных типов сигналов 100 мкГц до 5 МГц;
- разрешение по вертикали 12 bit, частота дискретизации 200 МГц;
- память формы сигнала 4096 точек;
- высокая точность установки коэффициента заполнения – до 1/1000;
- режимы модуляции сигнала: АМ, ФМ, ЧМ, ИМ;
- высокая точность и разрешающая способность установки ЧМ-сигналов;
- плавная регулировка фазы в сигналах с высокочастотным заполнением;
- отдельная установка частот старта и остановки в режиме качания частоты;
- произвольная установка глубины АМ (от 1% до 120%);
- 10 каналов памяти для синтезируемых сигналов;

- 27 типов стандартных выходных сигналов (плюс произвольно задаваемые сигналы);
- встроенный частотомер с частотой измерения до 100 МГц;
- RS232C-интерфейс, GPIB-интерфейс (опция).

Другие генераторы сигналов произвольной формы Protek отличаются только более высокой максимальной генерируемой частотой:

- 9310 – до 10 МГц;
- 9320 – до 20 МГц;
- 9340 – до 40 МГц;
- 9380 – до 80 МГц;
- 93120 – до 120 МГц.

Фирма Protek охотно идет на сотрудничество с российскими фирмами, и ее приборы в Россию поставляются под торговыми марками АКТАКОМ и АКИП. Их представляют фирмы «Эликс» и «Прист» соответственно.

Под торговой маркой АКТАКОМ на нашем рынке представлена серия генераторов произвольной формы АНР-4010, подобная генераторам фирмы Protek. Рассмотрим кратко характеристики генератора АНР-4010.

Форма выходного сигнала этого прибора: синус, прямоугольник, импульс, треугольник, лестничный, пилообразный, произвольный, кардиограмма,  $\sin(x)/x$ , шум, экспонента, логарифм и прочие; частота выходного сигнала 10 мкГц – 10 МГц; амплитуда выходного сигнала 1 мВп-п – 10 Вп-п (50 Ом,  $f \leq 20$  МГц), 100 мкВп-п – 3 Вп-п (50 Ом,  $f > 20$  МГц), 2 мВп-п – 20 Вп-п (1 МОм,  $f \leq 20$  МГц), 200 мВп-п – 6 Вп-п (1 МОм,  $f > 20$  МГц); интерфейс RS-232 и опционально IEEE-488; габаритные размеры 240×90×300 мм; масса 3 кг.

Другие модели отличаются максимальной частотой генерации синусоидального напряжения:

- АНР-4020 – 20 МГц;
- АНР-4040 – 40 МГц;
- АНР-4060 – 60 МГц;
- АНР-4080 – 80 МГц;
- АНР-4120 – 120 МГц.

Малогабаритные генераторы АКТАКОМ AWG-4105, AWG-4110 и AWG-4150 имеют 2 практически идентичных канала, отличающихся только максимальной амплитудой сигнала. Применение технологии прямого цифрового синтеза позволило достичь максимального разрешения при установке частоты в обоих каналах – 1 мкГц, коэффициента гармоник синусоидального сигнала –55 дБн, и фазового шума при отстройке 10 кГц не более 108 дБн/Гц. Разрешение по вертикали

(разрядность ЦАП) у обоих каналов составляет 14 бит, количество точек, участвующих в формировании сигнала, – до 16К, а частота дискретизации – 125 Мвыборок/сек. Такие характеристики и хорошо выполненная система интерполяции сигналов позволяют воспроизводить сигналы с превосходной точностью и разрешением.

Старшая модель AWG4150 – универсальный двухканальный генератор стандартных (5 форм) и специальной формы (48 типов) сигналов (в том числе модулированных) и пачек сигналов. Диапазон частот синусоидального сигнала от 1 мкГц до 50 МГц, частота дискретизации 125 Мвыб/сек. Прямоугольные симметричные импульсы (меандр) имеют максимальную частоту до 25 МГц, несимметричные прямоугольные импульсы – до 10 МГц. Разрешение по вертикали 14 бит, максимальное число точек – 16К, максимальная амплитуда по первому каналу 10 Вп-п, по второму 3 Вп-п на нагрузке 50 Ом (на высокоомной нагрузке амплитуда удваивается). Имеются многие режимы модуляции АМ, ЧМ, ФМ, ЧМ и АМ манипуляция, ШИМ. Есть режим качания частоты. Встроенный частотомер работает на частотах до 200 МГц,

Под торговой маркой АК ИП на нашем рынке представлена аналогичная серия генераторов: ГСС-05, ГСС-05/1, ГСС-10, ГСС-10/1, ГСС-20, ГСС-20/1, ГСС-40, ГСС-40/1, ГСС-80, ГСС-80/1, ГСС-120, ГСС-120/1. Как нетрудно понять, цифры указывают на верхний предел частоты в мегагерцах. Генераторы с цифрой 1 под дробной чертой имеют повышенную стабильность частоты. На рис. 2.75 показан внешний вид генератора ГСС-80. Он характерен и для генераторов клона АКТАКОМ и оригинальных моделей фирмы Protek.

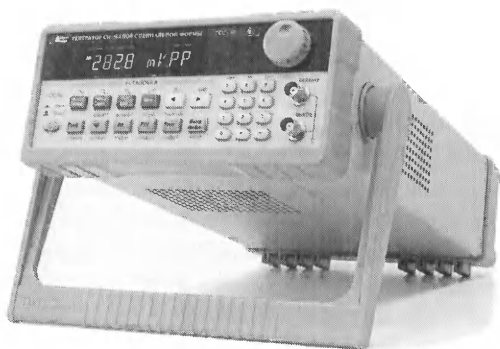


Рис. 2.75. Внешний вид генератора сигналов произвольной формы ГСС-80



Представителем функциональных генераторов высокого класса является модель 33220A, известная своими высококлассными измерительными приборами, фирмы Agilent Technologies [58]. Внешний вид прибора спереди и сзади представлен на рис. 2.76. Прибор имеет диапазон частот сигналов до 20 МГц с возможностью цифровой установки частоты и ее контролем по встроенному цифровому частотомеру. Прибор вырабатывает 11 стандартных форм сигналов и сигналы произвольной формы. Имеется возможность AM-, FM-, PM-, FSK- и PWM-модуляции.

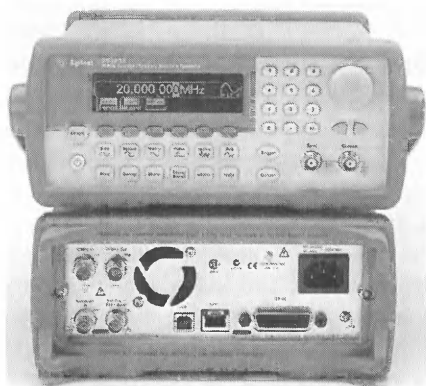


Рис. 2.76. Функциональный генератор 33220A фирмы Agilent Technologies

Принцип формирования сигнала – прямой цифровой синтез. Используется 14-битовое кодирование со скоростью до 50 Мвыб/с при длине сигнала в 64 К точек. Возможно линейное и логарифмическое качание частоты. Предусмотрена связь с компьютером по интерфейсам USB, GPIB и LAN.

Фирма Agilent Technologies выпускает также генератор этой серии 33280A. Он имеет диапазон частот синусоидального сигнала от 1 мкГц до 80 МГц с разрешением в 1 мкГц для синуса и меандра. Подробные технические характеристики генераторов 33220A и 33280A фирмы Agilent Technologies можно найти в каталоге продукции этой фирмы или на ее интернет-сайте.

Высококачественный двухканальный генератор произвольных сигналов AM 300 выпускает фирма ROLHDE&SCHWARZ, известная разработкой и выпуском обширной серии генераторов синусоидальных колебаний с цифровым синтезом и самым широким частотным диапазоном – до десятков гигагерц. Генератор AM 300 прекрасно дополняет эту серию. Внешний вид прибора показан на рис. 2.77.

Технические характеристики генератора:

- два канала с произвольно выбираемой частотой, амплитудой и формой сигналов;
- режимы работы CH1, CH2 и CH1+CH2;
- установка фазового сдвига сигналов с точностью до 0,01°;

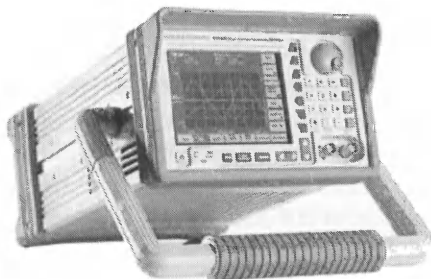


Рис. 2.77. Внешний вид генератора произвольных сигналов R&S AM300

- подавление высших гармоник синусоидального сигнала 70 дБ на частоте 1 МГц;
- генерация квадратурных I/Q составляющих с помощью программы R&S WinQSIM;
- опорный высокостабильный генератор с частотой 50 МГц и долговременной нестабильностью менее  $10^{-6}$ ;
- диапазон частот синусоидального сигнала от  $10^{-5}$  до 35 МГц;
- разрешение по частоте  $10^{-5}$  Гц;
- частота треугольного, прямоугольного, пилообразного и экспоненциального сигналов от  $10^{-5}$  Гц до 500 кГц;
- частота импульсного сигнала от  $10^{-5}$  Гц до 16,667 МГц;
- эффективная полоса шумового сигнала 35 МГц;
- максимальная частота сигнала произвольной формы 6,25 МГц;
- разрешение по частоте  $10^{-5}$  Гц;
- максимальная частота выборки 100 Мвыб/с;
- нелинейные искажения при напряжении на выходе 3 В и частоте от 20 Гц до 1 МГц не более  $-65$  дБ;
- фазовый шум SSB при сдвиге от несущей 1 МГц в 1 Гц не более  $-118$  дБ;
- выходное напряжение на нагрузке 50 Ом от 1 мВ до 10 В (двойной размах) для АМ-сигнала не более 5 В;
- фильтры НЧ с частотами среза 35, 37 и 75 МГц, тип фильтров Бесселя или Кауэра 9-го порядка;
- виды модуляции АМ, ЧМ, ФМ, FSK и PSK;
- режим качания частоты по различному закону;
- интерфейс связи с ПК USB 1.1;
- потребляемая от сети 220 В мощность не более 35 Вт;
- габаритные размеры 219×137×350, масса 6,2 кг.

Как нетрудно заметить, прибор прекрасно приспособлен для генерации синусоидального сигнала высокой частоты. Большинство стандартных сигналов другой формы имеют намного меньшие максимальные частоты генерации, что характерно для большинства моделей подобных генераторов. К достоинству прибора относится очень простое и удобное управление. Дисплей генератора – цветной TFT – с размером по диагонали 5,4 дюйма и с разрешением 320×240 пикселей дает хорошее представление о форме генерируемого сигнала и его параметрах. Возможности прибора значительно расширяются при его использовании совместно с ПК.

Многофункциональные генераторы с прямым синтезом формы сигналов выпускает и израильская фирма Tabor Electronics Ltd. На наш рынок их поставляет компания «Прист» [241]. Tabor выпускает серию генераторов сигналов произвольной формы WW5061, WW5062, WW1071, WW1072, WW2571, WW2572, WW1281, внешний вид которых показан на рис. 2.78. Выпускаются одноканальные и двухканальные генераторы серии WW. На генераторы дается гарантия 5 лет!

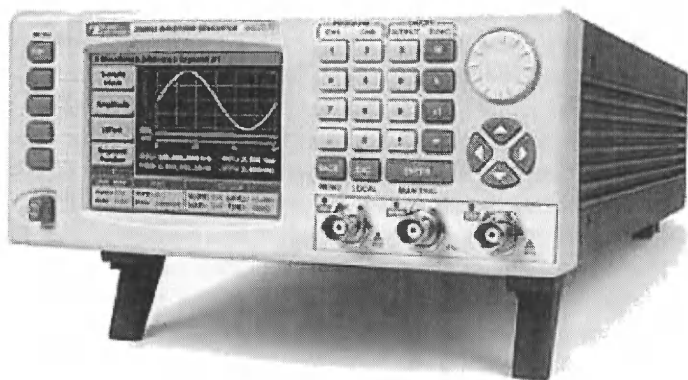


Рис. 2.78. Внешний вид генераторов серии WW фирмы Tabor

Краткие технические данные генераторов следующие:

- диапазон частот (синус, меандр): от 0,1 МГц – 25 МГц / 50 МГц / 100 МГц; 50 Гц – 400 МГц (WW1281);
- расширенный диапазон частот для сигналов произвольной формы;
- 1 (WW1281) или 2 выходных канала;
- разрядность ЦАП 12, 14 или 16 бит;

- амплитуда 2; 10; 16 Впик на нагрузке 50 Ом;
- частота дискретизации 50; 100; 250 МГц; 1,2 ГГц;
- память для формирования сигнала от 0,5 М до 8 М точек (опция – 16 М);
- режим последовательного формирования произвольного сигнала из различных сегментов с возможностью циклического повторения сегмента в последовательности;
- большой цветной ЖК-дисплей (диагональ 3,5 дюйма);
- стандартные формы сигналов – 10 видов;
- различные виды модуляции: АМ, ЧМ, ФМн, ЧМн; ИМ, ГКЧ; 3D; IQ;
- параллельный 16-битный выход (WW257х) и 2 выхода последовательных цифровых потоков (WW1281);
- программное обеспечение ArbConnection для формирования сигнала произвольной формы;
- поддержка синхронной работы нескольких генераторов;
- интерфейсы ДУ: USB, LAN, GPIB.

По ряду параметров приборы этой фирмы превосходят генераторы, выпускаемые другими фирмами, за исключением генераторов корпорации Tektronix, описанных ниже. Генераторы фирмы Tabor прекрасно подходят для испытания современного связного и телекоммуникационного оборудования, требующего сложных тестовых сигналов. Они замечательно приспособлены для встраивания в компьютеризированные измерительные системы, в том числе производственного назначения.

## **2.9. Многофункциональные генераторы произвольных сигналов серии Tektronix AFG3000**

### **2.9.1. Органы управления генератора AFG3000**

Корпорация Tektronix – один из лидеров в области разработки и производства высококачественных измерительных приборов – недавно выпустила на рынок серию многофункциональных генераторов произвольных сигналов AFG3000 [49–52]. Они в роли генератора синусоидальных сигналов были описаны в главе 1. Ныне новая серия представлена шестью моделями: AFG3021, AFG3022, AFG3101, AFG3102, AFG3251, AFG3252.

Генераторы AFG3000 сочетают в себе функции множества устройств, нередко выпускаемых как отдельные приборы:

- высокостабильного широкодиапазонного генератора синусоидального сигнала с несколькими видами модуляции;
- генератора прямоугольных и пилообразных импульсов с изменяемым в широких пределах коэффициентом заполнения и различными видами модуляции;
- функционального генератора сигналов с рядом математически заданных зависимостей;
- программируемого генератора сигналов произвольной (заданной пользователем) формы;
- генератора шума, который можно добавлять к другим сигналам;
- генератора трапецеидальных импульсов с отдельно регулируемыми длительностями полочки фронтов;
- генератора качающейся частоты.

Генераторы имеют самый современный, простой и наглядный интерфейс (рис. 2.79), подобный интерфейсу современных цифровых осциллографов. Большой жидкокристаллический цветной дисплей (только у модели AFG3021 он черно-белый) с размером по диагона-

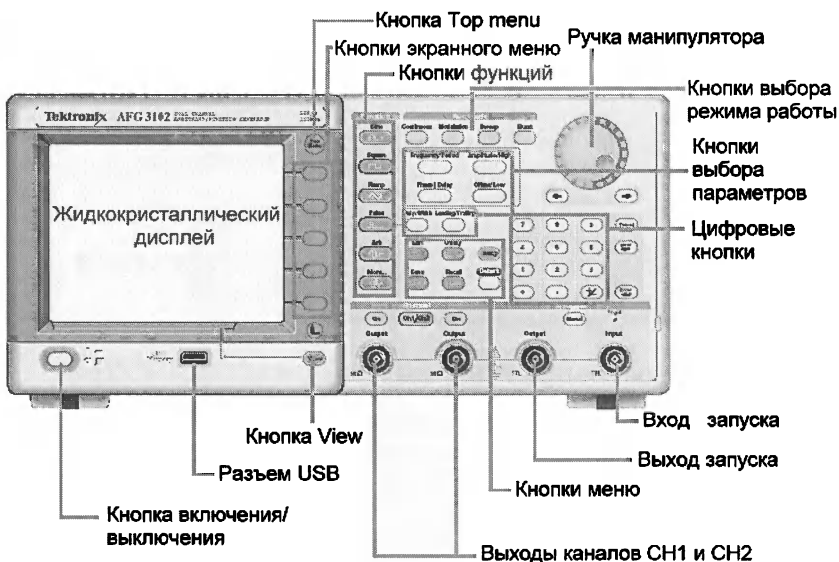


Рис. 2.79. Передняя панель генератора серии AFG3000 и основные органы управления

ли 5,6 дюйма отображает крупными знаками основные параметры сигналов и режимы работы генераторов и представляет форму создаваемых сигналов. Генератор имеет интерфейс на 8 языках, включая русский. Для изменения языка надписей на передней панели поставляется накладка, которая крепится на передней панели.

На задней панели расположены защитный порт Security Port, гнездо заземления, разъем сигнала, добавляемого к основному сигналу, ADD INPUT, разъемы внешней модуляции сигналов EXT MODULATION CH1/CH2, входной EXT REF INPUT и выходной EXT REF OUTPUT разъемы опорной (эталонной) частоты. Все эти разъемы стандартные коаксиальные типа BNC. Кроме того, имеются разъемы для подключения к линии USB, сети LAN и порту GPIB, используемому для управления измерительными приборами. Есть также зажим заземления и гнездо для подключения сетевого кабеля с земляным выводом.

## **2.9.2. Технические характеристики генераторов AFG3000**

Основные технические характеристики разных моделей генераторов серии AFG3000 даны на рис. 2.80. Приборы отличаются числом каналов (1 или 2), максимальной частотой синусоидального напряжения (25, 100 и 240 МГц) и вдвое более низкой частотой импульсного напряжения и меандра. Импульсы с дополнительными формами можно формировать в диапазоне частот от 1 мГц до 1 МГц.

С новой прошивкой генераторы имеют минимальные частоты в 1000 раз меньше – 1 мкГц и соответственно частотное разрешение в 1 мкГц. Кроме того, значительно расширены пределы изменения скважности импульсов и других, зависящих от частотного разрешения параметров.

## **2.9.3. Работа с генератором AFG3000**

Управление генератором в основном кнопочное, но есть и удобная поворотная ручка универсального манипулятора с кнопками направления (в правом верхнем углу передней панели). Эти кнопки используются для перемещения по разряду числа того или иного параметра, например частоты, после чего поворотная ручка позволяет быстро менять с выбранным разрядом число, увеличивая его или уменьшая. Пример: частота 20.000 000 000 00 МГц – частота 20 МГц, меняется изменением десятых долей мегагерца (выбранный разряд числа под-

| ХАРАКТЕРИСТИКИ         | ПАРАМЕТРЫ                                  | AFG3021/AFG3022  | AFG3101/AFG3102   | AFG3251/AFG3252  |
|------------------------|--|--|---|--|
| ВЫХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ     | Количество каналов                         | 1/2  | 1/2   | 1/2  |
|                        | Виды выходного сигнала                     | Синус, меандр, импульс, пила, треугольник, Sin x/x, нарастающая и спадающая экспонента, функции Гаусса, Лоренца, Хевисайда, шум  |   |  |
|                        | Выходной уровень на нагрузке 50 Ом         | 10 мВ – 10 В   | 20 мВ – 10 В  | 50 мВ – 5 В (до 200 МГц)<br>50 мВ – 4 В (свыше 200 МГц)  |
|                        | Погрешность установки частоты              | $(\pm 1 \cdot 10^{-4})$  |   |  |
|                        | Постоянное смещение                        | $\pm 5$ Впик (AC+DC)   | $\pm 5$ Впик (AC+DC)  | $\pm 2,5$ Впик (AC+DC)   |
| СИНУСОИДА              | Частотный диапазон                         | 1 мГц – 25 МГц   | 1 мГц – 100 МГц   | 1 мГц – 240 МГц  |
|                        | Погрешность установки уровня на 1 кГц      | $\pm (1\% + 1 \text{ мВ})$   |   |  |
|                        | Неравномерность АЧХ                        | $\pm 0,15$ дБ до 5 МГц<br>$\pm 0,3$ дБ до 20 МГц<br>$\pm 0,5$ дБ до 25 МГц   | $\pm 0,15$ дБ до 5 МГц<br>$\pm 0,3$ дБ до 25 МГц<br>$\pm 0,5$ дБ до 100 МГц | $\pm 0,15$ дБ до 5 МГц<br>$\pm 0,3$ дБ до 25 МГц<br>$\pm 0,5$ дБ до 100 МГц<br>$\pm 1,0$ дБ до 200 МГц |
|                        | Коэффициент гармоник (выходной сигнал 1 В) | $\leq -70$ дБн до 20 мГц<br>$< -60$ дБн до 1 МГц<br>$< -60$ дБн до 10 МГц<br>$< -40$ до 25 МГц   | $\leq -60$ дБн до 20 мГц<br>$< -60$ дБн до 1 МГц<br>$< -37$ дБн до 100 МГц  | $\leq -60$ дБн до 20 мГц<br>$< -60$ дБн до 1 МГц<br>$< -37$ дБн до 25 МГц<br>$< -30$ дБн до 240 МГц    |
|                        | МЕАНДР                                     | Диапазон частот  | 1 мГц – 12,5 МГц  | 1 мГц – 50 МГц   |
|                        | Время нараст./спада                        | 18 нс  | 5 нс  | 2,5 нс   |
| ИМПУЛЬС                | Диапазон частот                            | 1 мГц – 12,5 МГц   | 1 мГц – 50 МГц  | 1 мГц – 120 МГц  |
|                        | Длительность                               | 30 нс – 999 с  | 8 нс – 999 с  | 4 нс – 999 с   |
|                        | Перестраиваемое время нарастания           | 18 нс – 625 с  | 5 нс – 625 с  | 2,5 нс – 625 с   |
| ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ | Диапазон частот                            | 1 мГц – 250 кГц  | 1 мГц – 1 МГц   | 1 мГц – 2,4 МГц  |
|                        | Полоса шумового сигнала                    | 25 МГц   | 100 МГц   | 240 МГц  |
| ПРОИЗВОЛЬНАЯ ФОРМА     | Диапазон частот                            | 1 мГц – 12,5 МГц   | 1 мГц – 50 МГц  | 1 мГц – 120 МГц  |
|                        | Частота дискретизации и объем памяти       | 250 МГц; 2...64 кБ   | 250 МГц; 16...128 кБ<br>1 ГГц; 2...16 кБ                                    | 250 МГц; 16...128 кБ<br>2 ГГц; 2...16 кБ   |
|                        | Разрешение по вертикали                    | 14 бит   |   |  |
| МОДУЛЯЦИЯ              | Виды модуляции                             | АМ (0-120%), ЧМ (девиация до 120 МГц), ФМ (0-180°), ЧМн, модуляция длительности импульса (0-50% от периода), ИМ, ГЧЧ (линейное/логарифмическое, время качания 10 мс – 100 с) |   |  |
|                        | Несущая                                    | Все виды сигналов, исключая импульс, шум и постоянное напряжение   |   |  |
|                        | Модулирующая                               | Частота: 2 мГц – 50 кГц. Синус, меандр, пила, шум, произвольный сигнал.  |   |  |
| ОБЩИЕ ДАННЫЕ           | Напряжение питания                         | 220 В ( $\pm 15\%$ ), 50 / 60 Гц   |   |  |
|                        | Габаритные размеры                         | 156 x 328 x 168 мм   |   |  |
|                        | Масса                                      | 4,5 кг   |   |  |
|                        | Комплект поставки                          | Сетевой шнур (1), руководство по эксплуатации, ПО  |   |  |

Рис. 2.80. Основные характеристики генераторов серии AFG3000

черкнут маркером). Это очень удобно при имитации плавного изменения того или иного параметра.

У генераторов есть возможность установки языка интерфейса, в том числе на русский язык. Кроме того, к генераторам продается накладка на переднюю панель с русскоязычными надписями. Есть и русскоязычная встроенная справка, и русскоязычное руководство по работе с приборами. Таким образом, локализация приборов под рынок России имеет комплексный и вполне законченный характер.

Кнопки на передней панели образуют ряд характерных групп, выделенных на рис. 2.79. Из них важнейшей является верхняя горизонтальная группа кнопок «Режим работы», задающих следующие режимы работы (запуска):

- непрерывный – установка непрерывного режима работы;
- модуляция – задание типа модуляции (АМ – амплитудная, ЧМ – частотная, ФМ – фазовая, ЧМн – частотная манипуляция и ШИМ – широтно-импульсная);
- качание – качание частоты сигналов;
- пачка – генерация пачек сигналов.

Вертикальная группа кнопок «Функции» в центре передней панели задает выбор формы сигналов:

- Синус – синусоидальный сигнал;
- Прямоугольн. – прямоугольные импульсы типа «меандр»;
- Пилообразн. – пилообразные импульсы;
- Импульсн. – импульсы с регулируемой длительностью фронтов;
- Произвольн. – сигналы с произвольной, задаваемой пользователем формой;
- Еще... – выбор из экранного меню сигналов стандартной формы.

Под этой группой кнопок расположены кнопка переключения каналов и кнопки **Chanel On** включения выходов. У одноканальных приборов эта кнопка одна, кнопка переключения каналов отсутствует, есть выход только одного канала. В центре передней панели расположены три группы кнопок, не имеющие общего названия. Они служат для оперативной (без поиска по меню) установки сразу основных параметров сигналов. Первая группа содержит следующие кнопки:

- Частота/Период – установка частоты и периода сигналов;
- Фаза/Задержка – установка фазы и временной задержки сигналов;
- Амплитуда/Верхний – установка амплитуды и верхнего предела сигналов;
- Смещение/Нижний – установка смещения и нижнего предела сигналов.

Вторая группа содержит две кнопки:

- Коэфф. заполн./Длитель. – установка коэффициента заполнения и длительности сигналов;
- Пер. фронт/Зад. фронт – установка длительности переднего и заднего фронтов сигналов.

Третья группа кнопок (нижняя) содержит шесть кнопок:

- Правка – включение меню правки;
- Сервис – включение меню сервисных операций;
- Help (надпись только на кнопке) – вызов справки;



- Сохранить – вызов окна сохранения настроек и форм сигналов;
- Вызвать – вызов окна загрузки настроек и форм сигналов;
- По умолч. – включение настроек по умолчанию.

Под поворотной ручкой универсального манипулятора расположены кнопки со стрелками ← и → перемещения выделенных символов параметров. Группа кнопок **Trigger** содержит цифровые кнопки прямого ввода значений параметров и кнопки **Cancel**, **Back** и **Enter**, названия которых не русифицированы, но вполне очевидны и привычны. Под этой группой кнопок есть кнопка меню **Menu** и разъемы выхода **Output** синхросигнала и входа **Input**.

Под экраном дисплея имеются следующие органы: включения прибора, гнездо для вставки USB-модуля флэш-памяти и кнопка обзора **View**. В правой области дисплея имеются пять кнопок управления контекстным меню, кнопка вызова основного меню **Top menu** и кнопка возврата.

Работа с прибором сводится к установке режима работы (по умолчанию это непрерывный режим) и вида генерируемого сигнала (по умолчанию синусоидальный). После этого с помощью кнопок контекстного меню или кнопок установки параметров задаются и контролируются с помощью дисплея параметры генерируемого сигнала. Установка их осуществляется группой цифровых кнопок или вращением ручки универсального манипулятора. Вид окна дисплея показан на рис. 1.43.

В целом надо отметить, что интерфейс пользователя у генераторов очень прост и интуитивно понятен. Поэтому детально описывать работу с генератором нет необходимости. Тем более что такое описание есть в прилагаемой инструкции по применению (поставляемые в Россию генераторы имеют подобную инструкцию на русском языке).

## 2.9.4. Основные возможности генераторов AFG3101

Возможности генераторов AFG3000 в генерации синусоидального напряжения были детально описаны в главе 1. Поэтому здесь рассмотрим их возможности в генерации других видов сигналов. Для полноценной оценки формы сигналов этих генераторов 250-МГц необходимы широкополосные осциллографы, например серии Tektronix TDS 7000.

Особенностью двухканальных моделей генераторов, например AFG3252, является независимая генерация двух любых сигналов –

по одному в каждом канале. Это иллюстрирует рис. 2.81, полученный осциллографом TDS 7000. В одном канале представлен синусоидальный сигнал, а во втором – треугольный. Кроме того, внизу показана осциллограмма прямоугольных импульсов с выхода ТТЛ-сигнала.

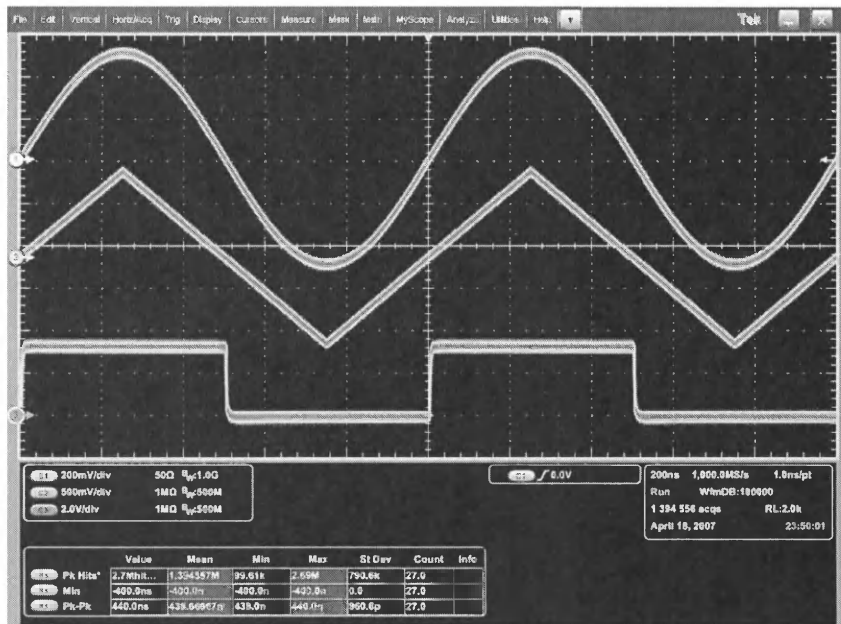


Рис. 2.81. Осциллограммы трех сигналов генератора AFG3252, снятые с экрана цифрового осциллографа TDS 7000 в режиме использования «цифрового фосфора»

Осциллографы TDS 7000 наряду с обычными осциллограммами (см. примеры ниже) позволяют использовать осциллограммы, полученные в режиме применения так называемого «цифрового фосфора» – цифровой имитации послесвечения экрана электронно-лучевой трубки. Именно этот режим применен при получении осциллограмм рис. 2.81. Он позволяет фиксировать возникновение аномалий в сигналах, например пропусков или выбросов. Как видно по рис. 2.81, таких аномалий у сигналов генератора AFG3252 нет (да и не должно быть). Однако заметное расширение линий осциллограмм свидетельствует о наличии шумовых компонентов в каждом из трех сигналов. Яр-

кие линии (в оригинале они ярко-красные) указывают на границы шумовых полосок осциллограмм.

Высокая разрешающая способность осциллограмм осциллографов TDS 7000 позволяет наблюдать мелкие погрешности формы импульсов генераторов и судить о правильности установок приборов. На рис. 2.82 показан просмотр сигналов при установке входов осциллографа в состояние с входным сопротивлением 50 Ом. Обратите внимание на прекрасную форму треугольного сигнала, осциллограмма которого для лучшего просмотра увеличена по вертикали. ТТЛ-импульсы просматриваются на несогласованном (высокоомном) входе и потому имеют заметные выбросы и колебания после их фронтов (перепадов).

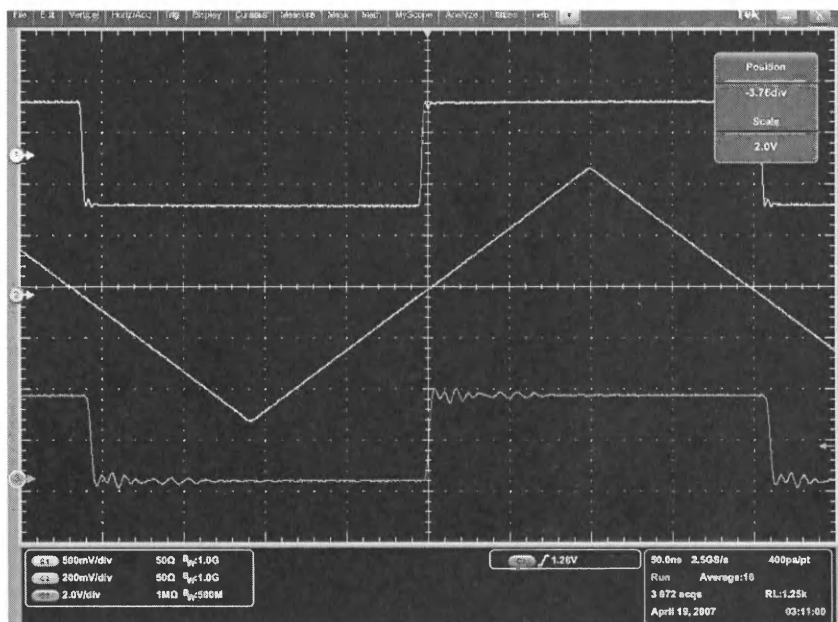


Рис. 2.82. Пример просмотра сигналов при 50-омных входах осциллографа (вход для ТТЛ-сигнала высокоомный)

Рисунок 2.83 иллюстрирует получение на выходах каждого из двух каналов генератора AFG3252 пачек импульсов разной формы и разной длительности. Это полезно при испытании двухканальных устройств. Вообще, надо отметить, что у генераторов AFG3252 преду-

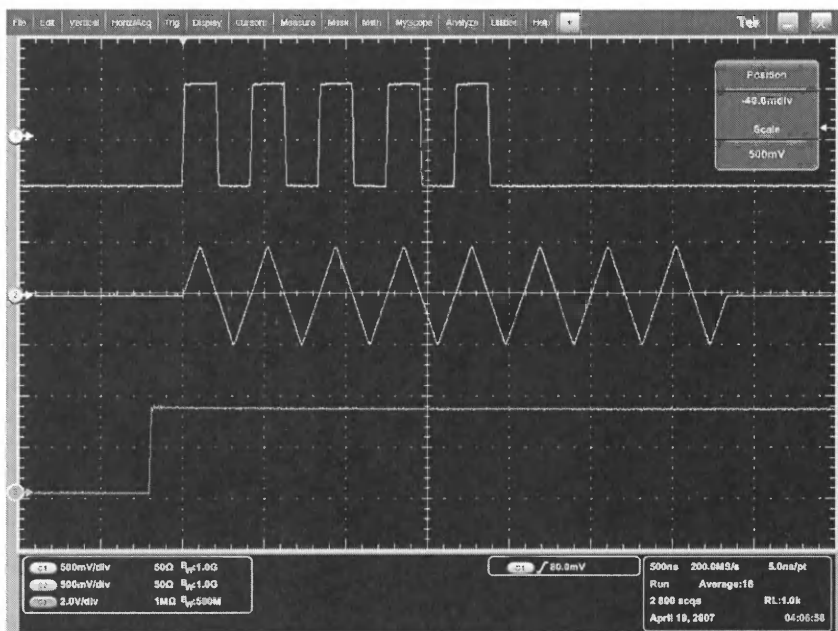


Рис. 2.83. Пример получения двух пачек импульсов разной формы и разной длительности

смотрены возможности синхронизации нескольких устройств и их запуска для получения многоканальных импульсных последовательностей.

Рисунок 2.84 иллюстрирует еще одну интересную и полезную возможность генераторов серии AFG3000 – формирование амплитудно-модулированных сигналов прямоугольной формы. Обратите внимание на то, что вершины импульсов уже не горизонтальны, они являются вырезками синусоидального модулирующего сигнала. Фактически это значит, что сигнал теряет прямоугольность формы. Возможности генерирования АМ-сигналов синусоидальной формы уже отмечались – см. главу 1.

Приведем еще один пример совместной работы двух каналов, показанный на рис. 2.85. На одном канале задан выход гауссовского сигнала, а на другом – сигнала функции  $\sin(x)/x$ . Как и в других примерах, для очистки сигнала от шумов как генератора, так и цифрового осциллографа используется режим усреднения осциллограмм: Average = 16.

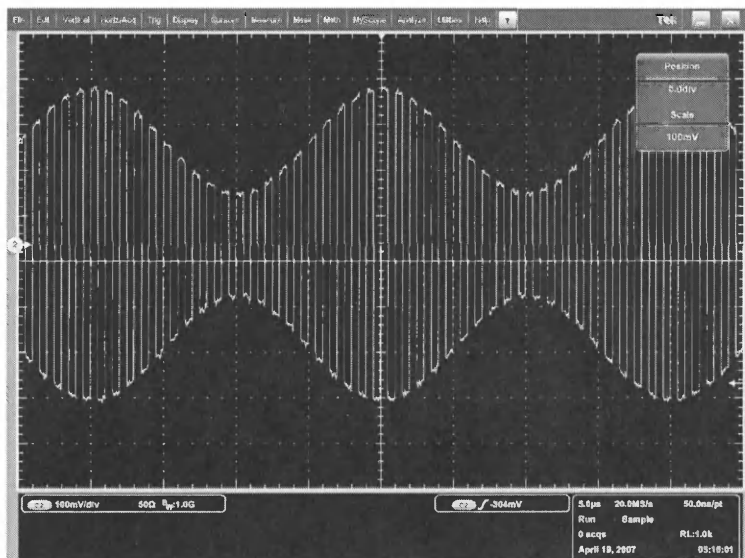


Рис. 2.84. Осциллограмма AM сигнала прямоугольной формы

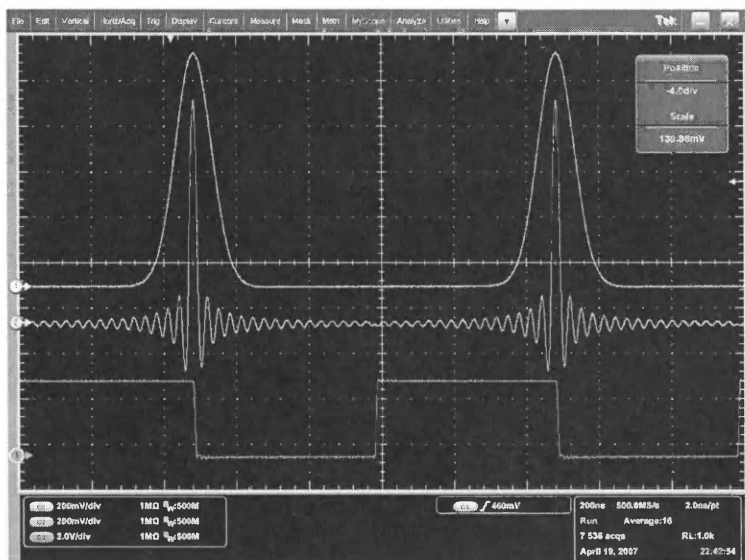


Рис. 2.85. Осциллограммы сигналов двух функций: Гаусса (сверху) и  $\sin(x)/x$  (снизу)

Наличие у двухканальных генераторов двух выходов облегчает отладку многих устройств и позволяет организовать проверку их некоторых специфических возможностей.

## 2.10. Генераторы серии DG5000 фирмы RIGOL

### 2.10.1. Основные возможности генераторов DG5000

Новый модельный ряд генераторов DG5000 включает в себя 3 двухканальные модели – DG5352 (350 МГц), DG5252 (250 МГц), DG5102 (100 МГц) и 3 одноканальные модели – DG5351 (350 МГц), DG5251 (250 МГц), DG5101 (100 МГц). Внешний вид генераторов показан на рис. 2.86. Генераторы имеют графический ЖК TFT-дисплей с высо-



Рис. 2.86. Внешний вид генераторов серии DG5000 фирмы Rigol Technologies спереди (верхний рисунок) и сзади (нижний рисунок)

кой разрешающей способностью, размером по диагонали 11 см (4,3 дюйма) и с 16 млн цветов. Он отображает форму сигнала, значения установленных параметров, карту кодоимпульсной модуляции сигнала и другие данные о работе генератора.

Приборы имеют ставший уже стандартным для цифровых приборов интерфейс пользователя, похожий на примененный в генераторах AFG3000, но с несколько иным расположением групп кнопок. Генераторы DG5000 довольно громоздки, хотя и не тяжелые приборы – длина их корпуса чуть более полуметра, а вес около 4,3 кг. Основные характеристики генераторов (для шести моделей) приведены ниже в табл. 2.1.

**Таблица 2.1. Основные характеристики генераторов DG5000**

| Модель                       | DG5352   | DG5351 | DG5252  | DG5251 | DG5102  | DG5101 |
|------------------------------|--|--------|---------|--------|---------|--------|
| Каналов                      | 2  | 1      | 2       | 1      | 2       | 1      |
| Максимальная частота (синус) | 350 МГц  |        | 250 МГц |        | 100 МГц |        |
| Скорость выборки             | 1 Гвыб/с   |        |         |        |         |        |
| Длина сигнала                | от 2 до 128 млн точек                                |        |         |        |         |        |
| Resolution                   | 1 мГц  |        |         |        |         |        |
| Амплитуда                    | 5 мВпп ~ 10 Впп (50 Ом), 10 мВ ~ 20 Впп (нагрузка 4) |        |         |        |         |        |
| Разрядность                  | 14 бит   |        |         |        |         |        |
| Интерфейсы                   | USB Host(2), USB Device, GPIB, LAN                   |        |         |        |         |        |
| Размеры (W×H×D)              | 230×106×501 мм                                       |        |         |        |         |        |
| Вес                          | 4,3 кг (без упаковки)                                |        |         |        |         |        |

Генераторы DG5000 – без всякого преувеличения многофункциональные приборы [294]. Они полностью заменяют аналоговые функциональные генераторы и позволяют получать на выходе сигналы разнообразных форм. Среди них: синусоида, меандр, пила, треугольник, прямоугольный импульс с заданной скважностью, шумовой, кардиосигнал,  $\sin(x)/x$  (Sinc), экспоненциальное возрастание и убывание, напряжение постоянного тока и сигналы произвольной формы. На рис. 2.87 показано окно дисплея генератора в режиме генерации сигналов стандартной формы – задана генерация сигнала  $\sin(x)/x$  с частотой 1000 кГц, на высокоомной нагрузке в канале CH1. Канал CH2 отключен.

Двухканальные генераторы позволяют получать два сигнала с различной формой и различными параметрами. На рис. 2.87 показан случай, когда во втором отключенном канале CH2 задано получение

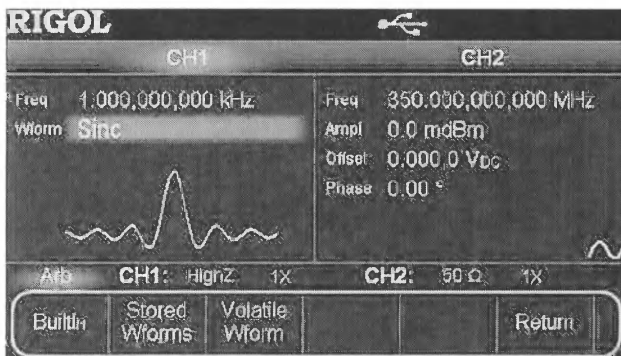


Рис. 2.87. Экран дисплея генератора DG5000 при установке на генерацию сигнала Sinc

синусоидального сигнала с частотой 350 МГц и нулевой амплитудой (она может измеряться в децибелах мощности) при сопротивлении нагрузки 50 Ом. Включенный канал подсвечивается красным фоном. При генерации импульсов прямоугольной формы (меандра или импульсов с изменяемой скважностью) минимальные времена нарастания и спада составляют 2,5 нс в старших моделях и 3 нс в младших.

На генерацию сигналов произвольной формы стоит обратить особое внимание. Форма сигнала может задаваться таблицей уровней сигналов как с передней панели приборов, так и с помощью специальных программ – систем компьютерной математики, например MATLAB. Кроме того, есть возможность использования для задания формы сигналов осциллограмм от любого осциллографа компании Rigol.

В приборах используются 14-битные цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) с довольно высокой частотой дискретизации 1 Гвыб/сек. Она лишь вдвое ниже, чем у старших моделей генераторов серии AFG3000 компании Tektronix. Форма произвольных сигналов задается по точкам, число которых может достигать 128 млн (у генераторов AFG3000 до 131 072 точек). Это позволяет получить непревзойденное качество сформированного сигнала с высоким разрешением как по вертикали, так и по горизонтали.

В штатных возможностях генераторов присутствуют следующие виды модулированных сигналов: амплитудная модуляция (AM), частотная модуляция (FM), фазовая модуляция (PM), амплитудная манипуляция (ASK), частотная манипуляция (FSK), фазовая манипуляция (PSK).



ляция (PSK), широтно-импульсная модуляция (PWM). Генераторы DG5000 могут работать в режиме выдачи пачек импульсов, а также в режиме выдачи сигнала со скачкообразным изменением частоты Freq Hop – рис. 2.88.

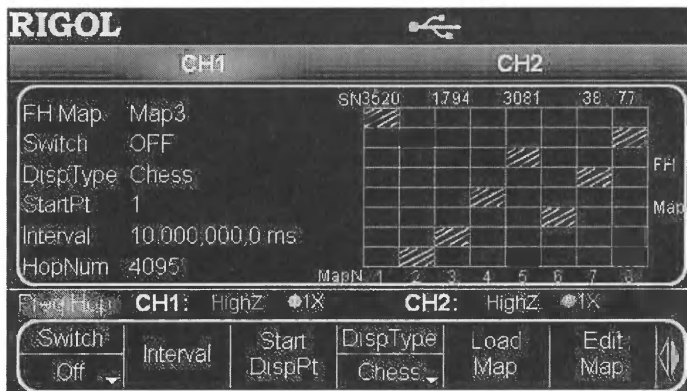


Рис. 2.88. Экран дисплея генератора в режиме Freq Hop (скачкообразное изменение частоты по заданному закону)

## 2.10.2. Возможности генерации сигналов с кодоимпульсной модуляцией

Генераторы DG5000 обладают уникальными возможностями по работе с сигналами с кодоимпульсной модуляцией. Они содержат встроенный IQ-модулятор и позволяют получать следующие виды кодоимпульсной модуляции: BPSK, QPSK, OQPSK, 4DQPSK, 8PSK, D8PSK, 16PSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM. При использовании этих видов модуляции на экране дисплея отображается функциональная схема получения сигналов с тем или иным видом модуляции – см. рис. 2.89.

Уникальной является возможность генераторов серии DG5000 генерировать сигналы с кодоимпульсной модуляцией, используя встроенный IQ-модулятор. Пример этого для модуляции 8PSK показан на рис. 2.90. Значения I и Q, представленные в таблице, могут устанавливаться цифровыми клавишами на передней панели генератора.

При использовании кодоимпульсной модуляции обычно пользуются картами, которые строятся в плоскости с осями Q и I. У приборов есть возможность создавать, выбирать и редактировать карту

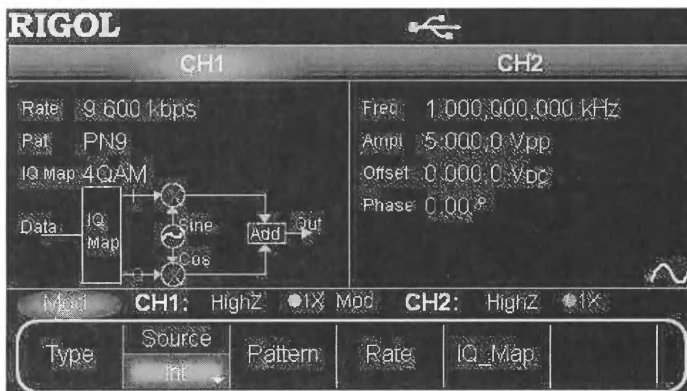


Рис. 2.89. Экран дисплея с примером задания квадратурной кодоимпульсной модуляции 4QAM



Рис. 2.90. Экран дисплея с примером редактирования данных модуляции 8PSK

и схему IQ-модуляции. Такие карты позволяют строить и редактировать генераторы серии DG5000, что показано на рис. 2.91.

Следует отметить, что максимальные частоты характерны только для синусоидальных сигналов. При этом максимальная амплитуда 10 Впп (от пика до пика) на нагрузке 50 Ом возможна до частот 100 МГц, на более высоких частотах она падает. Данные об этом можно найти в инструкции по эксплуатации генераторов. Максимальные частоты прямоугольных симметричных импульсов (меандра) примерно вдвое ниже (до 120 МГц). Частота повторения треугольных

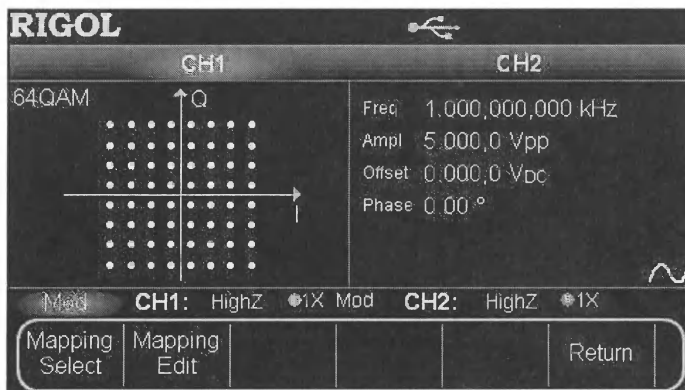


Рис. 2.91. Карта модуляции QAM64 на экране дисплея генератора DG5000

импульсов с нормированной нелинейностью – до 1 МГц. В звуковой полосе частот от 10 Гц до 20 кГц коэффициент нелинейных искажений синусоидального сигнала не превышает 0,5%, так что на роль генератора звуковых частот с малым коэффициентом нелинейных искажений генераторы серии DG5000 не претендуют.

### 2.10.3. DG5000 в роли генератора качающейся частоты

Приборы DG5000 могут использоваться в качестве генераторов качающейся частоты (свип-генераторов) с заданием времени качания, начальной и конечной частот и времени удержания. Экран дисплея для этого вида работы (работает канал CH1) показан на рис. 2.92. В этом режиме совместно с осциллографом генератор может применяться для построения амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) различных компонентов, устройств и систем.

Как и большинство моделей, выпускаемых компанией Rigol, генераторы серии DG5000 могут управляться по интерфейсу LAN с поддержкой стандарта LXI – класс C (что позволяет использовать их в автоматизированных измерительных системах), имеют интерфейсы USB-host (2 разъема), USB-device, GPIB. Наличие этих интерфейсов позволяет без проблем работать с модулями флэш-памяти и персональными компьютерами.

Опционально генераторы DG5000 могут поставляться с модулем цифрового ввода-вывода. Есть возможность подключить модуль



Рис. 2.92. Экран дисплея при задании режима качания частоты

цифрового вывода на 16+2 каналов совместно с аналоговым каналом, позволяющий восстановить наиболее широко распространенные в повседневной практике смешанные сигналы. Интерфейс генераторов многоязычный, есть встроенная система подсказок.

## 2.11. Генераторы сигналов произвольной формы класса AWG

### 2.11.1. Сравнение генераторов класса AFG и AWG

Как уже отмечалось, генераторы класса AWG (Arbitrary Waveform Generator), в отличие от генераторов класса AFG, основаны на более простом способе задания адресов, что обеспечивает получение сигналов типовых форм, но несколько меньшие возможности управления ими. Корпорация Tektronix ранее выпускала серии таких генераторов AWG400/500/700. В настоящее время они заменены серийно выпускаемыми генераторами серий AWG5000/7000 [47, 48]. Высокие (до 20 Гвыб/с) скорости выборки у приборов AWG7000 достигнуты за счет применения технологии сверхбыстрых переключающих гетероприборов на германии и арсениде галлия.

Для уменьшения шума квантования у генераторов класса AWG на выходе ЦАП используется фильтр, срезающий высокие частоты и уменьшающий ступенчатость выходных импульсов. Однако это препятствует получению импульсов с предельно малой длительностью

фронтов. Поэтому предусмотрено отключение фильтра для получения таких импульсов.

## 2.11.2. Генераторы серии AWG7000

В отличие от генераторов серии AFG3000, генераторы AFG7000 являются довольно громоздкими и тяжелыми стационарными приборами. Это неудивительно, если учесть уникальные характеристики этих приборов – они предназначены для формирования сложных сигналов произвольной формы при рекордных значениях скорости выборки, достигающих 20 Гвыб/с у старой модели этой серии AWG7102.

Серия генераторов AWG7000 представлена четырьмя моделями: AWG7102, AWG7101, AWG7052 и AWG7051. Две из них одноканальные, а две двухканальные. Двухканальные модели позволяют формировать сигналы с разными параметрами на обоих основных выходах – как асинхронные, так и синхронные.

Передняя панель и органы управления у генераторов серии AWG7000 (рис. 2.93) напоминают таковые для генераторов AFG3000. Управление прибором кнопочное, но есть и универсальная поворотная ручка.

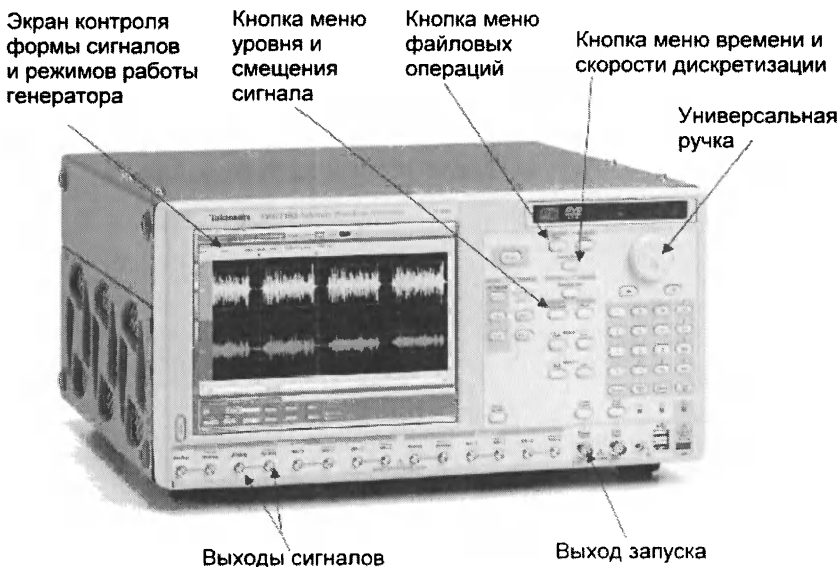


Рис. 2.93. Внешний вид и органы управления генератором AWG7102

Для создания сложных сигналов генераторы позволяют создавать их образцы (шаблоны или паттерны) и сохранять их в памяти и в виде файлов. Генераторы оснащены 10,4-дюймовым сенсорным жидкокристаллическим дисплеем, который наряду с отображением различных установок позволяет отображать форму генерируемых сигналов. Как и у генераторов AFG3000, интерфейс генератора AWG7000 интуитивно понятен, хотя и не так просто, как у AFG3000.

Длина сигнала у генераторов этого типа может достигать 32 400 000 точек, но с опцией 01 может быть увеличена вдвое. Такая огромная длина сигнала означает, что с помощью генераторов серии AWG7000 можно формировать сложнейшие тестовые сигналы с десятками миллионов перепадов. При этом частота таких сигналов в целом и в их фрагментах может намного превышать частоту стандартных сигналов (например, синусоидальных), которые встроены в память прибора.

Фильтр на выходе ЦАП у генераторов AWG7102 ограничивает аналоговую полосу пропускания на уровне 750 МГц, что позволяет формировать импульсы без заметных шумов квантования со временем нарастания 350 пс. При отключении фильтра в режиме прямого выхода с АЦП аналоговая полоса расширяется до 3,5 ГГц, а время нарастания импульсов (на уровнях отсчета от 20% до 80%) уменьшается до 75 пс. Наконец, с опцией 02 ВЧ-выхода полоса расширяется до 5,8 ГГц, а время нарастания уменьшается до 42 пс. Амплитуда импульса 2 В. Таким образом, генераторы обеспечивают формирование импульсов субнаносекундной длительности.

Генераторы AWG7000 имеют 10-битовое кодирование по уровню сигнала, а в случае использования так называемых *маркерных выходов* (по 2 на каждый каналный выход) разрядность кодирования снижается до 2, но это позволяет получать на маркерных выходах дополнительные цифровые сигналы и применять генераторы как источники *смешанных сигналов* – аналоговых и логических (цифровых). В ряде случаев они заменяют весьма редкие и дорогие генераторы логических сигналов, необходимые для тестирования и отладки логических и цифровых устройств высокого быстродействия.

Генераторы имеют встроенный персональный компьютер с операционной системой Windows XP. Это позволяет использовать для задания нужных форм импульсов программы компьютерной математики, такие как Excel, MATLAB и Mathcad.

### 2.11.3. Генераторы серии AWG5000

Новая серия генераторов AWG5000 (ее выпуск объявлен в марте 2007 г.) построена на основе платформы AWG7000. Новые приборы двух- или четырехканальные [48]. Выход каждого канала дополнен двумя *маркерными выходами* цифровых сигналов. Кроме того, возможно расширение числа цифровых выходов до 28. Таким образом, при разработке этой серии генераторов упор сделан на увеличение числа каналов и получение смешанных сигналов. Это позволяет использовать генераторы для отладки систем, для испытания которых нужны одновременно аналоговые и цифровые сигналы. Генераторы могут применяться для тестирования логических анализаторов и осциллографов смешанных сигналов.

Внешний вид генераторов серии AWG5000 представлен на рис. 2.94. Он имеет много общего с внешним видом генераторов серии AWG7000, примерно одинаковы габариты приборов и их масса. Приборы имеют сенсорный дисплей с размером по диагонали 10,4 дюйма. Это позволяет управлять ими не только через органы передней панели и с ПК, но и с помощью палочки-стило и даже просто пальца.



Рис. 2.94. Внешний вид серии генераторов AWG5000

Максимальная частоты выборки у генераторов AWG5000 ограничена значениями 0,6 или 1,2 Гвыб/с, что на порядок меньше, чем у генераторов серии AWG7000. Это значит, что генераторы серии AWG5000 не рассчитаны на очень высокие частоты сигналов. Максимальный размер памяти отсчетов сигналов 16 Мб с возможностью расширения до 32 Мб. Разрешение по вертикали соответствует 14 бит, но уменьшается при применении маркерных выходов, полезных при генерации многоканальных сигналов.

Приборы обеспечивают выходной сигнал с амплитудой до 4,5 В (от пика до пика) или до 9 В при дифференциальном выходе при сопротивлении нагрузки 50 Ом и времени нарастания прямоугольных импульсов 0,95 нс (при отсчете на уровнях 10% и 90% от амплитуды). Сигнал на маркерных выходах имеет амплитуду до 3,7 В на нагрузке 50 В и время нарастания до 300 пс (на уровнях 20% и 80% от амплитуды) при уровне сигнала до 1 В. Аналоговая полоса частот у этих генераторов с фильтром равна 250 МГц, без фильтра 350 МГц.

К типовым видам модуляции (АМ, ЧМ, ФМ и импульсная) добавляется возможность осуществления квадратурной модуляции высокого качества, а также возможность создания ряда сигналов для типовых применений импульсов – запуска светодиодов, индикаторных панелей, АЦП и ЦАП и т. д. Генераторы также оснащены 10,4-дюймовым сенсорным жидкокристаллическим дисплеем, который наряду с отображением различных установок позволяет отображать форму генерируемых сигналов.

Генераторы серии AWG5000 заменяют ранее выпущенные генераторы серий AWG400/500. Они являются идеальным решением для испытания и отладки современной цифровой аппаратуры, например программно-определяемой радиосвязи (software defined radio), беспроводных систем связи WIMAX и WiFi, MIMO и UWB.

Генераторы имеют встроенный персональный компьютер с операционной системой Windows XP. Это позволяет использовать для задания нужных форм импульсов программы компьютерной математики, такие как Excel, MATLAB и Mathcad. Для подключения к внешнему ПК генераторы имеют 6 портов USB и интерфейсы GPIB и LAN. Приборы имеют схемный жесткий диск, приводы CD-RW и DVD-R и порты для подключения клавиатуры и мыши.



## 2.12. Генераторы сигналов сложной формы (паттернов)

### 2.12.1. Функциональная схема генератора паттернов

К отдельной разновидности генераторов сигналов произвольной формы относятся генераторы класса Data Pattern Generator – *генераторы паттернов данных*. Паттерны данных представляют собой многоканальные наборы данных, имитирующих сигналы логических и цифровых устройств. Такие генераторы составляют часть анализаторов логических состояний цифровых устройств, но существуют и как самостоятельные приборы. К примеру, корпорация Tektronix выпускает серии DG таких генераторов.

Функциональная схема генераторов этого класса показана на рис. 2.95. Центральным узлом генераторов является память паттернов. С помощью генератора адресов из памяти последовательностей извлекаются типовые последовательности адресов, и из памяти образцов выбирается нужный набор, из которого формируются импульсы одного канала. Как правило, все подобные генераторы многоканальные.

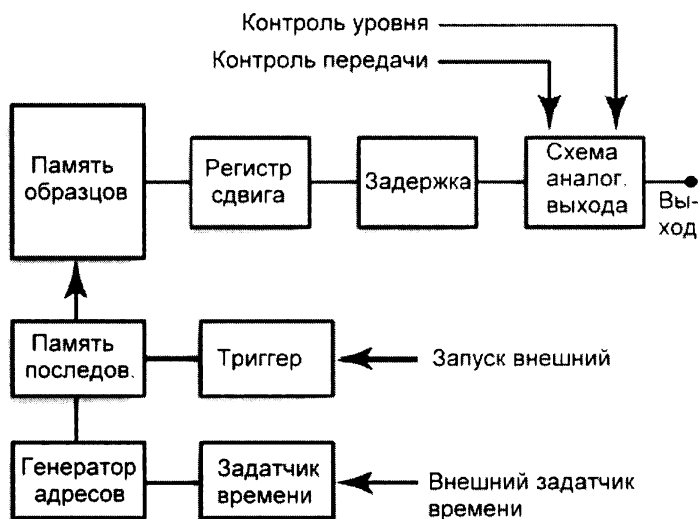


Рис. 2.95. Функциональная схема генератора паттернов данных

Генераторы паттернов данных – достаточно сложные и дорогие приборы. Они используются в лабораториях, где ведутся серьезные разработки цифровых и логических устройств, а также в промышленности на предприятиях, производящих такие устройства. Определенную конкуренцию этим приборам ныне составляют многочисленные приставки к ПК, выполняющие функции анализаторов логики.

## 2.12.2. Генераторы цифровых сигналов фирмы Tektronix

Генераторы DG2020A относятся к наиболее простым представителям генераторов произвольных цифровых сигналов – паттернов. Внешний вид генератора DG2020A показан на рис. 2.96. Для расширения числа выходов генератора используются приставки, подключаемые к прибору кабелем.



Рис. 2.96. Генератор Tektronix DG2020A с приставками расширения

Генераторы имеют скорость передачи данных до 200 Мбит/с и рассчитаны на создание логических и цифровых сигналов с умеренной скоростью передачи. Длина паттернов составляет 64 Кбит на канал. Число каналов у генератора DG2020A – 12, 24 или 36. Предусмотрен

точный контроль состояний, уровня и временной задержки сигналов. Уровень сигналов до 5 В (от пика до пика), время перехода из одного состояния в другое 2 нс. Возможны импорт паттернов с помощью программы DG-link и интеграция с ПУ с помощью интерфейсов GPIB и RS-232C.

Генераторы серии DG5078/5274/DTG5334 являются комбинацией источников цифровых сигналов (паттернов), импульсных сигналов и сигналов постоянного напряжения. Внешний вид серии генераторов представлен на рис. 2.97.

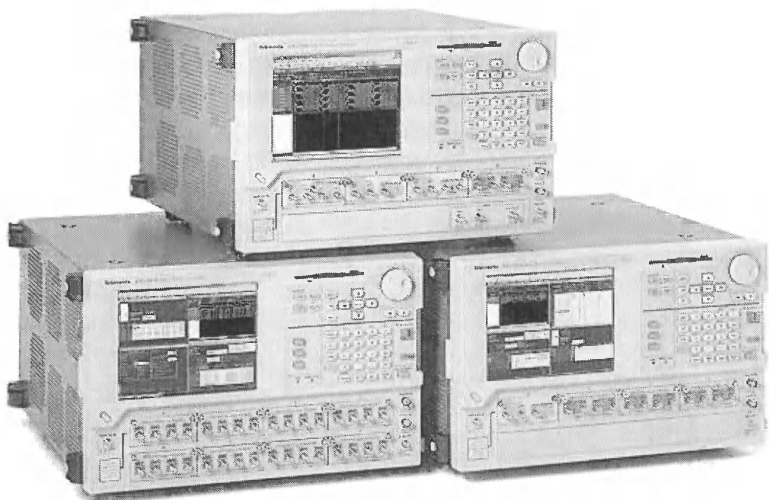


Рис. 2.97. Внешний вид серии генераторов DG5078/5274/DTG5334

Генераторы этого типа высокоскоростные и способны формировать логические сигналы со скоростью передачи 3,35 Гбит/с при использовании от 1 до 96 каналов. Разрешение по времени составляет 0,2 пс (DTG5274/DTG5334) и 1 пс (DTG5078), временная задержка может устанавливаться до 600 нс. Длина паттерна для каждого канала может достигать 64 МБ. Амплитуда выходного сигнала контролируется с разрешением в 5 мВ. Вид экрана генератора DTG5000 с видимыми на нем формами генерируемых импульсных последовательностей показан на рис. 2.98.

Генераторы имеют модульную конструкцию, легко обеспечивающую наращивание числа каналов и реализацию различных возможностей генераторов. Например, с помощью модулей DTGM31 и

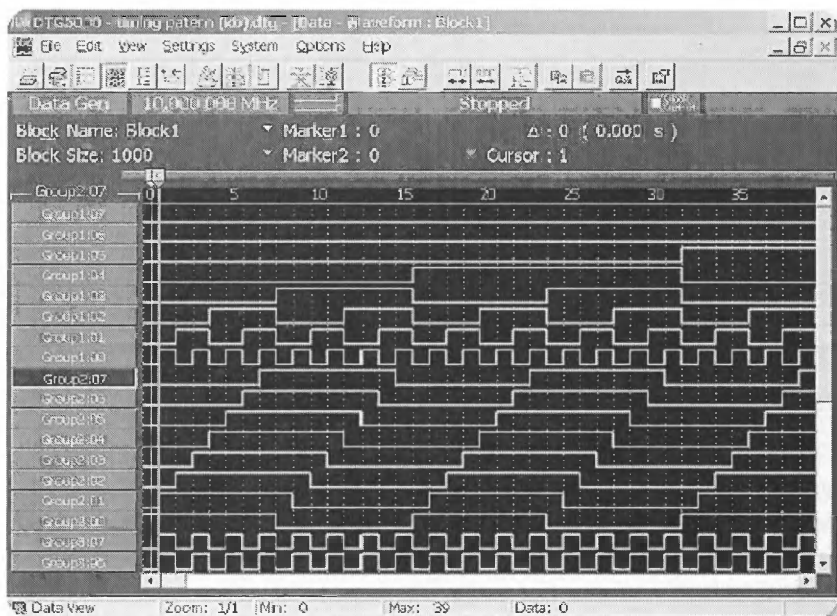


Рис. 2.98. Вид экрана генератора DTG5000

DTGM32 можно ввести в сигналы заданную временную нестабильность – джиттер.

Основные применения генераторов этой серии;

- контроль высокоскоростных полупроводниковых устройств;
- поддержка устройств, выполненных на микросхемах от TTL (TTL) до LVDS;
- отладка высокоскоростных системных шин PCI-Express;
- контроль последовательных скоростных интерфейсов Serial ATA;
- исследование и отладка магнитных и оптических устройств записи информации;
- испытание высокоскоростных устройств преобразования информации;
- исследование, проектирование и тестирование новой генерации HDD, DC/DVD, Blue-ray и др.;
- имитация джиттера и испытание цифровых и логических устройств на чувствительность к джиттеру.

Генераторы имеют встроенные компьютеры. Для интеграции с внешними ПК генераторы имеют ряд средств: встроенные накопите-

ли на гибком диске и CD-ROM, стандартные интерфейсы локальной сети LAN и порты последовательной шины USB.

Наряду с их собственным программным обеспечением все генераторы серий AWG500/7000, DTG5000 и ряда других моделей поддерживаются ранее описанной программой ArbExpress. Список поддерживаемых моделей генераторов содержится в окне их выбора программы ArbExpress.

Программа поддерживает также импорт сигналов от ряда осциллографов фирмы Tektronix. Работа программы была детально описана выше на примере применения массовых генераторов произвольной формы AFG3000 и осциллографов TDS 1000B/2000B.

### **2.12.3. Генератор импульсов/паттернов серии 3400 фирмы Keithley**

Фирма Keithley [248], один из лидеров выпуска измерительных приборов для полупроводниковой промышленности и нанотехнологий, выпускает генератор импульсов/паттернов серии 3400. Генератор обеспечивает:

- генерацию импульсов и сложных последовательностей импульсов (паттернов);
- формирование импульсов стандартных форм с программным заданием их параметров (длительности, частоты, периода, времени нарастания и спада и т. д.);
- генерацию импульсов в частотном диапазоне от 1 мГц до 165 МГц;
- длительность импульсов от 3 нс до 1000 с с минимальным временем нарастания и спада менее 2 нс;
- режимы работы: генерацию стандартных импульсов, серий импульсов, паттернов и работу с внешними расширениями.

# Методы генерации и генераторы субнано- и пикосекундных импульсов



В этой главе рассматриваются основные методы генерации импульсов с длительностью фронтов порядка 1 нс и менее, то есть субнаноимпульсов и импульсов с пикосекундными временами нарастания (от 1 до 1000 пс). Преодоление барьера в 1 нс стало возможным за счет использования новых физических явлений, обнаруженных в полупроводниковых приборах, и новых приборов, в которых эти явления практически используются.

## 3.1. Методы генерации перепадов и импульсов сверхмалой длительности

### 3.1.1. Основные методы генерации импульсов сверхмалой длительности

Барьер по времени переключения в 1 нс оказался для классической схемотехники импульсных устройств на дискретных активных приборах (электронных лампах и транзисторах) практически непреодолимым [59–62]. Из огромного множества таких устройств (усилителей-ограничителей, мультивибраторов, блокинг-генераторов и т. д.) очень трудно найти устройства, сумевшие уверенно преодолеть этот барьер даже для длительности фронтов генерируемых импульсов в 1 нс и менее.

Так, из обычных биполярных транзисторов для построения генераторов с субнаноимпульсной длительностью фронта неэффективными оказались даже СВЧ-биполярные транзисторы с частотами в единицы–десятки гигагерц, работающие в обычном ключевом режиме работы. Высокие рабочие частоты (до 10–20 ГГц) у них реализованы только в резонансных схемах, работающих в сравнительно узком диапазоне частот. В этом случае паразитные емкости транзисторов

удаётся компенсировать индуктивными цепями. Но данный метод не подходит для создания импульсных генераторов, цепи которых не резонансные, а апериодические. Более того, наличие резонансных согласующих цепей в СВЧ-транзисторах ведет к сильному искажению формы коротких перепадов и возникновению у них колебательных процессов.

Известно, что минимальное время нарастания импульсов в ключевых схемах на биполярных транзисторах примерно равно постоянной времени транзистора  $\tau_T \approx \tau_\alpha$ . Это соответствует случаю, когда ключ управляется перепадом тока с той же амплитудой, что и создает на выходе. Подобный случай имеет место в обычных триггерах и мультивибраторах при использовании в коллекторно-базовых цепях ускоряющих конденсаторов. Однако данная постоянная времени и граничная частота  $f_T = 1/\tau_T$  сильно зависят от тока эмиттера, поскольку накопленный в базе транзистора заряд первичных носителей вызывает смещение границы коллекторного перехода к контакту коллектора. В результате при больших токах эмиттера ширина базовой области растет, а  $f_T(I_E)$  сильно падает. Эта зависимость дается в справочных данных на большинство транзисторов, а вызывающий ее физический эффект получил название эффекта Кирка [124].

Для получения времени нарастания в 1 нс надо, чтобы при используемых токах транзистор имел  $f_T$  около 1 ГГц. Это в идеале. На практике время нарастания возрастает из-за влияния паразитных емкостей и индуктивностей и резко увеличивается из-за эффекта Кирка.

Один из первых советских серийных генераторов наносекундных импульсов Г6-22 формировал импульсы с амплитудой до 15 В при длительности импульса 5 нс (длительность переднего фронта 3 нс, заднего 2 нс) при частоте повторения 10–110 МГц. При этом прибор имел габариты 496×475×295 мм и массу 32 кг!

О трудностях применения обычной схемотехники, даже на основе специализированных импульсных интегральных микросхем, говорит и опыт. Советские генераторы импульсов Г5-78 и Г5-85 обеспечивали время нарастания импульсов 1 и 0,25 нс при максимальной амплитуде импульсов соответственно 5 и 2 В. Заметим, что конструкция таких приборов осложняется требованиями тщательного согласования всех внутренних блоков и необходимостью работать с 50-омными входными и выходными сопротивлениями блоков, а не только выхода генератора [29].

Маломощные полевые транзисторы (даже интегральные терагерцевые) не позволяют создавать измерительные генераторы им-

пульсов с амплитудой порядка 5 В на нагрузке 50 Ом при времени нарастания менее 1 нс. Тут причиной этого являются малые рабочие напряжения (порядка 1–2 В и малые рабочие токи (доли мА) у таких микротранзисторов. Между тем для получения указанных уровней напряжения на стандартном сопротивлении 50 Ом нужен ток хотя бы в 100 мА.

Эти ограничения относятся и к интегральным гетеропереходным Si-Ge транзисторам – рекордсменам по скорости переключения, уверенно преодолевающим барьер по времени переключения в 1 пс. В составе монолитных микросхем они обеспечивают время переключения порядка единиц пикосекунд, но работу на реальную нагрузку в 50 Ом не обеспечивают. К тому же в виде дискретных приборов они не выпускаются. Это справедливо и для сверхскоростных GaAs биполярных транзисторов (HBT).

Маломощные дискретные полевые транзисторы имеют быстродействие еще хуже, чем биполярные транзисторы. Это связано с тем, что у них внешние емкости структуры намного превосходят собственные емкости ее. К тому же рабочие токи дискретных маломощных полевых транзисторов обычно не превышают 10–20 мА. У них хуже и ключевые свойства, в частности намного выше остаточное напряжение (единицы вольт против 0,1–0,2 В у биполярных транзисторов в режиме насыщения).

Намного лучше ситуация с применением в импульсных устройствах высокого быстродействия мощных полевых кремниевых транзисторов с токами более 0,1 А и рабочими напряжениями в десятки вольт. Благодаря полевому механизму управления током многие из таких СВЧ-транзисторов уверенно переходят барьер по времени переключения в 1 нс [33–35]. Правда, для этого нужно запускать сами транзисторы импульсами с длительностью фронта в единицы наносекунд и амплитудой порядка 10 В. Однако время переключения силовых (десятки ампер) и высоковольтных (сотни вольт) мощных полевых транзисторов – не меньше десятков наносекунд, а их входная емкость достигает сотен и даже тысяч пикофард.

Серийные GaAs полевые транзисторы с затвором на основе барьера Шоттки уверенно обеспечивают время переключения менее 1 нс при рабочих токах в доли–единицы А [35]. Но уровень рабочих напряжений у них мал – менее 10 В. Препятствием к применению этих приборов (как и мощных кремниевых транзисторов) являются необходимость построения высокоскоростных схем запуска и дороговизна приборов.



В связи с указанным традиционным является построение импульсных устройств с субнаносекундными длительностями фронтов импульсов на специальных активных приборах, основанных на новых физических явлениях, обеспечивающих получение сверхмалого времени переключения при достаточно высоких напряжениях и токах. Именно такие приборы и методы построения схем на них рассматриваются ниже. При этом предпочтение отдается широко распространенным импульсным устройствам малой и средней мощности, которые слабо описаны в литературе.

Большие надежды в свое время возлагались на туннельные диоды – приборы, имеющие N-образные ВАХ. Такая характеристика создается за счет суммарного тока через диод – туннельного и диффузионного. Туннельный эффект практически безынерционен и формирует участок падающей проводимости, на котором  $dI/dU < 0$ . Это позволяет создавать на туннельных диодах быстро переключающиеся схемы и индуктивные релаксационные генераторы. Однако эти приборы принципиально низковольтные – создаваемые ими перепады напряжения составляют доли вольт.

Применение германиевых туннельных диодов в формирователе перепадов дает возможность получать перепады с длительностью около 30–50 пс при амплитуде 0,2–0,5 В на нагрузке 50 Ом. Арсенид-галлиевые туннельные диоды чуть более «высоковольтные» – они обеспечивают создание перепада напряжения до 1–1,2 В. Отечественная промышленность выпускает достаточно большую номенклатуру туннельных диодов [25, 26].

Есть ряд способов существенно уменьшить время нарастания импульсов, формируемых обычными полупроводниковыми приборами, такими как лавинные транзисторы, СВЧ-биполярные и мощные полевые транзисторы. Так, уже давно применяются обострители перепадов на основе диодов с накоплением заряда, которые позволяют формировать импульсы со временем нарастания порядка десятков пикосекунд [63]. Еще лучшие результаты получены от обострителей на арсенид-галлиевых диодах [121]. Здесь возможно получение импульсов со временем нарастания и спада вплоть до 1 пс с амплитудой в сотни вольт.

Однако очевидно, что и этот путь не решает задачу кардинально. Кардинальное решение может базироваться на новых физических принципах. К таким решениям относятся оптико-электронные импульсные устройства, у которых сигнал получается благодаря воздействию на широкополосный фотоприемник (лавинный или

*p-i-n*-фотодиод) оптических импульсов с субнаносекундным временем нарастания. При этом носители тока генерируются во всем *p-n*-переходе или в *i*-области одновременно по всей ее ширине, что исключает «медленное» нарастание тока вследствие конечного времени пролета этих областей.

Генерация таких импульсов была реализована давно, когда был обнаружен эффект резкого укорочения фронта оптического импульса при запуске некоторых типов лазерных диодов. Но лишь недавно появились разработки генераторов импульсов с пикосекундными перепадами на основе этого метода создания импульсов.

Данный метод генерации импульсов пригоден для получения импульсов с обычной для измерительных генераторов амплитудой в единицы и, гораздо реже, в десятки вольт. Как правило, подобные генераторы имеют выносной формирователь импульсов. Ныне они, как и генераторы импульсов на лавинных транзисторах, выпускаются фирмой Picosecond Pulse Lab, США. Ее продукцию в России представляет фирма «Прист».

Однако некоторые новые области применения коротких импульсов, такие как видеоимпульсные локаторы и георадары, требуют импульсов с амплитудой от десятков вольт до десятков киловольт. В принципе, такие импульсы можно получать, используя последовательное и комбинированное включение множества лавинных транзисторов и разрядников на других типах полупроводниковых приборов.

Для генерации таких импульсов можно использовать механизм восстановления дрейфовых диодов, описанный Греховым А. И., Кардо-Сысоевым А. Ф. (Физико-технический институт им. Иоффе А. Ф.) и Зиенко С. И. (Смоленский филиал МЭИ) и в работах [106–115]. Возможно также применение TRAPAT (Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit) механизма быстрого переключения диодов (даже у некоторых серийных). Для получения коротких перепадов вначале в течение ограниченного времени через диод пропускается прямой ток, ведущий к накоплению сгустка зарядов (плазмы) в базовой области диода. Затем на диод подается обратное напряжение. Резкое восстановление диода, обусловленное движением плазмы в сильном поле и ее исчезновением, формирует перепад напряжения в десятки пикосекунд с уровнем до сотен и даже тысяч вольт. Теоретические основы этого механизма выключения дрейфовых диодов изложены в [116–118]. Приборы получили название *дрейфовых диодов с резким восстановлением*.

Наиболее мощные и короткие импульсы формируются лавинными диодами и лавинными транзисторами со специальной структурой, использующей эффект задержки лавинного пробоя при подаче на приборы импульсов напряжения с крутизной более  $10^{12}$  В/с. В этом случае из-за задержки лавинного пробоя напряжение на приборе может значительно превысить обычное напряжение лавинного пробоя  $U_M$ . Кроме того, могут возникнуть новые механизмы пробоя на основе движения проводящей плазмы и туннельного эффекта почти во всей толще перехода. При этом время пролета носителей через область объемного заряда перестает играть свою роль во времени переключения, и оно может достигать единиц и даже долей пикосекунды.

Приборы, использующие такие методы генерации пикосекундных импульсов, уже созданы и получили название *SOS-диодов* (Semiconductor Opening Swith). Однако пока это опытные образцы, имеющие вполне очевидный недостаток – для своего запуска они требуют очень коротких и высоковольтных перепадов напряжения, которых самих по себе получить непросто, но можно (например, от схем на лавинных транзисторах или на высоковольтных ключах, возбуждающих резонансный контур).

По устройствам большой мощности, нередко достигающим многих мегаватт и даже тераватт, построенным на весьма специфических активных приборах (взрывающихся проволоках, высоковольтных вакуумных и газовых разрядниках и модулях с полупроводниковыми отключателями), есть своя литература [2, 119–121]. Эта весьма специфическая область импульсных устройств в данной книге не рассматривается. Ныне она вытесняется современными полупроводниковыми коммутаторами, отмеченными выше.

### **3.1.2. Релаксаторы на водородных тиратронах и крайтронах**

Первыми приборами, обеспечившими время переключения порядка 1 нс при значительной амплитуде перепадов (сотни вольт и выше), стали водородные тиратроны [62]. Типичная схема релаксатора на водородном тиратроне показана на рис. 3.1. Напряжение питания релаксатора обычно составляет 1–3 кВ, при этом при отсутствии трансформатора схема формирует импульсы с амплитудой в сотни вольт при разряде накопительного конденсатора  $C$  с емкостью порядка 100 пФ на нагрузку 50–100 Ом и ниже.

Трансформатор дает возможность согласовать тиратрон с нагрузкой, например для получения импульсов большого тока (десятки и

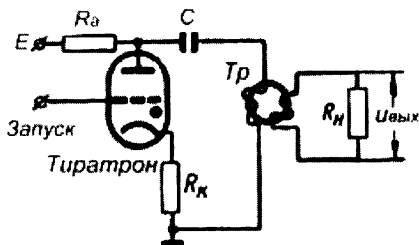


Рис. 3.1. Схема релаксатора на водородном тиратроне

даже сотни ампер). Применение нелинейного трансформатора (на ферритовом кольце) позволяет от такой простой схемы уверенно получать импульсы со временем нарастания до 0,5 нс. Частота повторения импульсов может достигать до 10 кГц. Скорость нарастания на фронте импульсов достигает  $(1-2) \cdot 10^{12}$  В/с.

К сожалению, водородные тиратроны имеют ряд серьезных недостатков: большое время задержки запуска (десятки–сотни наносекунд), невысокую стабильность запуска, большую амплитуду запускающего импульса (порядка сотен вольт), высокое напряжение питания и др. Хотя приборы имеют размеры намного меньшие, чем у высоковольтных вакуумных и газовых разрядников, они больше размеров транзисторов. Это не позволяет предельно укорачивать контур разряда накопительного конденсатора.

Хотя релаксаторы на водородных тиратронах были созданы и подробно описаны еще в 50–60-х годах прошлого века [62], эти уникальные и простые по конструкции приборы дожили до наших дней и широко применяются в ряде серийных приборов – например, в генераторах для запуска антенн видеолокаторов и подпочвенных радаров (георадаров). Постепенно они вытесняются релаксаторами на лавинных транзисторах, лишенными недостатков водородных тиратронов.

Долгожителем оказался и другой газоразрядный прибор – крайтрон [120, 121]. Он был создан как устройство для запуска ядерной реакции в атомных бомбах и потому долгое время относился к закрытым разработкам. Крайтрон является газоразрядным разрядником (в его баллоне находится газ гелий под низким давлением) с холодным катодом и дополнительным электродом, создающим у катода тлеющий разряд. Это обеспечивает сокращение времени задержки включения до 30 нс. Максимальное рабочее напряжение и ток крайтрона достигают 8 кВ и 3 кА.

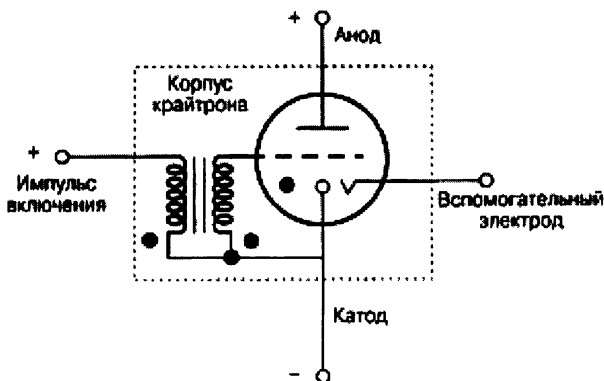


Рис. 3.2. Схема включения крайтрона со встроенным импульсным трансформатором

Крайтроны обеспечивают примерно те же скорости нарастания импульсов, что и водородные тиратроны, но имеют значительно меньшую задержку запуска. Схемотехника импульсных устройств на крайтронах подобна схемотехнике водородных тиратронов и лавинных транзисторов. Нужно лишь позаботиться о питании вспомогательного электрода от источника напряжения (сотни вольт) через высокоомный токоограничивающий резистор.

Для запуска крайтронов прекрасно подходят релаксаторы на лавинных транзисторах. Фирма ALPHALAS создала малогабаритные модули серии HVS, в которых крайтроны запускаются от релаксаторов на лавинных транзисторах [246]. Это позволило уменьшить задержку запуска модулей и повысить временную стабильность запуска. В дальнейшем эти модули будут описаны более подробно.

### 3.1.3. Генераторы коротких импульсов с разрядом формирующего двухполюсника или линии

Релаксатор (рис. 3.1) имеет существенный недостаток – форма импульса на нагрузке сильно отличается от прямоугольной. Обычно она является суперпозицией двух экспонент – экспоненты роста тока при включении активного прибора (тиратрона, лавинного транзистора и т. д.) и экспоненты спада разрядного тока с постоянной времени разрядной цепи. Если эти постоянные времени близки, формируется импульс колоколообразной формы.

Для получения выходных импульсов с достаточно плоской вершиной, по форме близких к прямоугольной, используются генераторы с различными формирующими двухполюсниками. Есть три основных вида таких двухполюсников с сосредоточенными постоянными:

- на основе  $n$  параллельно включенных последовательных  $LC$ -контуров (двухполюсник Гиллемина – рис. 3.3а);
- на основе  $n$  последовательно включенных параллельных  $LC$ -контуров с разделительным конденсатором;
- на основе  $n$   $LC$ -ячеек низкочастотных фильтров (линия с сосредоточенными постоянными – рис. 3.3б).

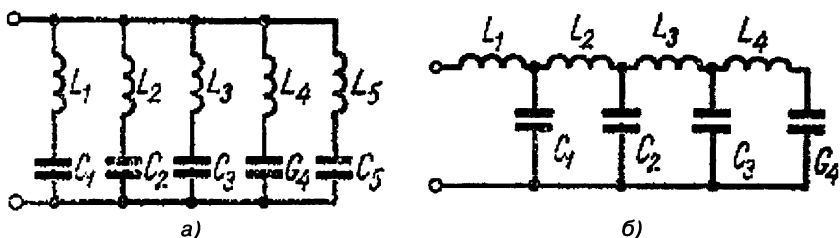


Рис. 3.3. Примеры двухполюсников первого (а) и третьего (б) типов

Во всех случаях идея формирования импульсов основана на суммировании ряда изменяющихся во времени токов от нескольких контуров. Один из таких двухполюсников (1-го типа) основан на создании тока, который соответствует разложению прямоугольного импульса с длительностью  $t_n$

$$i(t) = U_0 \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_k C_k}}\right) \quad (3.1)$$

в ряд Фурье. Для этого достаточно определить индуктивности и емкости двухполюсника из выражений:

$$L_k = \frac{R_{\cdot} t_n}{(2k+1)\pi b_k} \text{ и } C_k = \frac{b_k t_n}{(2k+1)\pi R_{\cdot}} \text{,} \quad (3.2)$$

где

$$b_k = 2I_0 \frac{4}{(2k+1)} \frac{\sin((2k+1)at_n)}{(2k+1)\pi a}, \quad (3.3)$$

$t_n$  – длительность импульса по основанию и  $a = t_n/t_n$  – отношение времени нарастания импульса к его длительности по основанию.

При  $n = 5$  нормализованная форма формируемого импульса представлена на рис. 3.4а. Синтезированный импульс имеет заметные выбросы в начале и в конце и колебания на вершине, обусловленные хорошо известным из спектрального метода синтеза сигналов эффектом Гиббса. В справочнике [123] описано множество усовершенствованных двухполюсников, оптимизированных по тому или иному критерию – порой даже за счет отказа от кратности частот формирующих контуров. Например, используя метод гладкой аппроксимации вершины, можно получить импульс, практически не имеющий выбросов и колебаний. Расчетные соотношения для  $L_k$  и  $C_k$  можно найти в [123].

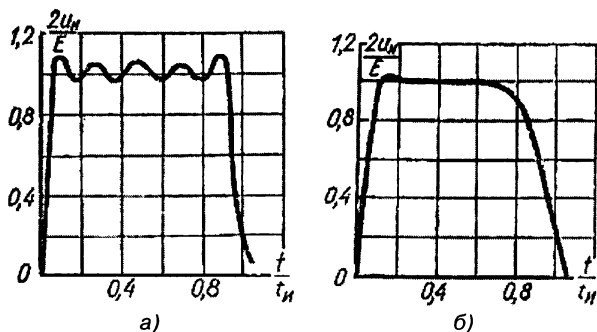


Рис. 3.4. Форма импульса, формируемого двухполюсником типа 1 при  $n = 5$  и использовании метода Фурье (а) и метода гладкой аппроксимации вершины (б)

Недостатком двухполюсника второго типа являются сильно различающиеся расчетные значения индуктивностей и емкостей, что затрудняет выбор их серийных вариантов. Поэтому чаще применяются двухполюсники третьего (рис. 3.3б) типа с одинаковыми номиналами индуктивностей и конденсаторов – хотя при этом наблюдается эффект Гиббса. При  $n \rightarrow \infty$  такой двухполюсник переходит в линию передачи (накопительную линию) с распределенными постоянными. При этом все емкости и индуктивности становятся удельными – на единицу длины линии. Линия характеризуется двумя важными параметрами:

- волновое сопротивление

$$R_n = \sqrt{L/C}; \quad (3.4)$$

- время задержки звена

$$t_{з1} = \sqrt{LC}. \quad (3.5)$$

Время нарастания и спада импульсов при этом определяется фронтами возбуждающего импульса или характером переходной характеристики ключа, возбуждающего линию. Это определяет преимущества применения линий с распределенными постоянными для формирования импульсов с малой длительностью фронтов.

Схемы генераторов на тиратроне с описанными выше двухполюсниками подобны схемам емкостных релаксаторов – рис. 3.1, например. При этом вместо накопительного конденсатора включается формирующий двухполюсник или линия с распределенными постоянными. При точном согласовании с нагрузкой амплитуда импульса в пределе составляет половину значения, получаемого от емкостного релаксатора. Время установления в генераторе на основе формирующего двухполюсника определяется его переходной характеристикой.

Время нарастания импульсов генератора с линией с распределенными постоянными составляет:

$$t_{н} = \sqrt{t_{инт}^2 + (2,2L_k / R_{н})^2}, \quad (3.6)$$

где  $L_k$  – полная индуктивность разрядного контура. При использовании малогабаритного (пальчикового) тиратрона или крайтрона  $t_{н}$  может достигать долей наносекунды.

### **3.1.4. Формирование субнаносекундных перепадов нелинейными линиями передачи с ударными волнами**

Одним из перспективных методов генерации субнаносекундных перепадов напряжения и тока является применение для этого эффекта образования ударных волн в нелинейных средах, в частности в линиях передачи. Этот метод был предложен И. Г. Катаевым еще в 1958 г. (авторское свидетельство на изобретение СССР № 118859). В последующем аналогичные эффекты были обнаружены при передаче лазерного излучения через нелинейные среды – так были открыты солитоны, лазерные диоды, формирующие импульсы с пикосекундными временами нарастания и наконец лазеры, генерирующие пачки фемтосекундных импульсов.

Ударные волны – давно известное явление. Большинство читателей прекрасно знают об ударных волнах в воде – бегущая волна имеет



во впадинах меньшую скорость движения водяных частиц, чем скорость на гребне, граничащем с воздухом. В итоге гребни опережают впадины, и образуется резкий перепад плотности воды – даже с отрицательным градиентом. Это ведет к разрушению гребней волны и появлению пенных «барашек».

Моделирование этого сложного явления (обострения фронта волн и возникновения отрицательного градиента) достаточно просто осуществляется волновым дифференциальным уравнением Бюргера в частных производных. Это уравнение было получено при анализе распространения лазерного излучения в нелинейной активной среде лазеров. Рисунок 3.5 показывает пример задания и решения этого уравнения в системе компьютерной математики Maple 11.

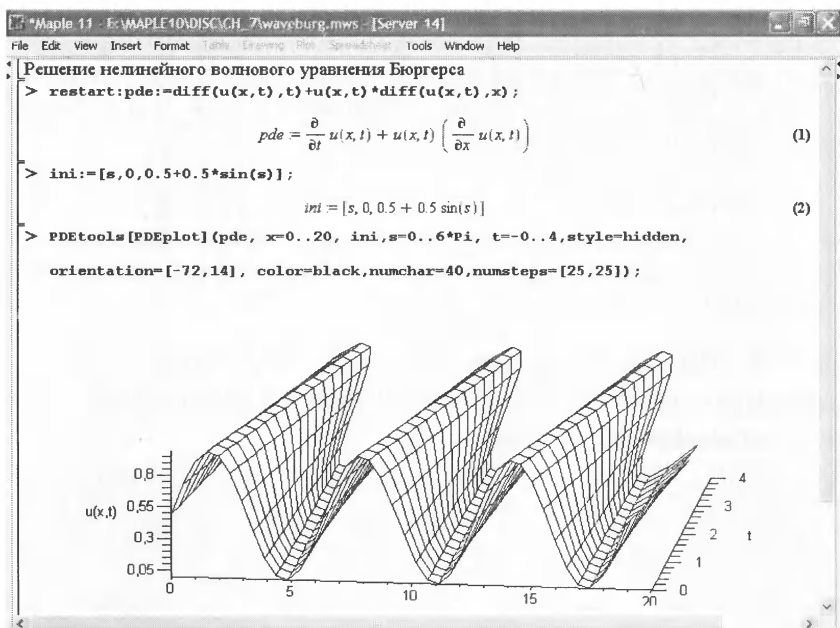


Рис. 3.5. Моделирование процесса распространения волн в нелинейной среде

Здесь поначалу формируется синусоидальная волна, которая хорошо видна на переднем плане рисунка для малого времени  $t$ . Затем форма волны все сильнее отличается от синусоидальной. Представление результата моделирования в трехмерном пространстве позволяет

наглядно увидеть, как меняется форма волны во времени. Нетрудно заметить, что фронт волны и впрямь обостряется и может даже приобрести отрицательный наклон. Это означает разрыв волны и может использоваться для формирования очень коротких перепадов.

Применительно к импульсным электронным устройствам интерес представляют ударные волны, появляющиеся при возбуждении перепадом напряжения (или тока) с конечной длительностью нелинейной линии передачи. На рис. 3.6 показаны три типа таких линий с сосредоточенными постоянными.

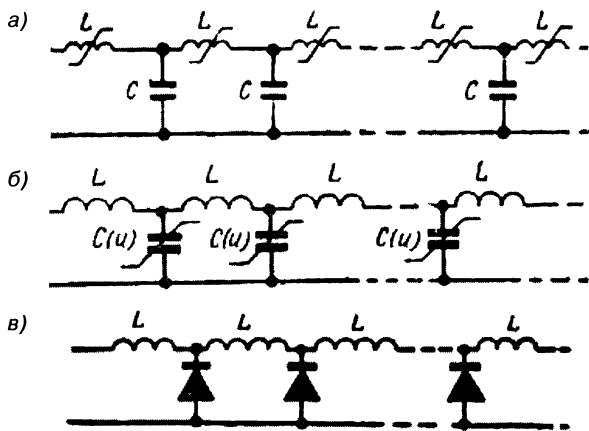


Рис. 3.6. Нелинейные линии с сосредоточенными постоянными – с нелинейными индуктивностями (а), емкостями (б) и диодами – варикапами (г)

Для образования ударных волн индуктивность или емкость должны уменьшаться по мере роста тока или напряжения на них соответственно. Это ведет к уменьшению резонансных частот секций линий по мере продвижения волны от начала линии к ее концу. При достаточной длине линии (числе ячеек) это приводит к образованию ударной волны, в ходе которой гребень волны настигает ее впадин подобно тому, как это показано на рис. 3.5.

### 3.1.5. Генераторы коротких импульсов на основе применения ударных волн в линиях передачи

Для формирования из перепада напряжения с малой длительностью фронта импульса с почти прямоугольной формой используются различные методы. Один из них заключается в вырезании фронта и час-

ти вершины перепада с помощью отрезка линейной линии, короткозамкнутой в конце. Для этого обычно используется стандартный тройник – рис. 3.7.

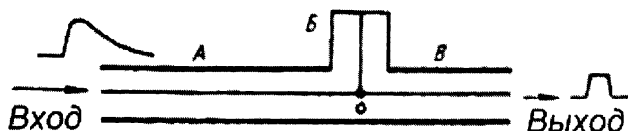


Рис. 3.7. Формирование почти прямоугольного импульса из перепада с помощью короткозамкнутого на конце отрезка линии

На рис. 3.8 представлена схема оконечного каскада генератора, выполненная на тиратроне ТГИ1-45/3. Для запуска тиратрона использовались блокинг-генератор и катодный повторитель на электронных лампах. Накопительная нелинейная линия содержала 50 ячеек с конденсаторами емкостью 15 пФ и катушками индуктивности на ферритовых кольцах ВТ-6 с внешним диаметром 1 мм. Линия была выполнена на посеребренной латунной пластине с отверстиями под катушки индуктивности. Волновое сопротивление линии 75 Ом. На согласованной нагрузке были получены импульсы с амплитудой от 1 до 1,6 кВ с временем нарастания 0,1–0,2 нс и крутизной  $(1-2,5) \cdot 10^{12}$  В/с. Это очень неплохой показатель. Максимальная частота повторения импульсов – несколько килогерц.

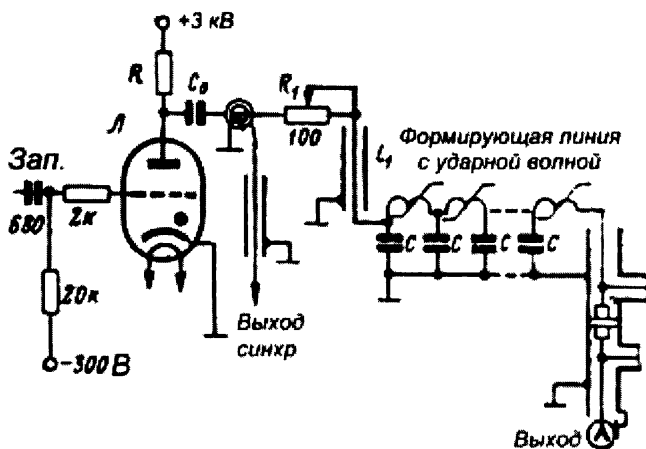


Рис. 3.8. Оконечный каскад генератора на водородном тиратроне с накопительной нелинейной линией с ударной волной

С помощью двух тройников с короткозамкнутыми линиями удалось получить импульсы с амплитудой 200–300 В при длительности на уровне половины от амплитуды, равной 0,2–0,3 нс. Изменение параметров импульсов достигается переменным резистором  $R_1$ , меняющим амплитуду тока в начале формирующей линии.

В [62] описана также схема (рис. 3.9) тиратронного генератора на двух нелинейных линиях  $l_1$  и  $l_2$  с формированием импульсов от двух разнополярных перепадов, один из которых смещается во времени. Для фиксированной задержки используются две другие линии  $l_3$  и  $l_4$ , работающие на линию  $l_5$ . Примененная схема формирования импульсов не критична к сопротивлению нагрузки.

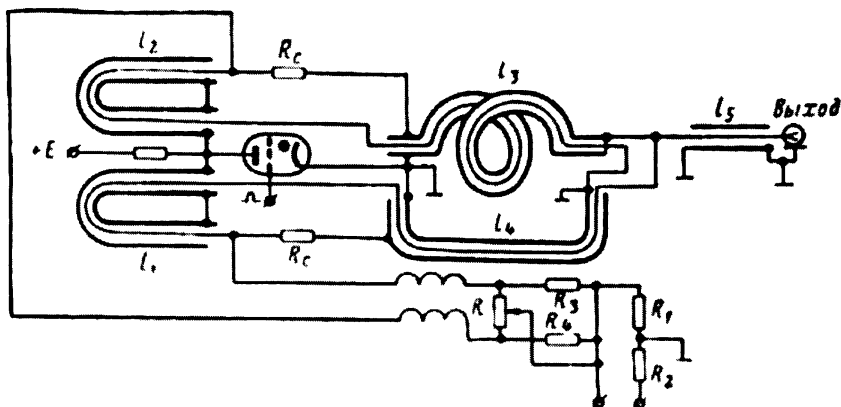


Рис. 3.9. Схема тиратронного генератора с двумя формирующими линиями

Генератор формирует импульсы с амплитудой до 5 кВ при времени нарастания и спада около 1 нс и длительности от 1 до 100 нс. К сожалению, частота повторения импульсов не превышает 1 кГц, а каждая коаксиальная нелинейная линия имеет длину 25 м! Так что с учетом необходимости применения высоковольтного блока питания нетрудно представить себе размеры и вес такого генератора [62].

Детали расчета нелинейных линий передачи и схемы генераторов импульсов с их применением можно найти в [59–63]. К сожалению, этот метод генерации импульсов с малым временем нарастания был создан, по существу, от безысходности – в 50-е годы элементная база импульсных устройств не позволяла получить иным путем импульсы с длительностью фронта менее 1 нс. Но он и поныне применяется при

необходимости получения импульсов большой мощности с возбуждением линий с помощью тиристоров.

## 3.2. Формирователи импульсов субнано­секундной длительности

### 3.2.1. Диодные и другие ограничители

Не будет преувеличением сказать, что импульсная схемотехника началась с диодных ограничителей синусоидального напряжения. Они впервые позволили получить из такого напряжения импульсы трапецеидальной формы. Ограничители напряжения могут быть параллельными, последовательными, пассивными и активными.

Последовательные ограничители для ограничения амплитуды сигналов с малой длительностью фронтов нашли ограниченное применение. Это связано с тем, что фронты импульсов малой длительности легко проходят через емкость  $p$ - $n$ -переходов и создают недопустимые выбросы у сигналов на выход ограничителя. У параллельных ограничителей емкость диода шунтирует выход и интегрирует сигнал. Простейшая схема параллельного симметричного ограничителя показана на рис. 3.10.

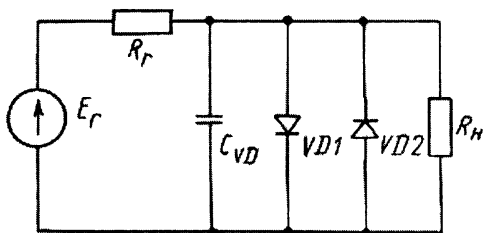


Рис. 3.10. Схема простейшего параллельного ограничителя

Этот ограничитель при использовании быстродействующих диодов (например, диодов Шоттки или импульсных GaAs-диодов [25, 26]) обеспечивает достаточно качественное ограничение сигналов с порогами  $\pm(0,5-2$  В), зависящими от уровня прямого падения напряжения на диодах. Однако, будучи пассивным ограничителем, он не способен изменить крутизну фронтов сигнала, и даже (из-за делителя напряжения, образованного резисторами  $R_r$  и  $R_H$ ) для получения

хорошей формы выходного почти трапецеидального сигнала приходится подавать на вход ограничителя сигналы с амплитудой в десятки вольт. Поэтому ограничитель рис. 3.10 применяется не столько для формирования импульсов, сколько для защиты входов усилительных и измерительных схем.

### 3.2.2. Особенности сверхскоростных интегральных усилителей

Остановимся на рассмотрении только интегральных усилителей, обеспечивающих полосу усиливаемых частот в сотни мегагерц и выше. Такие усилители выпускают фирмы Analog Devices, BURR-BROWN, Dallas Semiconductor MAXIM, Motorola, Texas Instruments (TI) и др. [240]. Основными параметрами интегральных усилителей являются:

- максимальная граничная частота  $f_L$  на малосигнальном режиме работы, которую надо учитывать при применении усилителей в линейных усилительных устройствах;
- максимальная граничная частота  $f_H$  в режиме большого сигнала, которая определяет предельные частоты в импульсных устройствах;
- максимальная скорость изменения выходного напряжения  $(dU_{\text{вых}}/dt)_{\text{макс}}$ , характеризующая длительность фронтов импульсов, которые можно получить от интегральных усилителей;
- уровни рабочих напряжений и напряжение питания;
- максимальный выходной ток или допустимое сопротивление нагрузки.

Параметр  $f_L$  характеризует спад амплитудно-частотной характеристики усилителя в линейном режиме работы до уровня  $-3$  дБ от уровня усиления в области средних и низких частот. Выпускаются широкополосные интегральные усилители со значением  $f_L$  до 1 ГГц при единичном усилении (и 100%-ной отрицательной обратной связи). Время нарастания переходной характеристики усилителей в малосигнальном режиме составляет:

$$t_{\text{имс}} \cong 0,35 / f_L. \quad (3.7)$$

К примеру усилитель с  $f_L = 1$  ГГц может обеспечить  $t_{\text{имс}} = 0,35$  нс. Частота  $f_L$  уменьшается при увеличении коэффициента усиления за счет ослабления отрицательной обратной связи и при наличии емкости нагрузки.

Параметр  $f_H$  характеризует частотные свойства усилителя при больших сигналах на выходе, близких к ограничению. При еще боль-

ших сигналах более информативным является параметр  $(dU_{\text{вых}}/dt)_{\text{макс}}$ . Его значения достигают  $(1-5,5) \cdot 10^3$  В/мкс. Через этот параметр можно приближенно оценить время нарастания импульсов, формируемых ограничением импульсных сигналов или с помощью регенеративных схем (триггеров, мультивибраторов и т. д.):

$$t_{\text{н}} \cong 0,8 \cdot \Delta U_{\text{вых}} / (dU_{\text{вых}} / dt)_{\text{макс}} \quad (3.8)$$

где  $\Delta U_{\text{вых}}$  – перепад выходного напряжения (разность между верхним и нижним уровнями  $U_{\text{вых}}$ ). Параметр часто обозначается как  $V_{\text{р-р}}$  (напряжение от пика до пика).

### 3.2.3. Характеристики скоростных интегральных усилителей

Технические решения при построении скоростных интегральных усилителей существенно отличаются от таковых для операционных усилителей. К скоростным интегральным усилителям относятся микросхемы с полосой частот выше 350 МГц, способные формировать импульсы со временем нарастания и спада менее 1 нс и имеющие скорость изменения выходного напряжения свыше 1 В/гс. В обширнейшей номенклатуре интегральных усилителей таких микросхем пока очень мало.

В таких микросхемах используются специальные меры по расширению полосы частот и увеличению скорости нарастания выходного напряжения. Эти решения, впрочем, давно известны из техники построения широкополосных усилителей на дискретных приборах: каскадные усилители, корректирующие цепи, схемы сложения токов и т. д. Усиление без обратных связей у таких усилителей невысокое, и усилители, как правило, могут охватываться 100%-ной отрицательной обратной связью без какой-либо коррекции. В микросхемах применяются более мощные выходные каскады для работы на сопротивление нагрузки от 50 до 200 Ом.

На рис. 3.11 приведено расположение выводов широкополосного интегрального усилителя ОРА622/AU фирмы BURR-BROWN, недавно вошедшей в крупную корпорацию TI (Texas Instruments), известную разработкой широкой номенклатуры измерительных приборов самого различного назначения.

В состав микросхемы входят четыре функциональных узла:

- ОТА (Operational Transconductance Amplifier) – операционный усилитель с преобразованием импеданса;
- ОВ (Output Buffer) – выходной буфер;

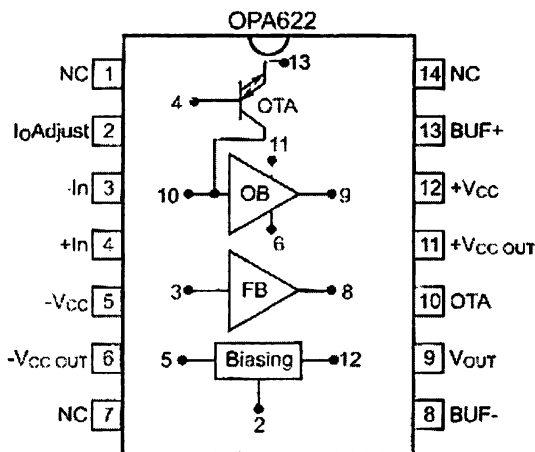


Рис. 3.11. Расположение выводов и состав широкополосного интегрального усилителя OPA622/AU

- FB (Feedback Buffer) – буфер обратной связи;
- Biasing – каскад балансировки.

Основные схемы включения усилителя представлены на рис. 3.12. В них используется отрицательная обратная связь по току или напряжению. Кроме того, возможно получение инверсии входного сигнала или ее отсутствие. На схемах указано значение коэффициента усиления усилителя  $G_{CL}$ .

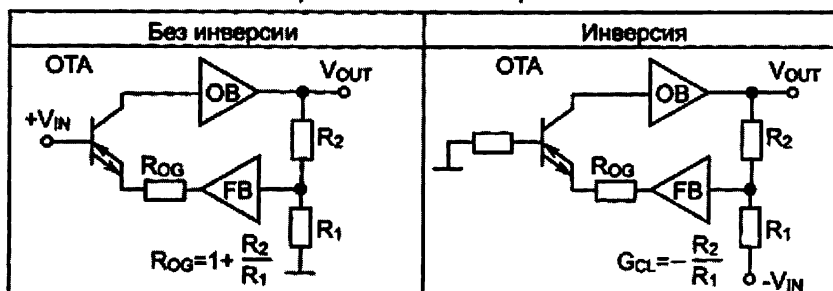
Усилитель OPA622/AU обеспечивает следующие основные параметры:

- максимальное выходное напряжение  $\pm 3,2$  В;
- входной импеданс в дифференциальном включении 2,4 МОм и 1 пФ;
- выходной импеданс 0,2 Ом и 1,5 пФ;
- напряжение питания  $\pm 5$  В (максимум  $\pm 6$  В);
- приведенное ко входу напряжение шумов 11 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  в полосе частот от 0,1 до 100 МГц;
- ток покоя  $\pm 5$  мА при сопротивлении нагрузки  $R_Q = 430$  Ом;
- температура окружающей среды от  $-40$  до  $+85$  °С.

Усилитель рассчитан на применение глубокой отрицательной обратной связи и получение небольшого коэффициента усиления в широкой полосе частот. При коэффициенте усиления  $G_{CL} = 10$  полоса усиливаемых частот составляет 100 МГц и еще выше при выборе меньшего коэффициента усиления.



## Обратная связь по напряжению



## Обратная связь по току

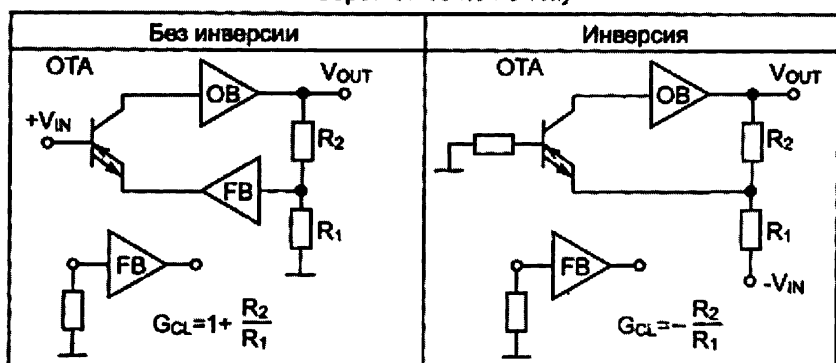


Рис. 3.12. Основные схемы включения интегрального усилителя ОРА622/АU

Аналогичный по схеме операционный усилитель ОРА658Р имеет рабочую полосу при единичном усилении и отсутствии цепей коррекции до 900 МГц (при усилении +10 полоса усиливаемых частот от 0 до 195 МГц). Время нарастания выходного сигнала не менее 2000 В/мкс, выходное напряжение на нагрузке 100 Ом не менее  $\pm 2,8$  В, входной импеданс 500 кОм/1 пФ.

Микросхема усилителя ОРА660А имитирует «идеальный» биполярный транзистор и по существу является усилителем с преобразованием импеданса (ОТА). Она имеет крутизну преобразования 125 мА/В при малосигнальной полосе частот до 850 МГц и скорости нарастания выходного напряжения до 3 В/нс. На рис. 3.13 показана схема дифференциального усилителя на базе микросхемы ОРА660А и буферного каскада на микросхеме ВUF601. В полосе частот от 0 до 400 МГц усилитель обеспечивает усиление, равное 4.

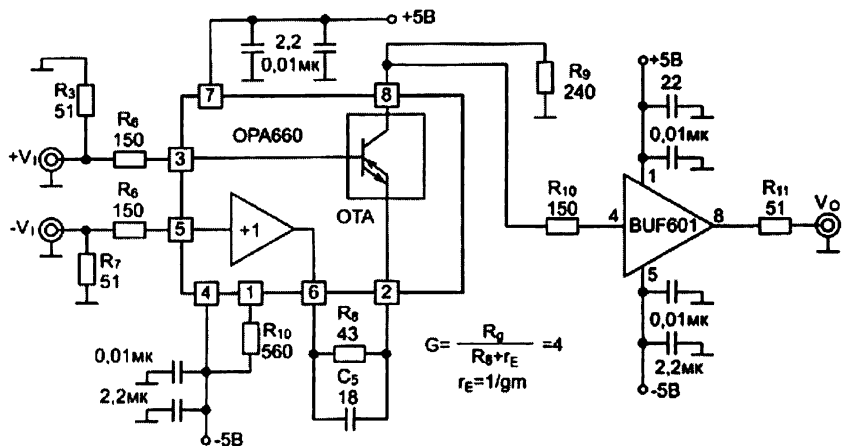


Рис. 3.13. Схема широкополосного усилителя на микросхеме OPA660A с полосой усиливаемых частот от 0 до 400 МГц

Усилители, подобные приведенному на рис. 3.13, – хорошее решение для повышения чувствительности широкополосных цифровых осциллографов с полосой тракта вертикального отклонения до сотен мегагерц.

Высокими параметрами в классе кремниевых микросхем обладают широкополосные дифференциальные усилители фирмы MAXIM. Усилители имеют малый уровень шума –  $2,1 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$  и полосу частот до 740 МГц при коэффициенте усиления, равном 2. Подробные данные об усилителях можно найти на сайте [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com). Эти усилители нашли применение в трактах вертикального отклонения цифровых осциллографов с полосой пропускания до 300 МГц – см. рис. 3.15. Они включаются между входом осциллографа и 8/16-битовым аналого-цифровым преобразователем (каждого канала).

Типичные характеристики усилителей представлены в помещенной ниже табл. 3.1.

**Таблица 3.1. Основные параметры широкополосных операционных усилителей фирмы MAXIM**

| Тип усилителя | Коэффициент усиления | Полоса частот, МГц |
|---------------|----------------------|--------------------|
| MAX4104       | 1                    | 625                |
| MAX4304       | 2                    | 740                |
| MAX4105       | 5                    | 410                |
| MAX4305       | 10                   | 340                |

Усилители фирмы MAXIM обладают превосходными динамическими свойствами и позволяют усиливать импульсы со временем нарастания менее 1 нс без заметных искажений их формы – длительность фронтов импульсов, разумеется, несколько возрастает, но признаков колебаний не видно – см. рис. 3.14.

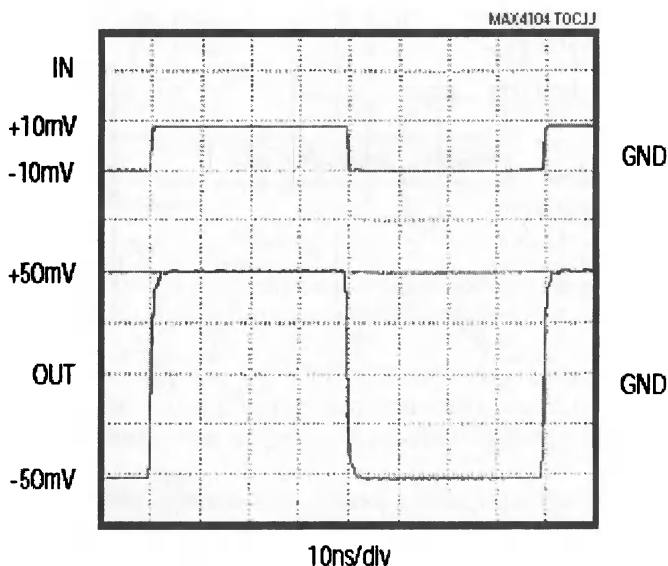


Рис. 3.14. Реакция усилителя MAXIM 4104 на импульсный сигнал (при коэффициенте усиления +10)

Подобные импульсные свойства являются следствием строго монотонной АЧХ, получаемой без цепей коррекции. Усилитель MAXIM 4105 при коэффициенте усиления +10 имеет строго плоскую АЧХ вплоть до частоты 100 МГц и лишь на частоте около 340 МГц падает на 3 дБ.

Для построения сверхширокополосных и импульсных устройств предназначены одноходовые усилители MAX7178/4278. Они могут прямо работать на нагрузку 75 Ом, подключаемую через коаксиальный кабель и резистор с номиналом 75 Ом. АЧХ интегрального усилителя MAX4178 при отсутствии емкостной нагрузки горизонтальна вплоть до частоты 200 МГц. Это косвенно указывает на отсутствие выбросов на переходной характеристике усилителя при усилении им импульсных сигналов.

Микросхема МАХ4201 имеет выходной каскад с внутренним согласующим резистором в 50 Ом. Это позволяет подключать к ее выходу сразу коаксиальный разъем для коаксиального 50-омного кабеля, обычно используемого в измерительных приборах. При малых сигналах полоса частот на уровне спада  $-3$  дБ достигает почти 800 МГц. Микросхемы позволяют формировать импульсы с временем нарастания и спада менее 1 нс при отсутствии или малом уровне выбросов.

Большую номенклатуру широкополосных и сверхскоростных интегральных усилителей выпускает корпорация Analog Devices – известный производитель и разработчик аналоговых микросхем. Фирма выпускает около двух десятков высокоскоростных интегральных усилителей со скоростью нарастания выходного напряжения от 1000 В/мкс до 5500 В/мкс.

Большинство усилителей имеют характеристики, подобные характеристикам описанных выше микросхем других фирм с аналогичными граничными частотами. В связи с этим ограничимся рассмотрением сверхскоростного интегрального усилителя фирмы Analog Devices AD8009, который обеспечивает малосигнальную граничную частоту в 1 ГГц и скорость нарастания выходного напряжения 5500 В/мкс.

Оциллограммы импульсов на выходе усилителей AD8009 при различном размахе выходного напряжения представлены на рис. 3.15. Нетрудно заметить, что время нарастания и спада импульсов составляет около 0,5 нс, что хорошо согласуется с граничными частотами

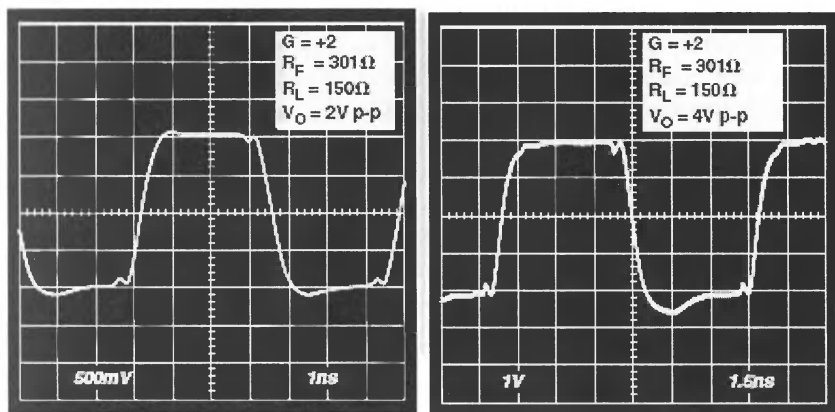


Рис. 3.15. Осциллограммы импульсов на выходе усилителей AD8009 при размахе выходного напряжения в 2 и 4 В

этих усилителей. Не следует забывать, что это время несколько выше расчетного (0,35 нс для усилителя с граничной частотой 1 ГГц), поскольку свою долю в это увеличение вносят входная цепь и переходная характеристика осциллографа.

Ряд сверхскоростных микросхем операционных усилителей, буферов и драйверов выпускают объединившие свои усилия в разработке крупные компании Texas Instruments и National Semiconductor. Выпускаются, в частности, сверхскоростные полные операционные усилители, имеющие как дифференциальный вход, так и дифференциальный выход. Последнее обеспечивает работу микросхемы на широкополосную витую пару.

К примеру, монолитный операционный усилитель LMH6554 – сверхширокополосный и сверхскоростной полный дифференциальный усилитель с полосой частот при малом сигнале 2,8 ГГц. Основные параметры этого усилителя:

- малосигнальная полоса частот 2,8 ГГц;
- полоса частот при двойной амплитуде выходного напряжения 2 В – 1,8 ГГц;
- полоса частот на уровне спада АЧХ 0,1 дБ – 830 МГц;
- уровень третьей гармоники OIP3@150 МГц 46,5 дБм;
- уровень второй/третьей гармоники HD2/HD3@ 75 МГц –96/–97 дБм;
- уровень приведенного ко входу шума  $0,9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ ;
- уровень шумового тока  $11 \text{ пА}/\sqrt{\text{Гц}}$ ;
- высокая скорость изменения выходного напряжения – до 6200 В/мкс;
- потребляемая от источника питания мощность 260 мВт;
- типичный потребляемый ток 52 мА;
- корпус LPT с 14 выводами (рис. 3.16).

Зависимость нормированного коэффициента передачи от частоты при разных сопротивлениях  $R_F$  показана на рис. 3.17. Она соответствует малому уровню сигнала. Небольшая емкость нагрузки обычно оказывает корректирующее действие, снижая неравномерность АЧХ и устраняя подъем ее в области высоких частот.

Осциллограммы выходных импульсов при амплитуде выходного напряжения 0,5 и 2 В показаны на рис. 3.18. Из них видно, что время нарастания и спада импульсов в режиме малого сигнала заметно меньше 1 нс. Максимальная скорость изменения выходного напряже-

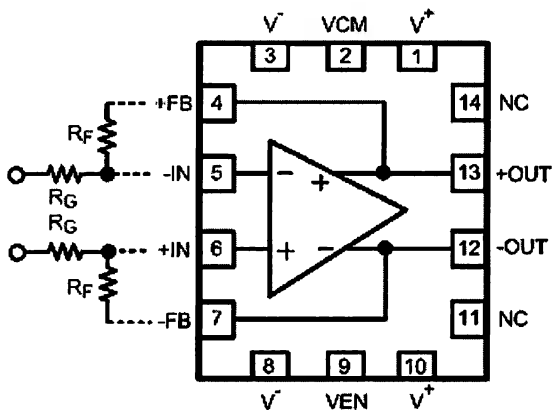


Рис. 3.16. Распайка корпуса микросхемы LMH6554

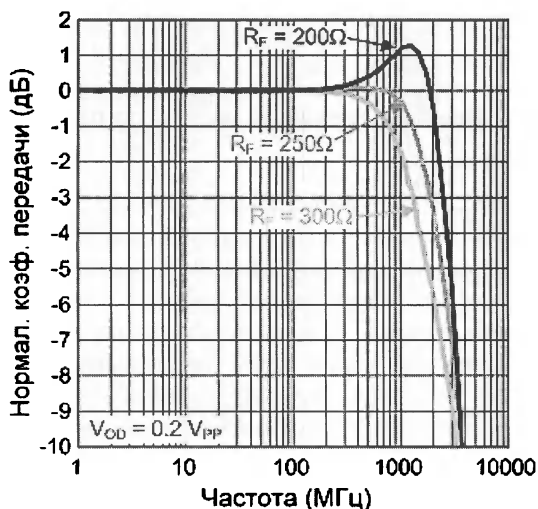


Рис. 3.17. Зависимость нормированного коэффициента передачи от частоты при разных сопротивлениях  $R_F$

ния у этого усилителя достигает 6,5 В/нс. Она близка к максимальной у микросхем такого класса на основе кремниевой технологии изготовления.

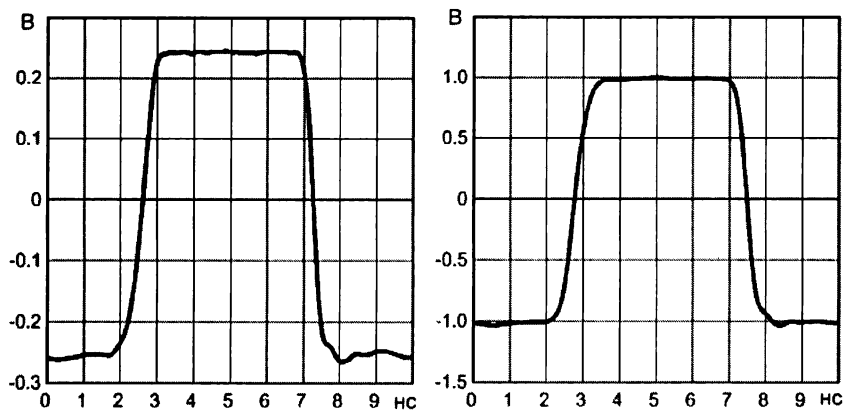


Рис. 3.18. Осциллограммы выходных импульсов при амплитуде выходного напряжения 0,5 и 2 В

### 3.2.4. Высокоскоростные интегральные компараторы

Для построения разнообразных импульсных и измерительных устройств широко применяются *интегральные компараторы*. Хотя по схемным решениям они подобны интегральным операционным усилителям, компараторы обычно работают в режиме большого сигнала, переключаясь из одного состояния в другое, если сигнал на одном входе проходит через пороговый уровень, заданный на другом входе. Это переключение у них обычно осуществляется более резко и четко. На рис. 3.19 представлены расположения выводов и состав микросхем скоростных интегральных компараторов MAX9691/9692/9693.

Рисунок 3.20 показывает реакцию (и задержку) компараторов на действие импульсного и синусоидального 100-мегагерцового сигнала. Видно, что компараторы способны формировать импульсные сигналы со временем нарастания и спада около 1 нс и менее.

На основе интегральных компараторов можно строить активные ограничители синусоидального сигнала с частотой до сотен мегагерц. Выходные импульсы их имеют время нарастания до 0,5–1 нс. Эти параметры оказываются предельными для интегральных микросхем на основе кремния.

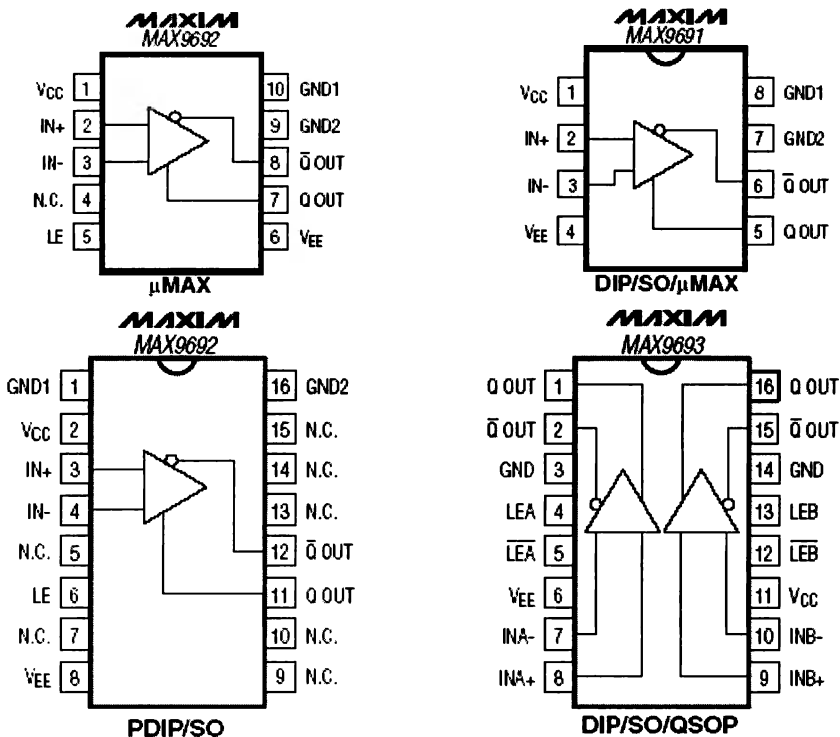


Рис. 3.19. Микросхемы интегральных компараторов MAX9691/9692/9693

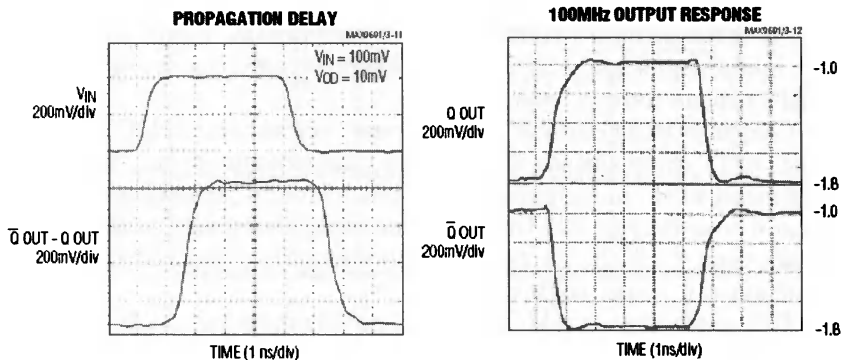


Рис. 3.20. Реакция компаратора на импульсный (слева) и 100-мегагерцовый синусоидальный (справа) сигналы



### 3.2.5. Сверхскоростные пикосекундные микросхемы корпорации Hittite Microwave

Американская корпорация Hittite Microwave (<http://www.hittite.com/>) была основана доктором Я. Аясли (Yalcin Ayasli) в 1985 году с целью разработки и производства высококачественных аналоговых и цифровых интегральных микросхем и модулей радиочастотного, микроволнового и миллиметрового диапазонов военного и гражданского назначения, перекрывающих частоты от постоянного тока до 110 ГГц. Разработки компании носят инновационный характер и широко используются во всем мире для построения устройств пикосекундного и наносекундного быстродействия.

Монолитные интегральные микросхемы и гибридно-пленочные модули компании выполняются на основе самых современных транзисторов типа MESFET, PHEMT, MHEMT и HBT, изготавливаемых на GaAs, InGaP/GaAs, InP, SiGe. Сегодня это наиболее высокочастотные из известных транзисторов. По скорости переключения они намного превосходят обычные германиевые и кремниевые транзисторы.

Функциональные узлы и интегральные микросхемы данной корпорации имеют бескорпусное исполнение либо монтируются в корпуса для поверхностного монтажа более 20 унифицированных типов, созданных на основе специальных пластмасс и керамики. Многие корпуса очень миниатюрны и имеют длину и ширину в несколько миллиметров. Многие микросхемы выпускаются в бескорпусном оформлении. Некоторые изделия представляют собой герметизированные модули с коаксиальными SMA-соединителями. Корпорация придерживается современных экологических требований к материалам и технологиям в соответствии с директивой RoHS (ограничение применения вредных веществ) Европейского союза и выпускает RoHS-версии многих своих изделий.

Сверхширокополосная микросхема усилителя HMC-AUH232 (рис. 3.21), относящаяся к классу сверхширокополосных устройств Wideband, имеет полосу усиливаемых частот от 0 (напряжение постоянного тока DC) до 43 ГГц при малосигнальном коэффициенте усиления Gain = 12 дБ. По существу, микросхема реализует составной транзистор с открытым выходом.

АЧХ микросхемы HMC-AUH232 показана на рис. 3.22. Неравномерность Gain в полосе частот от 0 до 43 ГГц не превышает  $\pm 1,5$  дБ. В малосигнальном режиме микросхема способна обеспечить время нарастания и спада около  $0,35/43 = 0,008$  нс или около 8 пс. Таким

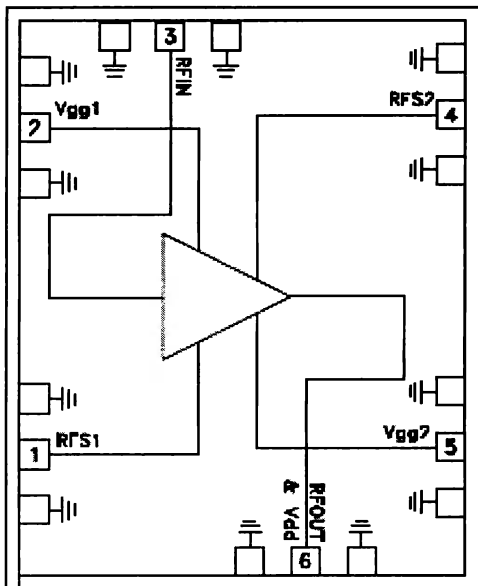


Рис. 3.21. Сверхширокополосная микросхема HMC-AUH232

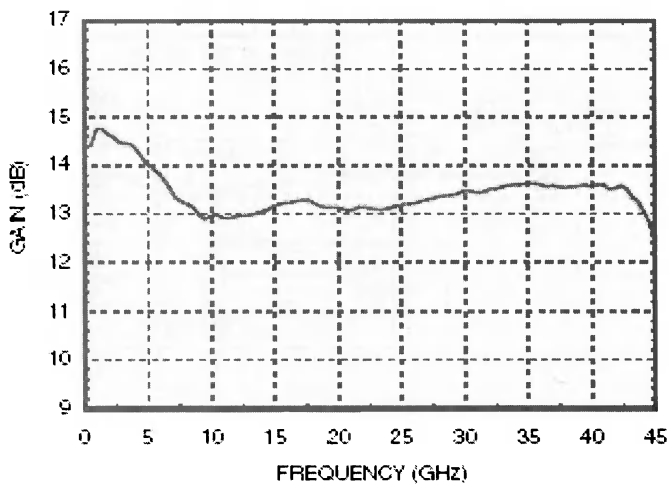


Рис. 3.22. Зависимость коэффициента усиления микросхемы HMC-AUH232 от частоты

образом, микросхема преодолела барьер времени нарастания и спада импульсов в 10 пс!

Для построения пикосекундных импульсных устройств особый интерес представляют сверхскоростные логические микросхемы корпорации Hittite Microwave. Они выполнены на сверхскоростных GaAs биполярных транзисторах GaAs HBT в бескорпусном исполнении или в миниатюрных керамических корпусах, рассчитанных на поверхностный монтаж на печатной плате. Все эти микросхемы имеют дифференциальные входы и выходы и могут работать как однопроводные микрополосковые или коаксиальные линии передачи, так и в качестве двухпроводных, например типа «витая пара».

К примеру, логическая микросхема HMC672LC3C может выполнять логические функции AND, NAND, OR и NOR. Схема подключения микросхемы HMC843LC4B к источникам питания и ее функциональная диаграмма показаны на рис. 3.23. Временные диаграммы работы этой микросхемы представлены на рис. 3.24.

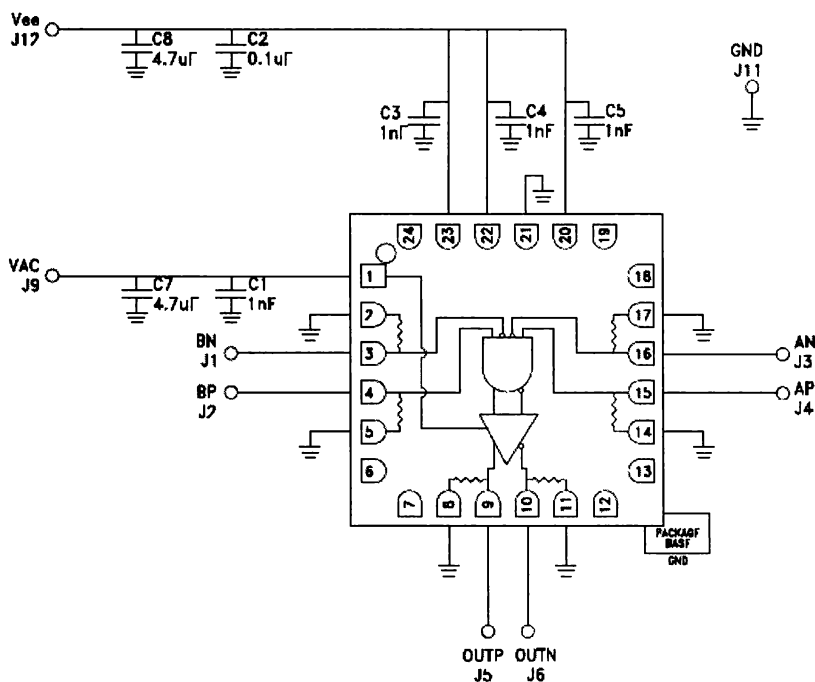


Рис. 3.23. Схема подключения микросхемы HMC843LC4B к источникам питания

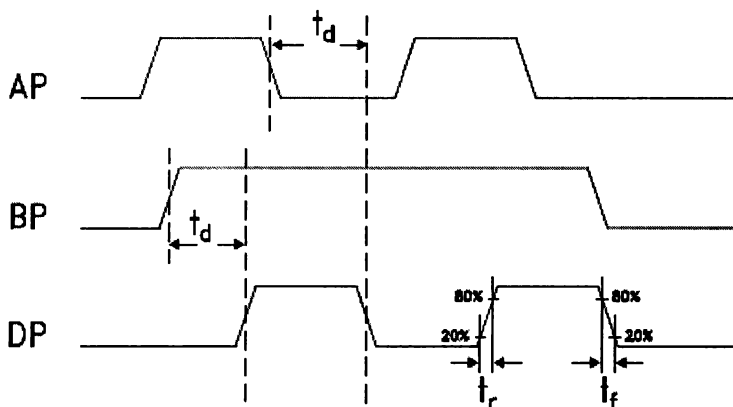


Рис. 3.24. Временные диаграммы работы логической микросхемы HMC672LC3C

Зависимость времени нарастания и спада выходных импульсов от напряжения VAC, показанная на рис. 3.25, демонстрирует рекордно малое время нарастания и спада выходных импульсов – порядка 10 пс. Просмотр выходных импульсов с малыми искажениями возможен только при использовании самых современных и дорогих стробоскопических осциллографов с полосой частот от 0 до 70–100 ГГц.

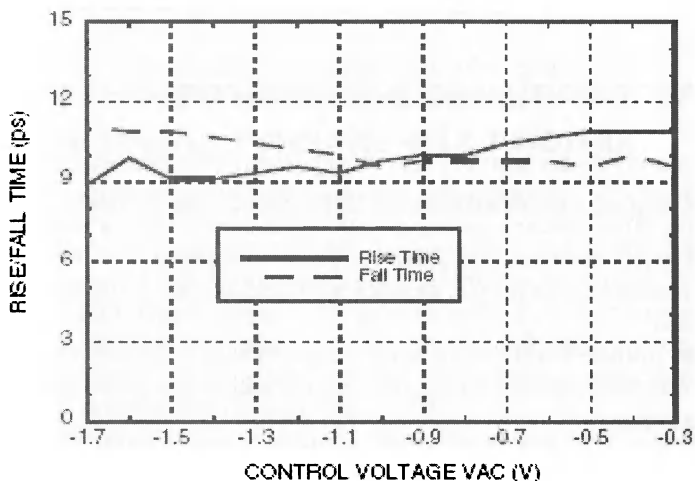


Рис. 3.25. Зависимость времени нарастания и спада выходных импульсов от напряжения VAC

Фирма выпускает широкий набор D и T триггеров сверхвысокого быстродействия, а также ряд делителей частоты на основе триггеров со счетным запуском. Они имеют коэффициенты деления 2, 4 и 8. Выпускаются и микросхемы НМС705LP4/НМС705LP4Е с программируемым от 1 до 17 коэффициентом деления частоты – рис. 3.26.

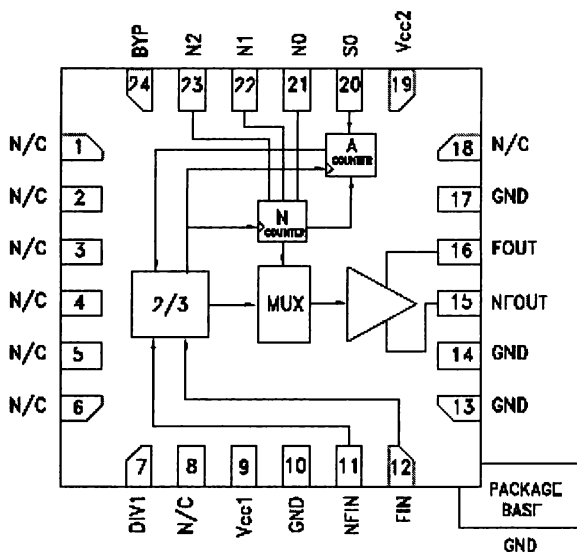
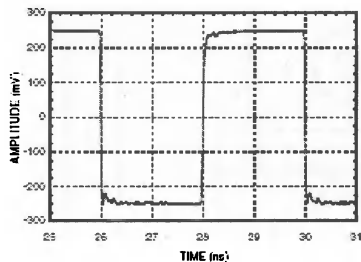


Рис. 3.26. Функциональная диаграмма микросхемы НМС705LP4/НМС705LP4Е

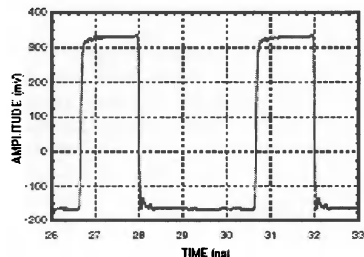
Для получения полного ряда коэффициентов деления (от 1 до 17) используются специальные схемные решения, например импульсные обратные связи в цепочке триггеров, комбинации умножителей и делителей частоты. Признаком применения импульсных обратных связей является отличие скважности выходных импульсов от 2 – рис. 3.27.

При применении таких микросхем нужно соблюдать некоторые меры по обеспечению их устойчивой и надежной работы. Они описаны в главе 9.

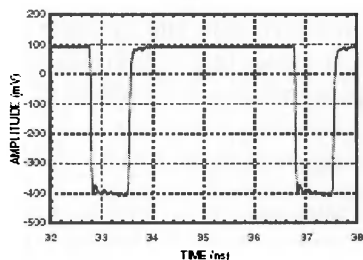
**Output Voltage Waveform,  $F_{in} = 500$  MHz.**  
 $N = 2, P_{in} = 0$  dBm,  $T = 25$  °C



**Output Voltage Waveform,  $F_{in} = 750$  MHz.**  
 $N = 3, P_{in} = 0$  dBm,  $T = 25$  °C



**Output Voltage Waveform,  $F_{in} = 2500$  MHz.**  
 $N = 10, P_{in} = 0$  dBm,  $T = 25$  °C



**Output Voltage Waveform,  $F_{in} = 4250$  MHz.**  
 $N = 17, P_{in} = 0$  dBm,  $T = 25$  °C

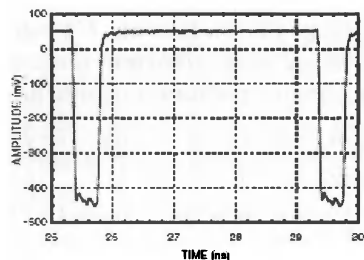


Рис. 3.27. Осциллограммы выходных импульсов микросхемы HMC705LP4/HMC705LP4E при различных коэффициентах деления

## 3.3. Регенеративные формирователи импульсов на туннельных диодах

### 3.3.1. Основная схема на туннельном диоде (ТД)

Одним из первых приборов, уверенно обеспечивших генерацию перепадов субнано- и даже пикосекундной длительности, стал туннельный диод (ТД). Прибор имеет  $N$ -образную ВАХ с участком отрицательной дифференциальной проводимости и обычно используется в регенеративных импульсных схемах. Рассмотрим основную схему включения туннельного диода – рис. 3.28.

Пусть ТД подключен к источнику напряжения  $E(t)$ , в частности  $E(t) = E = \text{const}$ , через последовательно соединенные резистор  $R$  и индуктор  $L$ . Пусть далее  $R$  и  $E$  выбраны так, что рабочая точка ТД находится на падающем участке его ВАХ. Это обстоятельство прин-

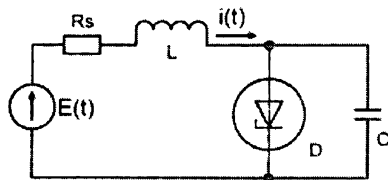


Рис. 3.28. Основная схема включения туннельного диода

ципиально важно, поскольку дифференциальная проводимость туннельного диода тогда является отрицательной. Физически это означает, что ТД отдает энергию во внешнюю цепь и в ней возможно возникновение автоколебаний.

Если учесть емкость  $C$  туннельного диода (совместно с емкостью монтажа и нагрузочной емкостью), такая схема будет описываться следующей системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - iR - u}{L}, \quad \frac{du}{dt} = \frac{i - I(u)}{C}. \quad (3.9)$$

Нелинейность системы (3.9) обусловлена тем, что во втором уравнении ток туннельного диода  $I(u)$  нелинейно зависит от напряжения на нем и емкости  $C - u$ . Зависимость  $I(u)$  есть  $N$ -образная вольт-амперная характеристика ТД. Емкость  $C$  считаем постоянной.

### 3.3.2. Моделирование генератора синусоидального сигнала на ТД

Простая схема рис. 3.28 в зависимости от выбора режимов ее работы может выполнять функции усиления и генерации синусоидальных сигналов, ждущего и автоколебательного релаксаторов, порогового устройства – триггера и т. д. К сожалению, нелинейную систему дифференциальных уравнений (3.9) нельзя решить аналитически. Однако применение современных систем компьютерной математики (например, Mathcad, Mathematica или MATLAB) позволяет легко выполнить это решение численным методом и получить наглядные представления о работе схемы рис. 3.28.

Документ рис. 3.29 системы компьютерной математики Mathcad позволяет рассчитать переходные процессы при включении рассмотренной схемы с таблично заданной  $N$ -образной ВАХ ТД  $D$ . Она задается своими табличными значениями – элементами векторов  $U$  и  $I$ .  $N$ -образная ВАХ получается сплайн-интерполяцией с кубической

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦЕПИ НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ

$$U := \begin{pmatrix} 0 \\ 2 \\ 4 \\ 6 \\ 8 \\ 1.0 \\ 1.2 \end{pmatrix} \quad I := \begin{pmatrix} 0 \\ .01 \\ .004 \\ .001 \\ .0009 \\ .003 \\ .01 \end{pmatrix}$$

Векторы  $U$  и  $I$  таблично задают  $N$ -образную вольт-амперную характеристику туннельного диода. Она используется для сплайн-аппроксимации:

$$k := 0..6 \quad IS := \text{cspline}(U, I) \\ V := -.1, -.05..1.2 \quad J(V) := \text{interp}(IS, U, I, V)$$

Моделирование работы цепи:

$$D(t, Y) := \begin{bmatrix} \frac{E(t) - Y_0 \cdot R - Y_1}{L} \\ Y_0 - \text{interp}(IS, U, I, Y_1) \\ \frac{Y_1}{C} \end{bmatrix} \quad Y := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad Y := \text{rkfixed}(Y, 0, 30 \cdot 10^{-9}, 300, D)$$

Рис. 3.29 Моделирование генератора на туннельном диоде  
(начало документа)

экстраполяцией. Используются данные реального туннельного диода с пиковым током ВАХ 10 мА. Решение системы дифференциальных уравнений обеспечивается методом Рунге-Кутты с фиксированным шагом с помощью функции `rkfixed`.

Начнем со случая, когда рабочая точка туннельного диода установлена на падающем участке ВАХ (до момента времени  $t = 0$  считаем  $E(t) = 0$ , после  $E(t) = E = \text{const}$ ). В этом случае дифференциальная проводимость туннельного диода отрицательна, и в контуре  $RLC$  цепи могут возникать колебания. При достаточно малой их амплитуде и при достаточно высокой добротности контура они могут быть незазухающими и почти гармоническими.

Результаты моделирования для данного случая (рис. 3.30) в этом документе представлены в двух формах. Первая имеет вид *фазового портрета* – положение каждой точки решения отмечается на графике в плоскости ВАХ. При этом для каждой точки решения по одной оси двумерного графика откладывается изменяемый параметр, а по другой – производная параметра (в нашем случае это напряжение на емкости  $C$  и ток, протекающий через нее. Для чисто гармонических колебаний предельный цикл колебаний на фазовой плоскости должен иметь форму эллипса (или при равных масштабах осей – окружности).



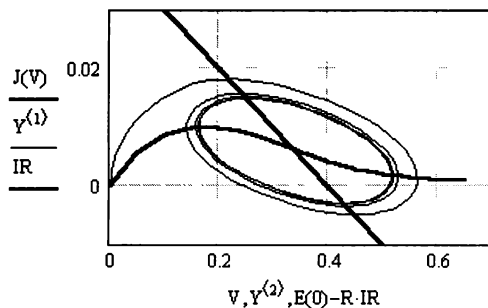
Моделирование при следующих исходных данных:

$$R \equiv 10$$

$$C \equiv 40 \cdot 10^{-12}$$

$$L \equiv 15 \cdot 10^{-9}$$

$$E(t) \equiv 0.4$$



Фазовый портрет колебаний на фоне N-образной ВАХ туннельного диода соответствует почти гармоническим колебаниям

Временные зависимости тока и напряжения близки к синусоидальным

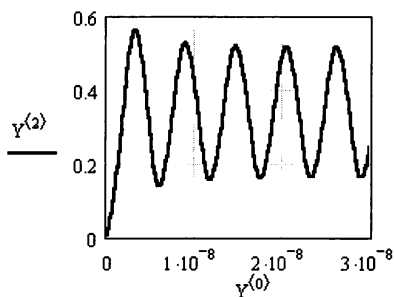
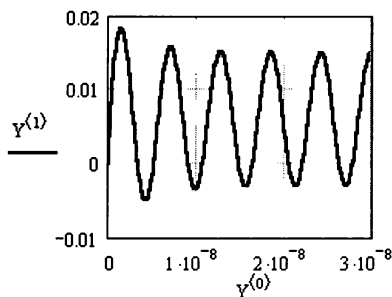


Рис. 3.30. Моделирование генератора на туннельном диоде (случай генерации почти синусоидальных колебаний)

В фазовой плоскости строится и *линия нагрузки*, которая описывается уравнением  $U(I) = E - I \cdot R$ . ВАХ и линия нагрузки на рис. 3.29 построены жирными линиями, а фазовый портрет – тонкой линией. Линия нагрузки пересекает ВАХ в единственной точке на падающем участке ВАХ.

Отличие установившегося фазового портрета от эллипса небольшое, что, с одной стороны, говорит о малом влиянии нелинейности, а с другой – о почти гармоническом характере колебаний. Вторая форма представления результатов моделирования – временные зависимости напряжения на туннельном диоде и тока в цепи конденсатора  $C$ . Эти зависимости близки к гармоническим ( $C = 40$  пФ,  $L = 15$  нГ) в конце заметной стадии установления колебаний, которая имеет характер затухающих колебаний (фазовый портрет при этом имеет вид

закручивающейся спирали). Установившийся цикл колебаний называют *предельным циклом*.

Частота колебаний в данном примере – около 45 МГц. Но при соответствующем конструктивном оформлении генератора и резонатора возможно получение колебаний с частотами в сотни и даже тысячи мегагерц.

### 3.3.3. Моделирование ждущего релаксационного генератора на ТД

Если уменьшить емкость  $C$  в 2–3 раза, а индуктивность увеличить, то генератор перейдет в режим генерации релаксационных колебаний. Колебания теперь возникают более резко, фазовый портрет начинается сразу с предельного цикла, форма которого заметно отличается от эллиптической. Колебания при этом относятся к типу релаксационных и возникают сами по себе, без какого-либо внешнего воздействия. Практически после первого цикла колебаний устанавливается их стационарный режим. Вы можете самостоятельно проверить этот случай.

Рассмотрим генерацию импульсов цепью с туннельным диодом в ждущем режиме – рис. 3.31. Здесь сначала линия нагрузки располагается на восходящем участке ВАХ с положительной дифференциальной проводимостью, так что поначалу цепь стабильна. Затем напряжение  $E(t)$  увеличивается наложением на постоянную составляющую импульса. Линия нагрузки при этом перемещается с исходного положения (сплошная прямая) в положение (пунктирная прямая), при котором рабочая точка оказывается на падающем участке и теряет устойчивость.

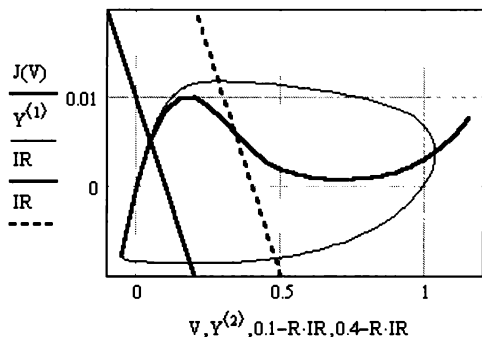
Как нетрудно заметить, в данном случае в ответ на входной (запускающий) импульс цепь генерирует один цикл релаксационных колебаний. После чего возвращается в исходное стабильное состояние. Разумеется, по завершении переходных процессов ее можно запускать снова и снова. Длительность импульса в данном случае – всего несколько наносекунд, а время нарастания и спада – порядка 1 нс. Выбором ТД можно получить и заметно более короткое время – до 10–20 пс.

### 3.3.4. Моделирование триггера на ТД с отдельным запуском

В свое время большие надежды возлагались на триггеры, построенные на туннельных диодах. Потрясала их простота – резистор и туннельный диод (элементы  $L$  и  $C$  можно считать паразитными). Хотя

Результаты моделирования ждущего релаксационного генератора:

$$R \equiv 10 \quad C \equiv 15 \cdot 10^{-12} \quad L \equiv 100 \cdot 10^{-9} \quad E(t) \equiv 0.1 + 0.3 \left[ \Phi^1 t - 1 \cdot 10^{-9} - \Phi \left[ \left[ t - 1.6 \cdot 10^{-9} \right] \right] \right]$$



Фазовый портрет колебаний на фоне N-образной ВАХ туннельного диода соответствует генерации одного цикла колебаний

Временные зависимости тока и напряжения близки к синусоидальным

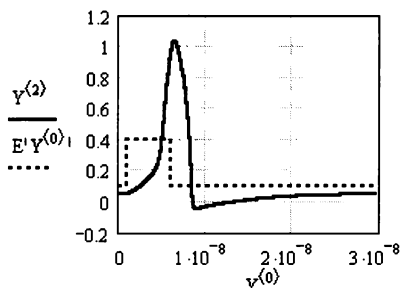
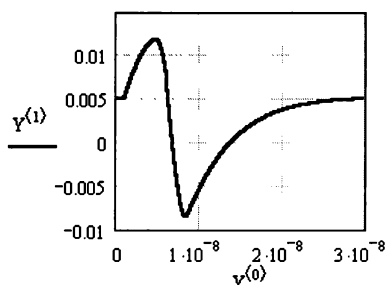


Рис. 3.31. Моделирование ждущего релаксационного генератора (одновибратора)

эти надежды не оправдались (обычный триггер на транзисторах оказался куда более стабильным в работе, да и проще в интегральном исполнении), интересно проанализировать работу нашей цепи в триггерном режиме. Тем более что триггер на ТД нашел достаточно широкое применение.

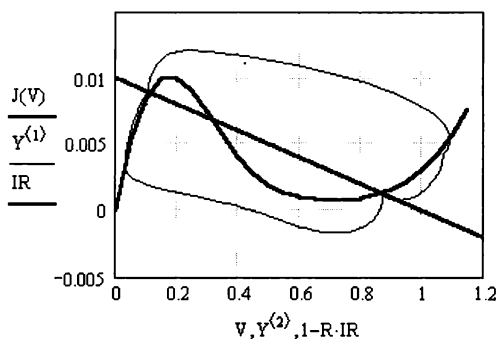
Напомним, что триггер – это устройство с двумя стабильными состояниями равновесия, в которые оно переходит под воздействием запускающих входных импульсов. Для работы цепи в режиме триггера надо выбрать исходное напряжение питания  $E$  и величину резистора  $R$  так, чтобы линия нагрузки пересекала ВАХ в трех точках – рис. 3.32. Две точки на восходящих участках устойчивы, а средняя на падающем участке неустойчива. Все, что надо для переключения

триггера, – добавить положительный импульс к постоянной составляющей  $E(t)$  для переброса триггера в состояние с высоким напряжением на диоде или добавить отрицательный импульс для переброса в состояние с низким напряжением на диоде. Это и демонстрирует рис. 3.32.

Результаты моделирования триггера:

$$R \equiv 100 \quad C \equiv 10 \cdot 10^{-12} \quad L \equiv 50 \cdot 10^{-9} \quad ns \equiv 10^{-9}$$

$$E(t) \equiv 1 + 0.45[\Phi(t - 1 \text{ ns}) - \Phi[t - (4 \text{ ns})]] - 0.45[\Phi(t - 15 \text{ ns}) - \Phi[t - (18 \text{ ns})]]$$



Фазовый портрет колебаний на фоне N-образной ВАХ туннельного диода соответствует двухстабильному режиму работы

Временные зависимости тока и напряжения характерны для триггера:

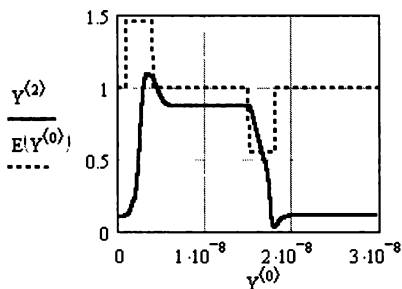
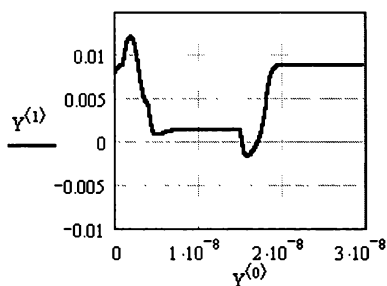


Рис. 3.32. Моделирование триггера на туннельном диоде

Фазовый портрет и временные зависимости напряжения и тока в данном случае свидетельствуют о сложности и специфичности переходных процессов и в то же время о высокой степени их визуализации. Именно это и характерно для моделирования цепей на специальных приборах, таких как туннельные диоды.

### 3.3.5. Пример применения ТД для получения перепадов с длительностью 50 пс

Для снятия переходных характеристик современных осциллографов желательно иметь импульсы с перепадами напряжения длительностью намного меньше 1 нс. В то же время амплитуда импульсов в доли вольт вполне достаточна для этой цели и для запуска многих высокоскоростных устройств. Рисунок 3.33 показывает схему *формирователя импульсов на туннельном диоде* и выбор рабочих точек на его вольт-амперной характеристике при переключении диода.

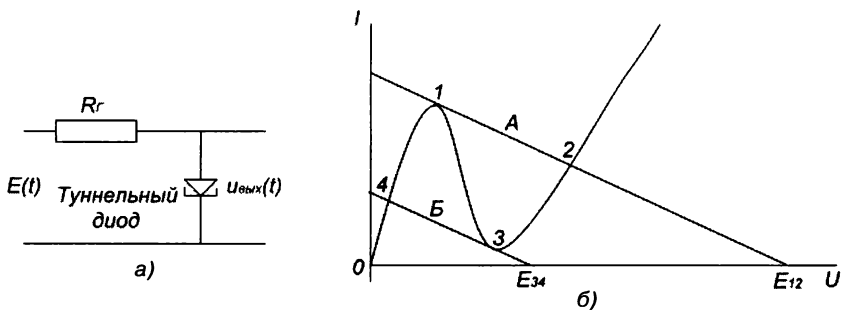


Рис. 3.33. Схема формирователя импульсов с длительностями фронтов на туннельном диоде (а) и N-образная вольт-амперная характеристика туннельного диода (б)

Предположим, что входной сигнал  $E(t)$  формирователя синусоидальный. При увеличении входного сигнала линия нагрузки  $R_r$  (фактически это выходное 50-омное сопротивление генератора) перемещается вверх, пока не достигнет положения А при входном сигнале, равном  $E_{12}$  (от 1,5 до 2,5 В). В этот момент рабочая точка 1 отрывается от ВАХ и скачком перемещается в положение 2. В результате формируется перепад напряжения с амплитудой около 0,5–0,6 В (для германиевых приборов) и малой (субнаносекундной) длительностью.

Оценим хотя бы грубо длительность перепада напряжения при переходе рабочей точки из положения 1 в положение 2. Будем считать, что переключение идет током, равным пиковому току диода  $I_{п}$ . Тогда длительность перепада  $\Delta t \approx C\Delta U/I_{п}$ . Для германиевого туннельного диода 1И308К, специально созданного для формирователей импульсов с субнаносекундной длительностью фронтов, емкость диода  $C = 5$  пФ, ток пика  $I_{п} = 50$  мА, таким образом при  $\Delta U = 0,5$  В получим  $\Delta t = 5 \cdot 10^{-12} \cdot 0,5 / 0,05 = 5 \cdot 10^{-11}$  с = 50 пс. Этот прикидочный расчет

показывает, что возможно формирование импульсов со временем нарастания в 50 пс. При использовании туннельного диода с меньшей емкостью длительность перепада может быть уменьшена.

При уменьшении входного сигнала, в данном случае наложенного на напряжение питания, линия нагрузки начинает перемещаться вниз, пока не займет критического положения Б при уровне входного сигнала  $E_{34}$  (доли вольта). При этом рабочая точка 3 скачкообразно перемещается в положение 4, формируя также быстрый перепад напряжения отрицательной полярности. Амплитуда этого перепада немного меньше, чем положительного перепада, создаваемого при нарастании синусоидального напряжения.

Для получения реальной длительности фронтов порядка 50 пс необходима тщательная оптимизация довольно простой конструкции формирователя в виде литого корпуса с установленным в нем туннельным диодом, имеющим таблеточную конструкцию для уменьшения индуктивности. Отечественная промышленность давно выпускала формирователи на туннельном диоде для стробоскопических осциллографов С1-91 и др. с полосой исследуемых частот до 18 ГГц. На рис. 3.34 показан внешний вид формирователя Ф-02 с СВЧ-узлами для подключения его к выходу генератора AFG 3101 и входу осциллографа. Формирователь входит в состав блока генератора Я4С-89.

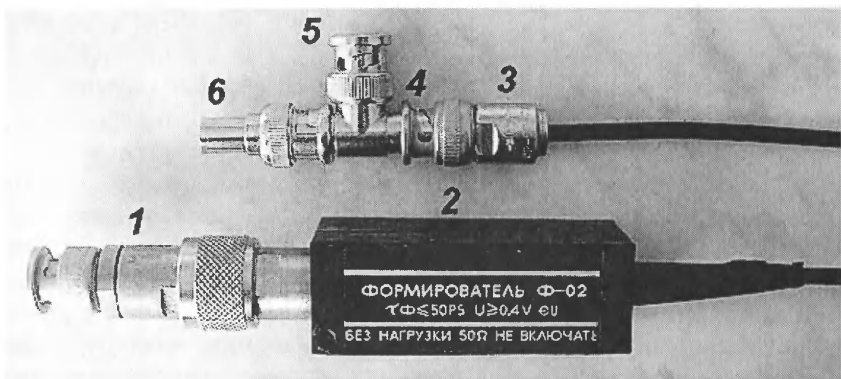


Рис. 3.34. Внешний вид формирователя Ф-02 и СВЧ-узлов импульсного 50-омного тракта

- (1 – переходник к входному разъему CNN; 2 – формирователь Ф-02; 3 – разъем выхода формирователя; 4 – тройник; 5 – выходной разъем; 6 – 50-омная заглушка)

Для испытания формирователя целесообразно вначале опробовать его работу при синусоидальном входном сигнале генератора AFG 3101. Поскольку этот формирователь создан для генерации основного отрицательного перепада, выходной сигнал генератора укладывается в область напряжений с нулевым верхним уровнем и регулируемым нижним уровнем. Задав частоту 100 кГц и меняя нижний уровень напряжения, можно заметить момент, когда формирователь начинает генерировать сигнал разрывной формы, – рис. 3.35. Разумеется, можно в широких пределах менять частоту генератора и выходных импульсов.

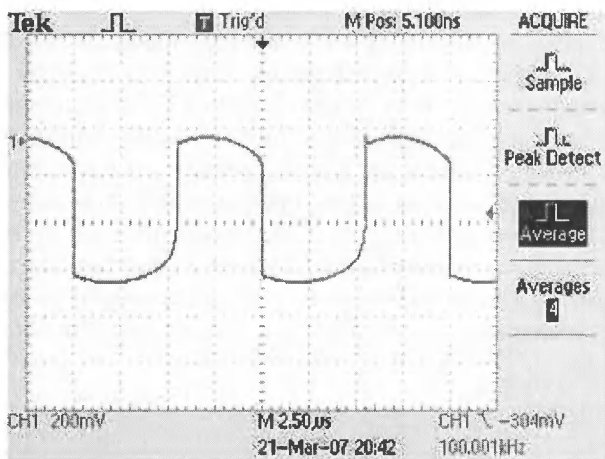


Рис. 3.35. Формирование из синусоиды сигнала разрывной формы

Теперь для получения почти идеальных прямоугольных импульсов достаточно перевести генератор AFG 3101 в режим генерации прямоугольных импульсов. При этом собственные перепады напряжения генератора с длительностью около 5 нс уменьшатся по длительности примерно в 100 раз и составят около 50 пс.

Чтобы оценить реальную длительность формируемого перепада, необходимо просмотреть его на осциллографе с полосой частот исследуемых сигналов до 15–20 ГГц. На рис. 3.36 показана осциллограмма, снятая с помощью стробоскопической осциллографической системы на основе осциллографа С1-91/4 с 18-гигагерцовым стробоскопическим преобразователем Я4С-100 и блоком стробоскопической развертки А4С-101.

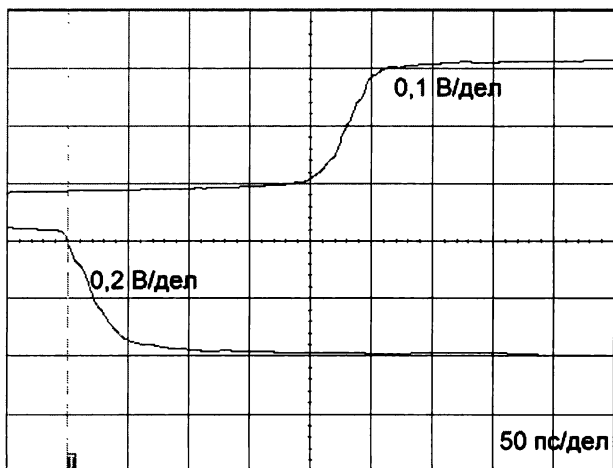


Рис. 3.36. Осциллограммы перепада, формируемого формирователем на туннельном диоде

В состав генератора Я4С-89 входят еще два формирователя для осуществления перепадов положительной  $\Phi-00$  (0,2 В, 50 пс) и отрицательной и  $\Phi-02$  (0,2 В, 70 пс) полярности. Эти формирователи также могут использоваться совместно с генератором AFG 3000 и дают несколько меньшие искажения плоской вершины из-за отражений в коаксиальных кабелях и разъемах. Последнее достигается включением в тракт 50-омного резистора после туннельного диода.

Благодаря очень малой длительности формируемых перепадов с помощью генераторов серии AFG 3000 с формирователем на туннельном диоде можно оценивать время нарастания скоростных осциллографов с полосой исследуемых частот от 0,1 до 10 ГГц. При этом у осциллографов с полосой частот до 1 ГГц фактически оценивается предельная форма переходной характеристики – реакция на идеальный скачок.

Описанные формирователи импульсов можно использовать для запуска сверхскоростных устройств, например на лавинных транзисторах, туннельных диодах и широкополосных операционных усилителях, для оценки реакции цепей с сосредоточенными параметрами, проверки согласования СВЧ и импульсных коаксиальных и микрополосковых трактов и в рефлектометрах, основанных на регистрации отражений от неоднородностей широкополосных трактов.



## 3.4. Формирователи коротких перепадов и импульсов на диодах с накоплением заряда

### 3.4.1. Физика работы диода при переключении

Уже давно для формирования прямоугольных наносекундных импульсов стали использоваться диоды с накоплением заряда – ДНЗ [4, 63] (именуемые также диодами с резким восстановлением обратного сопротивления). В сущности, это обычные диффузионные диоды, у которых вследствие неравномерного распределения примеси в базе создается встроенное тормозящее электрическое поле. Эти приборы позволяют формировать (но не генерировать!) импульсы с субнано-секундным временем нарастания.

Принцип действия формирователей импульсов на ДНЗ основан на накоплении в диоде заряда при протекании через него прямого тока и последующем его переключении в обратное направление. Схема, иллюстрирующая такое переключение, показана на рис. 3.37.

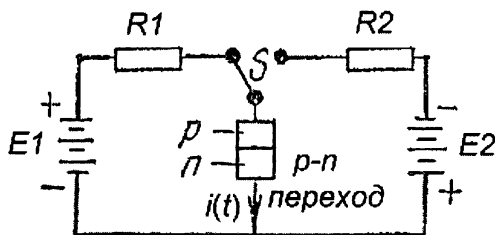


Рис. 3.37. Схема, иллюстрирующая процесс переключения p-n-перехода (диода)

При указанном на рис. 3.37 положении ключа через диод протекает прямой ток, ограниченный резистором  $R_1$  и равный  $I_{np} = (E_1 - U_{np})/R_1$ . Этот ток ведет к накоплению в базе заряда неравновесных носителей. Сразу отметим, что данный заряд и прямой ток устанавливаются не мгновенно, но нас интересует процесс переключения p-n-перехода с прямого направления на обратное. Его можно объяснить, рассматривая распределение в базе диода концентрации неравновесных (избыточных) зарядов, – рис. 3.38. Заметим, что до момента переключения это распределение соответствует кривой для  $t = 0$ , и ее градиент на границе перехода ( $x = 0$ ) определяет ток  $I_{np}$ .

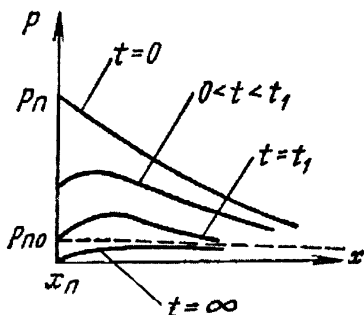


Рис. 3.38. Распределение концентрации плотности зарядов в базе диода при переключении его с прямого направления на обратное

Процесс переключения можно разделить на два этапа. На первом этапе с длительностью  $t_1$  накопленные в базе носители обуславливают весьма низкое сопротивление диода в обратном направлении при его переключении. Это связано с тем, что градиент распределения носителей после переключения в обратное направление становится равным бесконечности. При этом ток во внешней цепи ограничен ее сопротивлением

$$I_1 = E_2/R_2 \quad (3.10)$$

и определяет скорость вывода из базы заряда неравновесных носителей. Из решения уравнения заряда в базе диода можно найти длительность первой стадии переходного процесса:

$$t_1 = \tau_p \ln(1 + I_{np}/I_1), \quad (3.11)$$

где  $\tau_p$  — время жизни дырок в базе диода,  $I_{np}$  — стационарное значение прямого тока через диод перед его переключением,  $I_1$  — практически неизменный обратный ток, ограниченный внешней цепью. Из (3.10) видна возможность изменения времени  $t_1$  путем изменения прямого тока  $I_{np}$ .

В течение второго этапа с длительностью  $t_2$  происходит окончательное рассасывание оставшихся в небольших количествах носителей в условиях дрейфа носителей с высокой скоростью. Установлено, что на этой стадии ток спадает по экспоненциальному закону

$$i(t) \cong I_2 \exp(-t/\tau_c). \quad (3.12)$$

У диодов с равномерным распределением примеси (например, сплавных или микросплавных)  $\tau_c \approx \tau_p$  и  $t_1 \approx t_2$ . Однако у диодов с тор-

мозащим полем базы это поле подгоняет носители к границе  $p$ - $n$ -перехода, в результате чего время  $t_1$  несколько возрастает, но зато в конце его в базе остается меньший заряд носителей. К тому же они быстрее рассасываются с постоянной времени

$$\tau_c = (1/D_p)(kT/qE)^2, \quad (3.13)$$

где  $E$  – напряженность тормозящего поля в базе диода. Выражения (3.12) и (3.13) приближенные, но вполне приемлемые для практических расчетов.

Если время спада оценивать на уровне  $0,2I_1$ , то длительность второй стадии

$$t_2 \approx (1,6/D_p)(kT/qE)^2. \quad (3.14)$$

Из (3.14) видно, что время  $t_2$  сильно зависит от напряженности тормозящего поля  $E$  и доходит до долей наносекунды. Напряженность поля в базе зависит от концентрации и закона распределения примесей в базовой области. У диффузионных диодов необходимое распределение примесей в базе создается в процессе их изготовления. К диодам такого типа относятся диффузионные импульсные диоды КД503, Д310, Д311 и Д312. Так, диод Д312 имеет следующие параметры:  $\tau_p = 150$ – $600$  нс,  $t_1 = 10$ – $100$  нс (в зависимости от величины  $i_{np}$ ) и  $t_2 = 3$ – $20$  нс.

### 3.4.2. Обостритель переднего фронта импульсов на ДНЗ

Схема обострителя переднего фронта импульсов на диоде с накоплением заряда показана на рис. 3.39. Источник  $E$  задает через диод  $D$  прямой ток, ограниченный резистором  $R$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  отделяют цепь постоянного тока от входа и выхода обострителя.

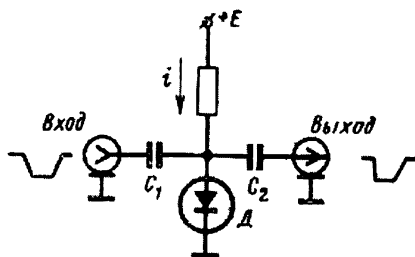


Рис. 3.39. Схема обострителя переднего фронта импульсов на ДНЗ

Входной импульс с пологим фронтом переводит диод в обратное направление. Однако на протяжении времени  $t_1$  падение напряжения на диоде остается близким к 0. Затем за время  $t_2$  диод восстанавливает свое высокое сопротивление, и оставшаяся часть импульса поступает в нагрузку.

Наша промышленность выпускает специальные ДНЗ 2Д524А, 2Д524Б и 2Д524В, выполненные в корпусе с малой индуктивностью (индуктивность 0,7 нГ), допускающем встраивание в 50-омный коаксиальный тракт. Диоды имеют типовое время  $t_2$  резкого восстановления 130, 250 и 85 пс при прямом токе 5 мА и обратном напряжении 10 В. Эти приборы и поныне широко применяются в современной импульсной технике нано- и субнаносекундного диапазона времен.

### 3.4.3. Генератор с формирователем прямоугольных импульсов на ДНЗ

Одной из первых схем, показавших высокую эффективность совместного применения релаксатора на лавинном транзисторе с формирователем прямоугольных импульсов на ДНЗ, была схема, показанная на рис. 3.40 [68, 69]. Схема хорошо иллюстрирует принципы применения диодов с накоплением заряда.

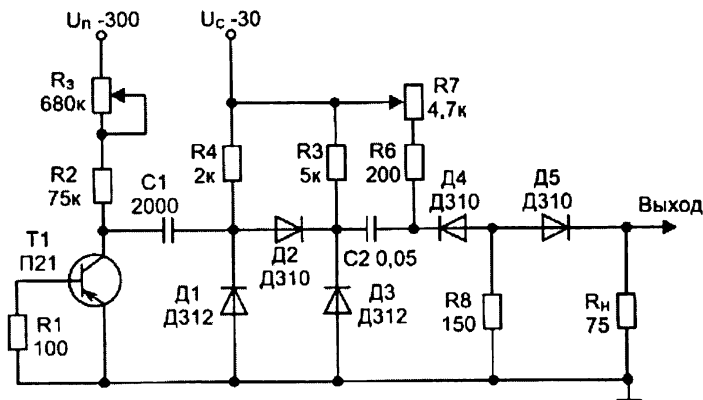


Рис. 3.40. Схема генератора прямоугольных импульсов с формирователем на ДНЗ

В схеме на рис. 3.40 релаксационный генератор выполнен на силовом лавинном транзисторе  $T_1$  класса ЛИТ и работает в автоколебательном режиме. Он генерирует короткие импульсы с экспонен-

циальным спадом и со кругленной вершиной, поступающие на формирователь прямоугольных импульсов регулируемой длительности, выполненный на ДНЗ  $D_1$ ,  $D_3$  и  $D_4$ . Формирователь вырезает близкую к прямоугольной часть импульса релаксатора. Развязка между ДНЗ осуществляется с помощью диодов  $D_2$  и  $D_5$ . Прямой ток, обеспечивающий накопление носителей в базе диодов, подается через резисторы  $R_4$ – $R_7$  от источника смещения – 30 В.

Генерируемый релаксатором импульс с длительностью фронта порядка 50 нс поступает на  $D_1$  и меняет его полярность на обратную. Однако в течение времени  $t_1 \approx 30$  нс диод находится в стадии большой проводимости, поэтому напряжение на диоде остается близким к нулю. Затем диод резко восстанавливает свое высокое сопротивление, и исходный импульс с укороченным на 30 нс фронтом поступает через развязывающий диод  $D_2$  на диод  $D_3$  с резким восстановлением. Последний, в свою очередь, укорачивает еще на 30 нс фронт импульса. Суммарное время  $t_1$  диодов  $D_1$  и  $D_3$  порядка 60 нс несколько превышает длительность фронта исходного импульса. Поэтому формируемый на  $D_3$  импульс имеет фронт, длительность которого определяется только временем восстановления обратного сопротивления  $D_3$  и не превышает 3–4 нс. Таким образом, фронт импульса формируется в две стадии из пологого фронта исходного импульса.

Вершина и спад импульса формируются ДНЗ  $D_4$ . В момент прихода на него импульса с ДНЗ  $D_3$  полярность напряжения на ДНЗ  $D_4$  меняется на обратную. Однако в течение 10–100 нс (это время регулируется изменением тока через  $D_4$  с помощью резистора  $R_7$ ) диод находится в состоянии высокой проводимости, и импульс релаксатора со сформированным крутым фронтом беспрепятственно проходит на нагрузку. Затем  $D_4$  быстро восстанавливает свое высокое сопротивление, и импульс на нагрузке обрывается. Длительность спада импульса определяется временем восстановления  $D_4$  и не превышает 3–4 нс. Осциллограммы импульсов на выходе генератора при трех значениях тока диода  $D_4$  показаны на рис. 3.41.

Амплитуда импульса на нагрузке 75 Ом доходит до 20–30 В. Частота повторения импульсов может изменяться в 10–15 раз с изменением сопротивления  $R_3$ . Грубо ее можно менять, переключая емкость  $C_1$ . Таким образом, легко получить частотный диапазон от 20 Гц до 20 кГц. Кроме того, частоту повторения импульсов можно рассчитать с помощью формулы

$$f_{\Gamma} = \{(R_2 + R_3)C_1 \ln[E_{\kappa} / (E_{\kappa} - U'_{\beta})]\}^{-1}. \quad (3.15)$$

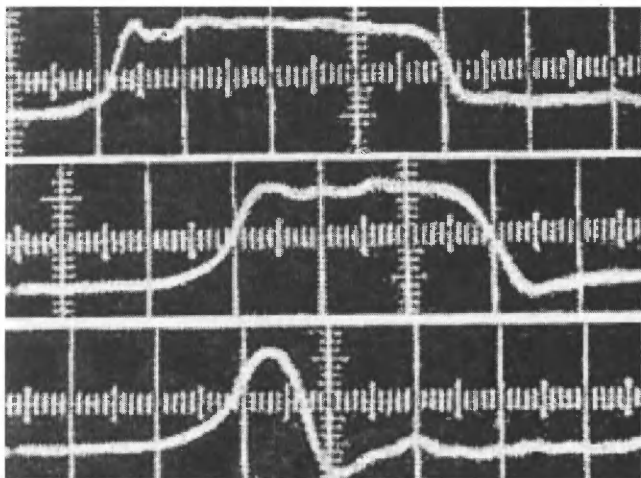


Рис. 3.41. Осциллограммы импульсов на выходе генератора рис. 3.40 при разных токах диода Д4 (масштаб по вертикали 25 В/дел, по горизонтали 20 нс/дел для верхней осциллограммы и 10 нс/дел для других осциллограмм)

Емкость  $C_1$  существенно влияет на неравномерность вершины импульса. Поэтому ее нельзя брать меньшей 1 нФ, так как в противном случае длительность импульса релаксатора оказывается недостаточной для формирования импульса длительностью 100 нс. Из (3.15) следует, что это ведет к ограничению частоты автоколебаний. Генератор может работать в ждущем режиме, если  $T_1$  запереть положительным напряжением на базе.

## 3.5. Генераторы коротких перепадов и импульсов на лавинных транзисторах

### 3.5.1. Генераторы импульсов с субнаносекундными фронтами на лавинных транзисторах

Основой импульсных устройств с субнаносекундными фронтами могут быть описанные в главе 2 лавинные транзисторы с ограниченной областью объемного заряда коллекторного перехода. Типичная схема ждущего релаксатора на  $p-n-p-p^+$ -лавинном транзисторе, например

ГТ338, представлена на рис. 3.42. Запирающий ток базы  $I_b \approx E_b/R_b$  должен быть больше начального тока коллектора  $I_k \approx (E_k - U_M)/R_k$ . В этом случае лавинный транзистор закрыт, но его коллекторный переход находится в состоянии лавинного пробоя. Конденсатор  $C$  заряжен до начального напряжения  $U_0 \approx U_M$ . При запуске импульсом отрицательной полярности лавинный транзистор регенеративно включается, и конденсатор  $C$  разряжается. На резисторах  $R_n$  и  $R_s$  формируются импульсы положительной и соответственно отрицательной полярности.

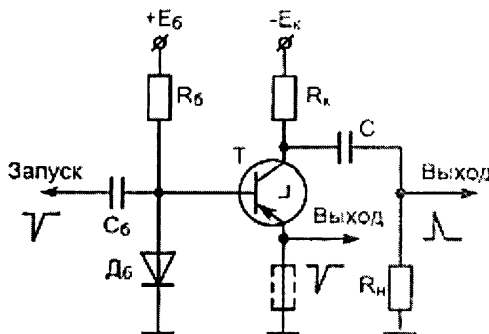


Рис. 3.42. Типичная схема ждущего релаксатора на  $p$ - $n$ - $p$ -лавинном транзисторе

На рис. 3.43 показаны осциллограммы запускающего и разрядного импульсов, полученные от генератора рис. 3.42 на лавинном транзисторе ГТ338Б при  $R_b = 10$  кОм,  $E_b = 12$  В,  $R_k = 51$  кОм,  $E_k = -80$  В,  $D_b$  типа КД503,  $R_s = 0$  и  $R_n = 50$  Ом. Осциллограмма снята с помощью стробоскопического осциллографа С1-91/4 в составе компьютеризированной системы, у которой сигналы с выхода стробоскопического преобразователя Я4С100 просматриваются на медленной развертке цифрового осциллографа DPO 4101 фирмы Tektronix.

Из осциллограмм видно, что включение лавинного транзистора происходит с задержкой около 2 нс, разрядный импульс имеет амплитуду около 28 В при времени нарастания около 0,4 нс. Таким образом, время нарастания оказывается заметно меньше 1 нс.

Значительно лучшие результаты позволяют получить кремниевые эпитаксиальные транзисторы (как специальные лавинные, так и обычные). Следует отметить, что у них все напряжения и токи имеют другую полярность, чем у схем (например, рис. 3.42) на  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторах. На рис. 3.44 показаны осциллограммы импульсов,

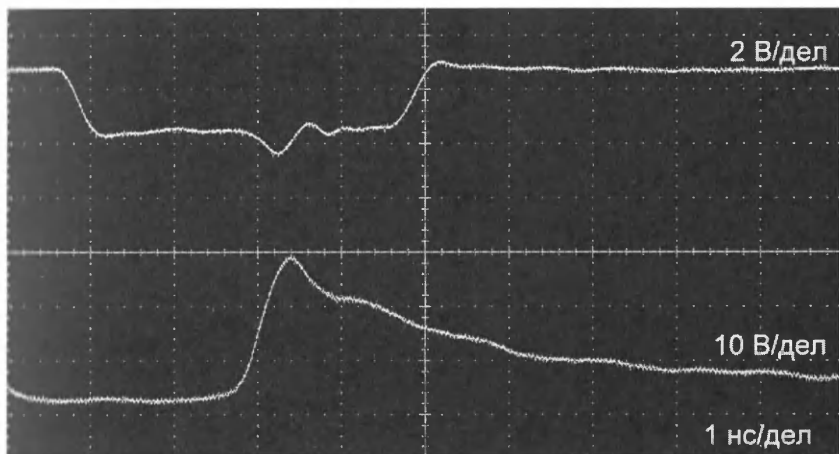


Рис. 3.43. Осциллограммы импульсов запуска (верхний луч) и на нагрузке (нижний луч) релаксатора на германиевом лавинном транзисторе ГТ338Б

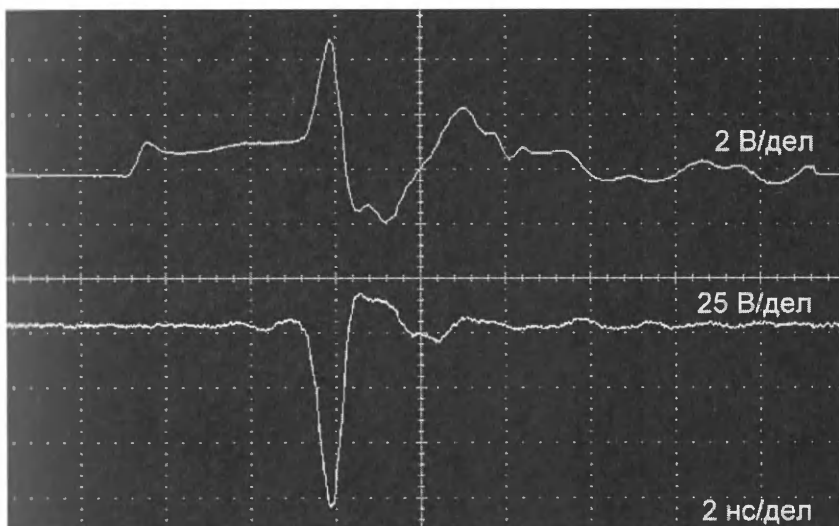


Рис. 3.44. Осциллограммы импульсов запуска (верхний луч) и на нагрузке (нижний луч) для релаксатора на кремниевом лавинном транзисторе КТ346



полученных от кремниевого транзистора КТ646 при следующих данных схемы:  $E_6 = -4$  В,  $R_6 = 4,3$  кОм,  $E_k = 51$  кОм,  $D_6$  КД504,  $R_3 = 0$ ,  $R_n = 50$  Ом и  $C = 5$  пФ.

Амплитуда импульса на нагрузке 50 Ом достигает 80 В при времени нарастания импульса около 0,25 нс и длительности 0,4 нс. Интересно, что длительность спада даже несколько меньше, чем время нарастания. Кроме того, отмечается сильная реакция разрядной цепи на входную цепь, что, вероятно, связано с влиянием конечного сопротивления и индуктивности эмиттерного вывода транзистора.

Иногда, например при построении стробоскопических преобразователей, возникает необходимость в получении сверхкоротких импульсов с длительностью менее 1 нс. Для этого можно использовать релаксатор рис. 3.43 при очень малой емкости  $C < 5$  пФ. При этом влияние индуктивности разрядной цепи нередко приводит к появлению колебаний после разрядного импульса. Интересный случай наблюдается при емкости  $C = 2$  пФ. При этом формируется почти симметричный двухполярный импульс (рис. 3.45), который очень полезен при импульсном возбуждении антенн и их тестировании во временной области. Такой импульс формируется, если оставшегося после формирования первой полуволны разрядного импульса заряда в базе транзистора достаточно для формирования второй полуволны. Но затем транзистор закрывается, и колебательный процесс резко обрывается.

Одним из методов получения коротких импульсов является дифференцирование обычного разрядного импульса релаксатора.

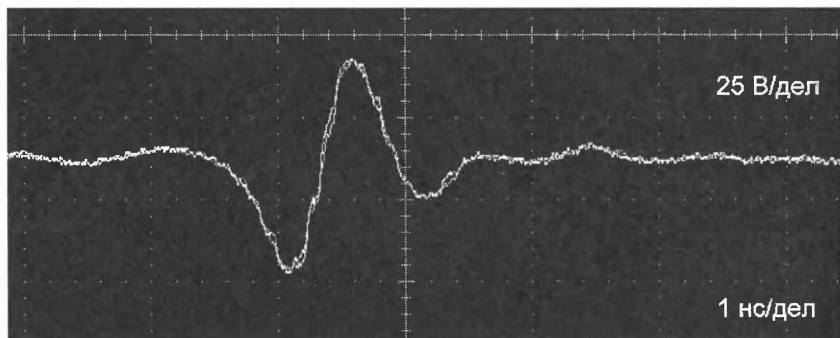


Рис. 3.45. Осциллограмма импульса релаксатора на кремниевом лавинном транзисторе КТ646 при малой емкости  $C = 2$  пФ

Можно использовать как линейные дифференцирующие цепочки, так и нелинейные – в виде варикапов и диодов в обратном включении. Схема такого генератора показана на рис. 3.46а (транзистор ГТ338Б). Это обычный релаксатор, дополненный нелинейной дифференцирующей цепью из обратно включенных диодов Д1, Д2 и резистора нагрузки.

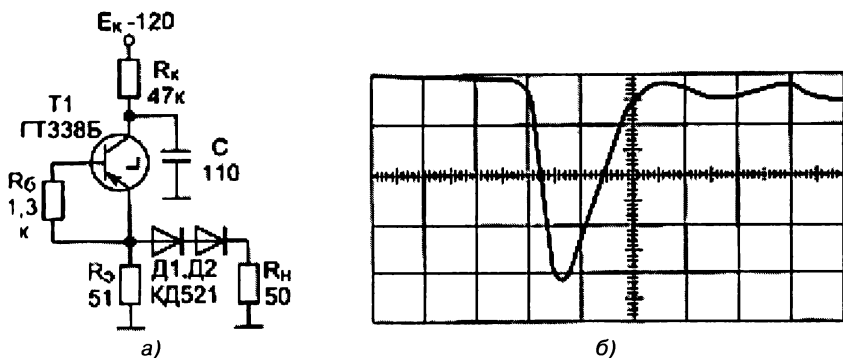


Рис. 3.46. Релаксатор с нелинейной дифференцирующей цепочкой (а) и осциллограмма его выходных импульсов (б). Масштаб осциллограммы 1 В/см по вертикали и 0,5 нс/дел по горизонтали

Осциллограмма импульсов, снятая с помощью стробоскопического осциллографа С7-5, показана на рис. 3.46б. Длительность фронта импульса составляет 0,13 нс, а активная длительность импульса – примерно 0,6 нс. Фронт импульса формируется при большой емкости диодов, когда напряжение на них мало. По мере нарастания напряжения исходного импульса емкость диодов падает, что ускоряет спад напряжения на нагрузке и позволяет получать импульсы малой длительности. Амплитуда выходных импульсов невелика (немного выше 4 В), но вполне достаточна для применения такого генератора в роли генератора стробирующих импульсов.

Одной из проблем построения релаксаторов на лавинном транзисторе является возникновение колебаний после импульсов из-за паразитной реактивности разрядной цепи. Их частично можно подавить, подключая параллельно R<sub>н</sub> малоинерционные диоды (например, диоды КД512, ДЗ11 и др.). Однако их последовательное сопротивление может быть одного порядка с R<sub>н</sub>. В этом случае гашение колебаний будет неэффективным или просто отсутствовать. Возможно включение нескольких диодов параллельно.

Куда лучшие результаты дает применение вместо накопительного конденсатора в релаксаторе варикапа, имеющего нелинейную зависимость емкости  $C$  от приложения к нему напряжения  $U_c$ . В этом случае при  $U_c \rightarrow 0$  емкость  $C$  варикапа резко возрастает и условие возникновения колебаний нарушается. В качестве варикапов можно использовать диоды (КД521, КД503, КД504) – рис. 3.47. Источник  $-E_{см}$  задает начальное запирающее смещение на диодах.

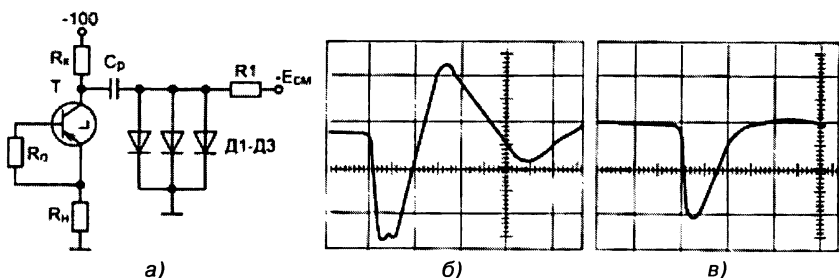


Рис. 3.47. Генератор импульсов с субнано­секундным временем нарастания (а) и осциллограммы импульса разрядного тока релаксатора рис. 2 1а на лавинном транзисторе ГТ338Б при линейном конденсаторе  $C = 20$  пФ (б) и в схеме рис. 5 3а (в). Масштаб осциллограммы по вертикали 1 А/дел, по горизонтали – 2 нс/дел

### 3.5.2. Генератор прямоугольных импульсов с $t_{\phi} \approx 0,1$ нс

Для испытания широкополосных устройств, например на арсенид-галлиевых полевых транзисторах, был разработан простой генератор почти прямоугольных импульсов, схема которого представлена на рис. 3.48а. Коллектор лавинного транзистора ГТ338В через нагрузку включен к земле, а питание подается на эмиттер, к нему и подключена накопительная линия в виде отрезка коаксиального кабеля. Запуск осуществляется через трансформатор на отрезках линий передачи.

Конструктивно генератор выполнен в корпусе 50-омного коаксиального аттенюатора. При монтаже в нем к минимуму сведена индуктивность разрядной цепи, а диаметр проводов выбран из условия обеспечения 50-омного волнового сопротивления по всей цепи разряда накопительной линии. Это позволило практически устранить колебательные явления при формировании импульсов с очень малым временем нарастания (около 100 пс) и получить практически

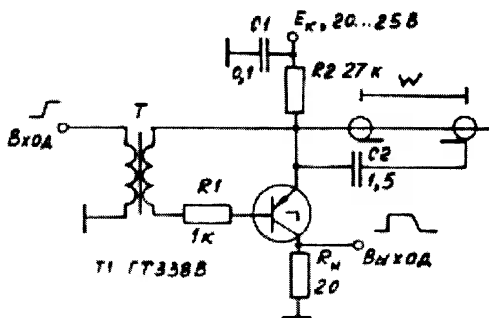


Рис. 3.48. Схема (а) и внешний вид (б) генератора почти прямоугольных импульсов со временем нарастания до 100 пс (1 – корпус 50-омного аттенюатора; 2 – отрезок сменной накопительной линии; 3 – вывод проходного конденсатора для подключения проводов питающего напряжения; 4 – выходной 50-омный коаксиальный разъем)

плоскую вершину импульса. Осциллограмма импульсов на выходе генератора показана на рис. 3.49.

Длительность импульсов может меняться сменой подключаемого через разъем позади корпуса отрезка накопительной линии в виде коаксиального кабеля РК-50-II. Выходное сопротивление генератора (с учетом 50-омного сопротивления входа исследуемого устройства) составляет всего около 16 Ом. Это позволяет обеспечить малое время нарастания на емкости до 10–20 пФ. Конденсатор  $C_2$  корректирует передний фронт импульсов, но несколько затягивает задний (его длительность составляет около 1 нс). Частота запуска генератора доходит до 20–30 МГц.

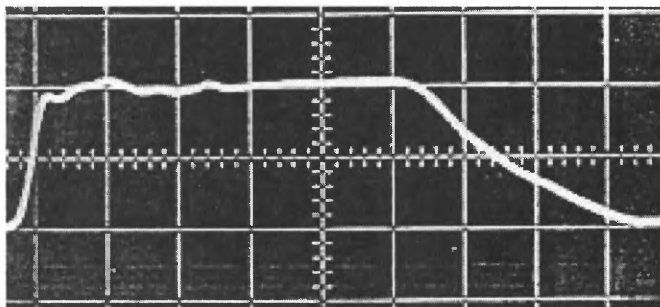


Рис. 3.49. Осциллограмма импульсов генератора рис. 3.48 (масштаб по вертикали 2 В/дел, по горизонтали 0,5 нс/дел)

### 3.5.3. Генератор импульсов тока с амплитудой 25 А и длительностью 1,5 нс

ЛТОООЗ (и обычные кремниевые  $n-p-n$ -транзисторы, работающие в лавинном режиме с ограниченной ООЗ) позволяют получить уникальные параметры импульсов, недостижимые при использовании других полупроводниковых приборов. Примером может служить схема генератора импульсов с амплитудой около 25 А при длительности импульса около 1,5 нс [101]. Она показана на рис. 3.50а. Генератор предназначен для запуска мощных скоростных лазерных диодов, используемых, например, в лазерных локаторах и дальномерах.

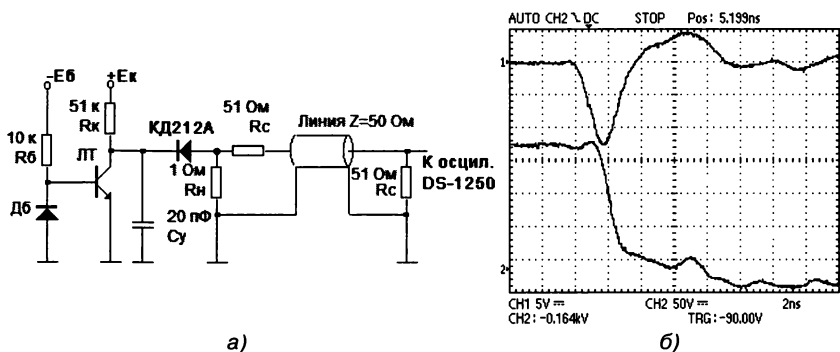


Рис. 3.50. Схема генератора мощных наносекундных импульсов на лавинном транзисторе (а) и осциллограммы импульсов напряжения на нагрузке и коллекторе лавинного транзистора при масштабе по горизонтали 2 нс/дел (б)

Это типичная релаксационная схема. Для увеличения начального напряжения на конденсаторе релаксатора до напряжения лавинного пробоя коллекторного перехода  $U_M$  желательно надежно запереть транзистор вплоть до наступления пробоя. Для этого в схему релаксатора введем резистор  $R_6 = 10 \text{ кОм}$ , подключенный к источнику напряжения  $E_6 = -2 \text{ В}$  отрицательной полярности. При этом потенциал базы фиксируется диодом  $D_6$ , что предотвращает пробой эмиттерного перехода. Изменяя  $E_k$  (типовое значение 200–300 В), можно менять частоту автоколебаний и перевести генератор в ждущий режим работы.

Моделирование на ЭВМ и эксперимент показывают, что даже малая паразитная индуктивность разрядного контура (в единицы наногенри) вызывает сильный колебательный процесс после разрядного

импульса [82]. Было установлено, что эффективным способом борьбы с ней является применение нелинейного накопительного конденсатора, емкость которого увеличивается по мере его разряда. Подходящим в этой роли является силовой диод КД212А, который имеет рабочее напряжение 200 В (больше  $U_M$ ) и емкость около 45 пФ при напряжении 100 В. Она возрастает в несколько раз при уменьшении напряжения до 0. Кроме того, этот диод имеет очень малое паразитное последовательное сопротивление.

Чтобы исключить отражение в кабеле осциллографа, введем согласующие резисторы  $R_c$  по 51 Ом в начале и конце кабеля, подключающего осциллограф к нагрузке  $R_n$ . Это означает возникновение делителя напряжения в 2 раза. В качестве эквивалента нагрузки возьмем практически безындуктивный резистор МЛТ-0,25 с номиналом 1 Ом.

На рис. 3.50б показаны осциллограммы импульсов на нагрузке  $R_n = 1$  Ом и на коллекторе транзистора, снятые 250-мегагерцовым цифровым осциллографом DS-1250 фирмы EZ Digital. Амплитуда импульса достигает (с учетом деления напряжения в 2 раза) 25 В, то есть пиковый ток в нагрузке имеет значение 25 А, вполне соответствующее нашим прикидкам. При смене транзистора амплитуда тока может меняться примерно от 20 до 30 А при практически аналогичных временных параметрах. Реальное время нарастания импульсов составляет 0,4–0,6 нс.

Импульс разрядного тока имеет почти равные по длительности участки нарастания и спада тока и характерный выброс после них. Минимизировать этот выброс можно, предельно сократив длину разрядной цепи. Полное устранение выброса, как правило, нецелесообразно, поскольку он способствует рассасыванию избыточных зарядов в реальной нагрузке – лазерном диоде и уменьшению длительности спада светового импульса.

Частота автоколебаний генератора – около 200 кГц. Уменьшив  $E_k$  или увеличив  $E_b$ , можно перевести генератор в ждущий режим и запускать импульсами положительной полярности, подаваемыми на базу транзистора через разделительный резистор в сотни ом. Если  $E_k$  немного превышает  $U_M$ , то форма импульсов получается аналогичной описанной. При меньших  $E_k$  амплитуда импульсов быстро падает.

Применение этих транзисторов позволяет в простых релаксационных схемах получать наносекундные импульсы с амплитудой до 50–60 А от одного лавинного транзистора или многие сотни вольт и сотни ампер при их последовательном и параллельном включении либо при использовании в схеме Маркса. Необходимость в получе-

нии таких импульсов появилась в связи с созданием новых типов измерительных приборов – лазерных локодеров и дальномеров, видеолокодеров и георадаров.

В наши дни параметры подобных генераторов можно существенно улучшить, применяя специально разработанные зарубежные высоковольтные кремниевые ЛТОООЗ. Серию таких приборов разработала в середине 90-х годов крупная полупроводниковая фирма Zetex Semiconductors. Приборы FMMT413, FMMT415, ZTX415 и FMMT417 имеют напряжение  $U_M = U_{CB0} = 150, 260, 260$  и  $320$  В и пиковые токи разряда конденсатора 50 и 60 А.

### 3.5.4. Генераторы прямоугольных импульсов с разрядной линией

Заменяв конденсатор  $C$  отрезком коаксиального кабеля или полосковой линией, можно получить разрядный импульс почти прямоугольной формы – рис. 3.51.

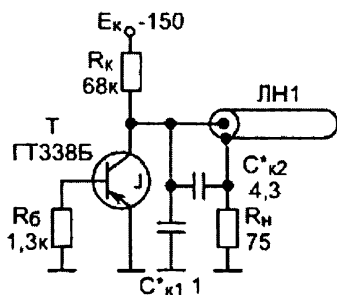


Рис. 3.51. Генератор почти прямоугольных импульсов на лавинном транзисторе GT338 с разрядной линией

В генераторе рис. 3.51 через резистор  $R_k$  линия заряжается от источника напряжения, и когда напряжение  $E_k$  на ней достигает  $U'_\beta$ , лавинный транзистор включается, и линия начинает разряжаться через нагрузку и транзистор. В отличие от конденсатора, разрядный ток линии практически постоянен и равен

$$I_p = (U'_0 - U_\beta) / (R_T + R_n + R_{л1}), \quad (3.16)$$

где  $R_{л1}$  – волновое сопротивление линии, определяемое из выражения

$$R_{л1} = \sqrt{L/C}. \quad (3.17)$$

На стадии разряда линии напряжение на лавинном транзисторе остается близким к  $U_{\beta}$ , то есть транзистор находится во включенном состоянии. При этом после включения транзистора в линии создается волна напряжения, которая движется от начала к концу линии, а затем, отразившись от конца линии, начинает двигаться к ее началу. Достигнув начала линии, волна резко снижает напряжение на коллекторе транзистора, в результате чего он регенеративно выключается. Длительность прямоугольных импульсов, формируемых при разряде линии, равна удвоенному времени распространения волны напряжения в один конец линии, то есть

$$t_{11} = 2n\sqrt{L/C}, \quad (3.18)$$

где  $n$  – число ячеек линии.

Время восстановления генератора определяется временем заряда суммарной емкости  $C_0$  линии, равной  $nC$ , через сопротивление  $R_k$

$$t_B = R_k C_0 \ln[(E_k - u_{ck})(E_k - U_0)]. \quad (3.19)$$

Для правильной работы генератора следует выполнить условие

$$R_T + R_{11} \leq R_L. \quad (3.20)$$

В этом случае отражения в линии из-за несогласования с нагрузкой не нарушают работу схемы. Длительность фронтов импульса определяется полосой пропускания линии.

При использовании широкополосных линий с распределенными постоянными расчет генератора в этом случае аналогичен ранее приведенному. Разница только в том, что под  $L$  и  $C$  нужно понимать погонную индуктивность и емкость линии, а под  $n$  – ее длину.

При точном согласовании линии с нагрузкой ( $R_T + R_{11}$ ) амплитуда выходных импульсов:

$$U_{11} = R_{11}(U_0 - U_{\beta}) / 2(R_T + R_{11}). \quad (3.21)$$

Эта амплитуда является предельной, и она примерно вдвое ниже, чем предельная амплитуда импульсов. Конечное напряжение  $u_{ck}$ , как и в схеме релаксационного генератора (рис. 2.1а), зависит от общей величины емкости  $C_0$ . В приближенных расчетах его можно принять равным нулю, что даст несколько завышенное значение  $t_B$ .

Время нарастания импульсов в схеме рис. 3.51 определяется переходной характеристикой линии с сосредоточенными постоянными [5]. Однако его легко значительно уменьшить, включив конденсатор  $C_k$ . Емкость его удобно подобрать экспериментально по наилучшей



форме импульсов. В этом случае длительность переднего фронта выходного импульса определяется лишь параметрами лавинного транзистора. Однако длительность заднего фронта импульсов при этом практически не меняется.

На рис. 3.52а показана осциллограмма импульсов описанного генератора при отсутствии элементов коррекции и при их наличии. Нетрудно заметить, что коррекция существенно уменьшает время нарастания импульсов, но создает некоторый «звон» – тем меньший, чем меньше паразитные индуктивности в разрядной цепи линии и транзистора.

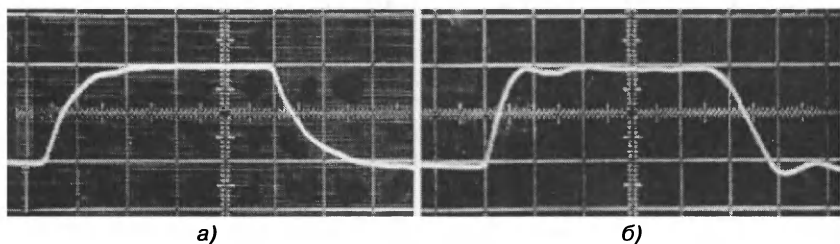


Рис. 3.52. Осциллограммы импульсов генератора рис. 3.51 без элементов коррекции (а) и при включении их (б). Масштаб 5 В/см по вертикали и 1 нс/см по горизонтали

Оценим время нарастания импульсов при отсутствии корректирующих элементов – конденсаторов  $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$ . В этом случае (ввиду широкополосности линии) оно практически определяется характеристикой коммутации лавинного транзистора, то есть динамическим пробоем:

$$u_{кз.}(t) \approx (U_M - U_\beta)e^{-t/n\tau} + U_\beta, \quad (3.22)$$

где  $U_\beta$  – напряжение пробоя транзистора при обрыве базы,  $n$  – показатель степени в формуле Миллера для коэффициента лавинного умножения  $M$ ,  $\tau$  – постоянная времени включения лавинного транзистора.

Определяя время коммутации  $t_k = t_\phi$  на уровнях отсчета  $u_{кз.}(t)$ , равных 0,1 и 0,9 от полного перепада ( $U_M - U_\beta$ ), получаем:

$$t_k \approx 2,2n\tau \approx 6,6\tau. \quad (3.23)$$

У специальных лавинных мезаэпитаксиальных транзисторов ГТ338А–ГТ338В в области больших токов и напряжений наблюдается эффект расширения области объемного заряда коллекторного перехода и  $\tau$  падает с ростом тока. В момент смыкания переходов достигает минимально возможной величины  $\tau_{Тмин} \approx 0,1-0,3$  нс (иногда)

да и меньше), определяемой временем пролета носителями области объемного заряда. Включение корректирующего конденсатора  $C_{к1}$  обеспечивает рост коллекторного тока в начальной стадии включения и накопление зарядов, достаточное для быстрого (с постоянной времени  $\tau_{Тмин}$ ) переключения лавинного транзистора. В этом случае из (4.97) при  $\tau_{Тмин} = 0,3$  нс получим  $t_k \approx 2$  нс. Это время и характерно для импульсов, представленных осциллограммой рис. 4.35а при использовании транзисторов ГТ338А.

Основную коррекцию фронта обеспечивает конденсатор  $C_{к2}$ , включенный параллельно ЛН. Его разряд формирует на нагрузке  $R_{н}$  короткий импульс, дополняющий (на фронтальной части) импульс, формируемый на  $R_{н}$  разрядом ЛН.

Для расчета временной зависимости выходного напряжения  $U_{вых}(t)$  и определения оптимальной величины  $C_{к2}$  воспользуемся данными работы [5], приведенными для искровых разрядников, которые также имеют экспоненциальную характеристику коммутации (вида  $U_0 e^{-t/\tau}$ ). Учитывая остаточное напряжение  $U_\beta$  лавинного транзистора и полагая  $U_0 = (U_M - U_\beta)$ ,  $R_{н} = R_{л}$  и  $\tau = n\tau_T$ , из данных [5] находим:

$$u_{вых}(t) = \frac{U_M - U_\beta}{2} \left[ 1 - 2 \left( \frac{1 - R_{л} C_{к2} / n\tau_T}{2 - R_{л} C_{к2} / n\tau_T} \right) e^{-\frac{t}{n\tau_T}} - \frac{R_{л} C_{к2} / n\tau_T}{2 - R_{л} C_{к2} / n\tau_T} e^{-\frac{2t}{R_{л} C_{к2}}} \right]. \quad (3.24)$$

Из этого выражения следует, что при  $C_{к2} = 0$  зависимость  $u_{вых}(t)$  имеет монотонный характер, а амплитуда импульсов достигает величины  $U_{вых} = (U_M - U_\beta)/2$ . С ростом  $C_{к2}$  начальная крутизна роста  $u_{вых}(t)$  возрастает и  $t_\phi$  уменьшается. Однако при  $C_{к2} > C_{к2опт}$  разряд  $C_{к2}$  на  $R_{н}$  приводит к появлению на нагрузке характерного выброса – происходит перепоправка. Определяя  $C_{к2опт}$  при допустимом 5%-ном выбросе, получим

$$C_{к2опт} \approx 1,4n\tau_T / R_{л} = 4,2\tau_T R_{л}. \quad (3.25)$$

При типовых  $\tau_T = 0,3$  нс и  $R_{л} = 75$  Ом,  $C_{к2опт} \approx 18$  пФ. С учетом емкости монтажа емкость  $C_{к2}$  составляет обычно единицы пикофард и должна уточняться экспериментально, так как по параметру  $\tau_T$  лавинные транзисторы имеют заметный разброс.

При правильном выборе  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$  генератор рис. 4.35 формирует импульсы с амплитудой до 10–15 В на  $R_{н} = 50$  Ом и  $t_\phi = 0,8$  нс (у отдельных более низковольтных приборов удается получить  $t_\phi \approx 0,3$  нс

и даже меньше). Длительность импульсов может меняться от 2 до 50–100 нс с изменением длины  $l$  кабеля ЛН (при  $t_{\text{н}} > 100$  нс кабельная ЛН становится чрезмерно громоздкой). Эффективность коррекции видна из сопоставления осциллограмм импульсов, приведенных на рис. 4.36а и б для случаев  $C_{\text{к1}} = C_{\text{к2}} = 0$  и включения  $C_{\text{к1}}$  и  $C_{\text{к2}}$  (осциллограммы сняты с экрана стробоскопического осциллографа С7-5).

Прекрасные и порою уникальные результаты дает применение в генераторах с разрядной линией современных кремниевых планарно-эпитаксиальных  $n$ - $p$ - $n$ -транзисторов, работающих в режиме ограниченной ООЗ, – ЛТОООЗ. На рис. 3.53 показана типовая схема генератора на таком приборе (транзистор КТ3102ЕМ).

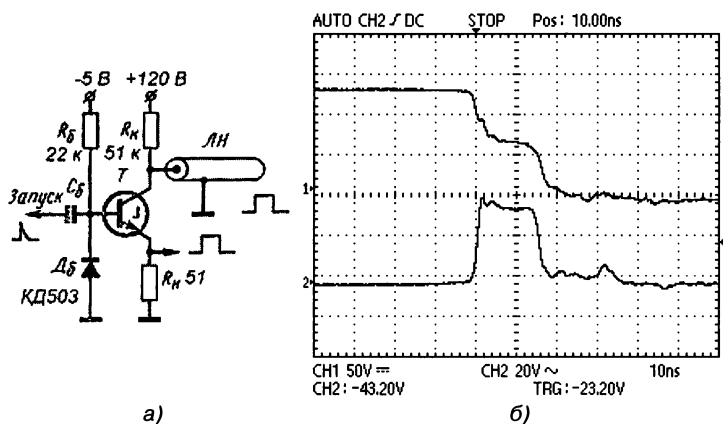


Рис. 3.53. Схема генератора с разрядной линией на кремниевом ЛТОООЗ (а) и осциллограммы импульсов на входе и выходе (б)

На рис. 3.53б представлены осциллограммы напряжений на коллекторе транзистора и на резисторе нагрузки, снятые цифровым осциллографом DS-1250 (транзистор КТ3102ЕМ в пластмассовом корпусе). Отчетливо видны все стадии переходного процесса, в частности полка напряжения на коллекторе со значением около  $U$  на стадии формирования плоской вершины импульса. Амплитуда импульса достигает 40 В при времени нарастания около 1,5 нс.

Если учесть конечное время нарастания самого осциллографа, равное 1,4 нс, то можно сделать вывод, что реальное время нарастания импульсов меньше 1 нс. Стоимость транзистора в пластмассовом корпусе КТ3102ЕМ – несколько рублей!

Описанные выше схемы генераторов с разрядной линией критичны к согласованию ее с нагрузкой. При нарушении согласования форма генерируемых импульсов сильно искажается из-за отражений в линии. Это препятствует использованию таких генераторов в ряде их применений, например в случае работы на нелинейную или емкостную нагрузку.

На рис. 3.52а приведена основная схема генератора, не критичного к величине сопротивления нагрузки  $R_H$  [114]. В отличие от простейшей схемы, здесь экран коаксиального кабеля подключается с одной стороны к нагрузке, а с другой – к согласующему резистору  $R_c = (R_n - R_T)$ , где  $R_T \approx 10$  Ом – сопротивление включенного лавинного транзистора. Заземление  $R_H$  и  $R_n$  производится в одной точке, так что кабель оказывается свернутым в кольцо (или при большой длине  $l$  кабеля он сворачивается в бухту).

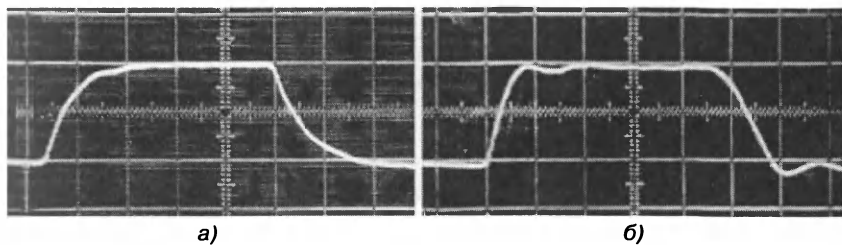


Рис. 3.52. Генератор прямоугольных импульсов на лавинном транзисторе КТ630А с накопительной линией в виде отрезка коаксиального кабеля (а) и осциллограмма выходного импульса при  $E_p = 300$  В (б)

Указанное включение согласующего резистора позволяет исключить функции согласования у нагрузочного резистора  $R_H$ , и его величина может превышать  $R_n$ . Длительность формируемого импульса, как и в простейшей схеме, равна  $2t_3$ , где  $t_3 = lt_{31}$  – время задержки отрезка кабеля длиной  $l$  метров и  $t_{31}$  – погонная задержка. В описанных генераторах применен коаксиальный кабель РК-75-2-12 с волновым сопротивлением 75 Ом и  $t_{31} \approx 5$  нс/м. Включение конденсатора  $C_k$  способствует вводу лавинного транзистора в режим с ограниченной о.о.з. и увеличивает его быстродействие до предельно возможного.

В генераторе (рис. 3.52а) применен высоковольтный транзистор КТ630А с  $U_M$  около 300 В и отрезок 75-омного коаксиального кабеля с длиной около 1,5 м. Из рис. 3.52б видно, что форма импульса при

довольно малой длительности (15 нс) очень хорошая, а амплитуда импульса на нагрузке 50 Ом достигает 100 В. Получить такие импульсы от обычных и куда более сложных схемных решений довольно трудно, а подчас и просто невозможно. Конденсатор  $C_k$  небольшой емкости служит для коррекции фронта импульса – он уменьшает выбросы выходного импульса. При использовании в схеме рис. 3.23а менее высоковольтных транзисторов КТ831А и К1102Л можно получить амплитуду импульса при той же форме, соответственно около 70 и 30 В.

## 3.6. Генераторы коротких перепадов и импульсов на лавинных и полевых транзисторах

### 3.6.1. Формирователи коротких импульсов на лавинных и мощных СВЧ-биполярных транзисторах

Мощные СВЧ-транзисторы с предельной частотой  $f_T > 1$  ГГц также способны формировать импульсы с временем нарастания до 1 нс, причем они в ключевом режиме имеют небольшое остаточное напряжение [33, 34, 249]. Возможности их и лавинных транзисторов сочетаются при запуске мощного СВЧ-транзистора  $T_2$  от маломощного лавинного транзистора  $T_1$  [85, 86], см. рис. 3.55а ( $T_1$  – КТ312В,  $T_2$  – КТ919А, Д – КД521). В формирователе рис. 3.55а транзисторы в исходном состоянии закрыты. При запуске включается  $T_1$ , и происходит разряд конденсатора  $C_2$  в базу  $T_1$ . Это ведет к его быстрому включению и накоплению в базе заряда, достаточного для поддержания транзистора насыщенным в течение времени динамического насыщения  $t_{\text{дин}} \approx 20\text{--}100$  нс, зависящего от типа транзистора.

Состояние динамического насыщения после окончания запускающего импульса наступает, если переданный в базу  $T_2$  заряд

$$Q \approx C_1(U_M - U_\beta), \quad (3.26)$$

где  $U_M$  – напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода  $T_1$ ,  $U_\beta$  – напряжение пробоя  $T_1$  при обрыве базы, превышает критический заряд, необходимый для насыщения СВЧ-транзистора:

$$Q_{\text{бн}} \approx \tau_1 I_{\text{кн}}, \quad (3.27)$$

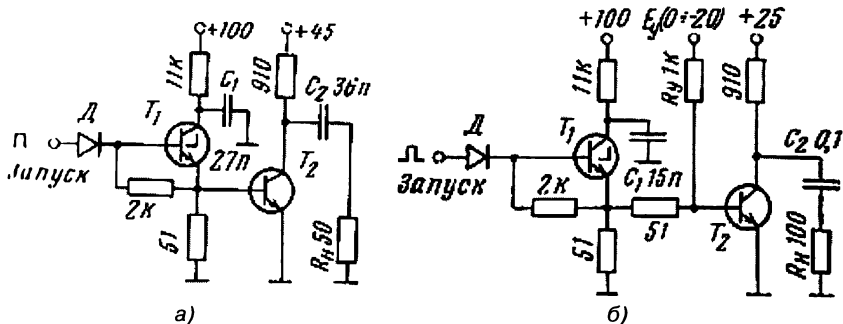


Рис. 3.55. Схема формирователя, работающего на нагрузку, согласованную с кабелем (а), и схема формирователя с регулируемой длительностью импульсов (Т1 – КТ312В, Т2 – КТ919А, Д – КД521)

где  $\tau_b$  – время пролета носителями базовой области;  $I_{кн} = E_k/R_n$  – ток коллектора  $T_2$  при насыщении. Нетрудно показать, что при  $t_{\phi} \approx 1$  нс амплитуда лавинного импульса запуска должна быть близка к коллекторному току насыщения  $T_2$ . Действительно, при больших отпирающих токах базы  $T_2$

$$I_{\phi} \approx (\tau_b + R_{н1}C_{кб})I_{кн} / I_0, \tag{3.28}$$

где  $C_{кб}$  – усредненная барьерная емкость коллекторного перехода  $T_2$ . При типичных для мощных СВЧ-транзисторов с  $f_T = 1/2\pi\tau_b \approx 1$  ГГц значениях  $C_{кб} = 10$  пФ и  $R_{н1} = 50$  Ом и  $t_{\phi} = 1$  нс получим из (3.28)  $I_{\phi} \approx 0,66 I_{кн}$ . Следовательно, на этапе формирования фронта импульса  $I_{\phi}$  практически не обладает усилительными способностями. Однако из-за динамического насыщения его применение позволяет значительно уменьшить длительность запускающего импульса и соответственно облегчить режим работы лавинного транзистора.

После входа  $T_2$  в состояние динамического насыщения разряд  $C_2$  через  $T_2$  и  $R_n$  формирует экспоненциальный спад выходного импульса. Выходной импульс имеет время нарастания около 1 нс и длительность по основанию 6 нс. Выбросов после импульса практически не наблюдается, так как выходная характеристика  $T_2$  не имеет падающих участков, а паразитная индуктивность цепи мала.

При уменьшении  $R_n$  до 1 Ом (при этом по сравнению с рис. 3.55а  $C_1 = 1$  нФ, а последовательно с  $C_1$  включается сопротивление 20 Ом) амплитуда импульса тока достигает 12 А,  $t_{\phi} \approx 1$  нс, а длительность по основанию  $\approx 8$  нс. Такие параметры импульсов позволяют использо-

вать генератор для запуска полупроводниковых лазеров и мощных светоизлучающих диодов. Отсутствие выброса после импульса в подобных применениях является важным достоинством, так как полностью исключает пробой излучателей.

Время выхода мощного СВЧ-транзистора из состояния динамического насыщения можно уменьшить, введя в цепь базы источник запирающего смещения. Формирователь (рис. 3.55б) с таким источником формирует импульсы с  $t_{\phi} < 2$  нс и плоской вершиной, длительность которой можно менять от  $\sim 0$  до  $\sim 50$  нс изменением  $E_{\phi}$ .

Таким образом, запуск мощных СВЧ- транзисторов от лавинных позволяет расширить диапазон длительностей формируемых импульсов и существенно улучшить их форму при сохранении времени нарастания импульсов  $\sim 1$  нс.

Можно построить простые формирователи, в которых мощный СВЧ-ключевой транзистор управляется короткими разнополярными импульсами, формируемыми каскадом на маломощном лавинном транзисторе [161]. В основной схеме формирователя (рис. 3.56а:  $T_1$  – КТ312В,  $T_2$  – КТ919А, диоды – КД521) лавинный транзистор  $T_1$  и мощный СВЧ-транзистор  $T_2$  в исходном состоянии закрыты. При подаче через диод  $D_1$  запускающего импульса  $T_1$  включается и разряжает конденсатор  $C_1$  через резисторы 51 Ом. С резистора в цепи эмиттера снимается положительный импульс, а с резистора в цепи коллектора – отрицательный. Первый обеспечивает быстрое включение  $T_2$ , а второй поступает через линию задержки (отрезок коаксиального кабеля РК-75-3-12) и выключает  $T_2$ . Активная длительность

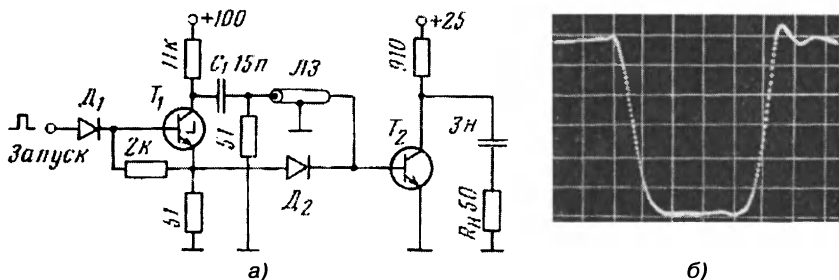


Рис. 3.56. Основная схема генератора с запуском мощного СВЧ-транзистора от лавинного (а) и осциллограмма выходного импульса (б). Масштаб осциллограммы 4 В/дел по вертикали и 2 нс/дел по горизонтали

выходного импульса (рис. 3.55б) определяется временем задержки  $LЗ$  (~5 нс на 1 м длины кабеля). Для развязки импульсов, запускающих СВЧ-транзистор, служат диоды  $D_2, D_3$ . Диод  $D_4$  предотвращает возможность пробоя эмиттерного перехода  $T_2$ .

Эксперимент показывает, что для запираания мощных кремниевых СВЧ-транзисторов не обязательно вводить источник запирающего смещения в цепь базы (-12 В на рис. 3.57а). Достаточно включить в цепь базы низкоомный резистор с сопротивлением 10–75 Ом. Это позволяет существенно упростить схему генератора (рис. 3.58), где запираание  $T_2$  обеспечивается резистором 51 Ом, подключенным к базе через  $LЗ$ . Осциллограмма формируемого генератором (рис. 3.58) импульса практически не отличается от представленной на рис. 3.57б.

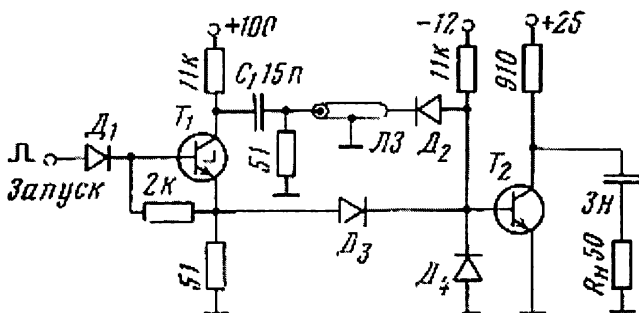


Рис. 3.57. Схема генератора без источника запирающего смещения в базе мощного СВЧ-транзистора

Еще проще схема генератора, показанная на рис. 3.58а. Здесь для формирования разнополярных импульсов используется отрезок короткозамкнутого кабеля – линия  $LЗ$ . Из-за наложения положительного и отрицательного (отраженного от короткозамкнутого конца  $LЗ$ ) импульсов с конечной длительностью фронтов активная длительность выходного импульса (рис. 3.58б) несколько превышает удвоенное время задержки  $LЗ$ . Поэтому стабильность длительности импульсов у генератора рис. 3.58б может быть несколько хуже, чем у ранее описанных. Однако габариты  $LЗ$  при заданной длительности импульса на его выходе примерно вдвое меньше. В исходном состоянии база  $T_2$  через  $LЗ$  закорочена с эмиттером, что обеспечивает надежное запираание  $T_2$ .

Как видно из приведенных осциллограмм, благодаря запуску мощного СВЧ-транзистора импульсами, полученными от лавинного



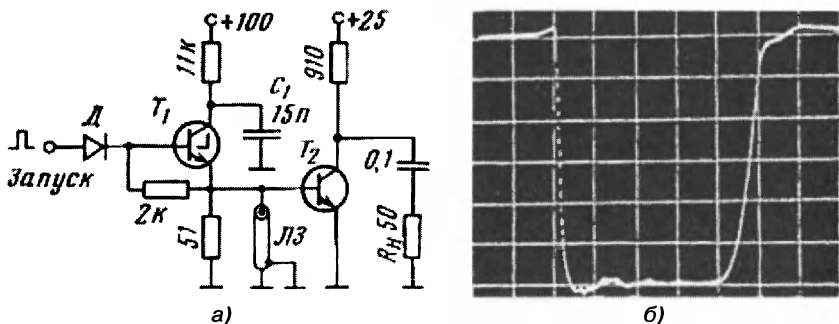


Рис. 3.58. Схема генератора с короткозамкнутой линией (а) и осциллограмма выходного импульса (б). Масштаб 4 В/см по вертикали и 5 нс/см по горизонтали

транзистора, время нарастания и спада выходных импульсов составляет 1,5–2 нс. Амплитуда импульсов практически равна напряжению источника питания коллекторной цепи. Частота запуска сверху ограничена временем восстановления релаксатора на  $T_1$ :  $t_n \sim 3R_k C_1$ , где  $R_k = 11$  кОм – сопротивление в коллекторной цепи  $T_1$ . Запуск в ждущем режиме осуществляется положительными импульсами с амплитудой порядка 1–2 В и длительностью  $> 10$  нс. Для перевода генераторов в автоколебательный режим работы достаточно увеличить напряжение питания  $T_1$  до  $\approx 150$ –200 В и сопротивление в коллекторе до 50–150 кОм.

### 3.6.2. Формирователи импульсов на двухполюснике с лавинным и мощным СВЧ МДП-транзисторами

Генераторы импульсов на лавинных транзисторах просты по схеме и формируют импульсы со временем нарастания до 1 нс. Однако даже сравнительно низковольтные специальные лавинные транзисторы ГТ338А,Б с напряжением лавинного пробоя  $U_m = 50$ –75 В требуют высоких питающих напряжений – до 100–150 В. Этот недостаток может быть устранен при комбинации маломощных транзисторов ГТ338В с  $U_m = 25$ –30 В с мощными СВЧ МДП-транзисторами [33, 34].

Следует отметить, что мощные МДП СВЧ-транзисторы, как и ЛТОООЗ, имеют чисто дрейфовый механизм перемещения основных носителей в области канала и при достаточно высоких напряжениях сток–исток могут реализовать предельно высокое быстродей-

ствие. Однако эти приборы управляются затвором, емкость которого велика, особенно у крайне мощных МДП-транзисторов с рабочими токами в десятки ампер (ниже описаны схемы на гораздо менее сильноточных приборах). К достоинствам мощных МДП-транзисторов относится отсутствие насыщения и большого времени выхода из него. Сравнительно большие напряжения на затворе легко обеспечиваются схемами на лавинных транзисторах, которые идеально подходят для управления мощными МДП-транзисторами в наносекундных импульсных устройствах.

На рис. 3.59а показана схема автоколебательного релаксатора на основе двухполюсника с лавинным и мощным СВЧ МДП-транзисторами [161] ( $T_1$  – ГТ338В,  $T_2$  – КП905А). Такой двухполюсник имеет S-образную вольт-амперную характеристику, причем напряжение включения его задается напряжением включения  $U'_\beta \approx U_M$  лавинного транзистора. При  $E_3 = 0$  ток включения  $I_{\text{вкл}} = I'_\beta + I_{\text{снач}}$ , где  $I'_\beta$  – ток включения лавинного транзистора,  $I_{\text{снач}}$  – начальный ток стока МДП-транзистора. Для уменьшения  $I_{\text{снач}}$  целесообразно запирать МДП-транзистор в паузах между импульсами, для чего и включается источник смещения  $E_3 < 0$ .

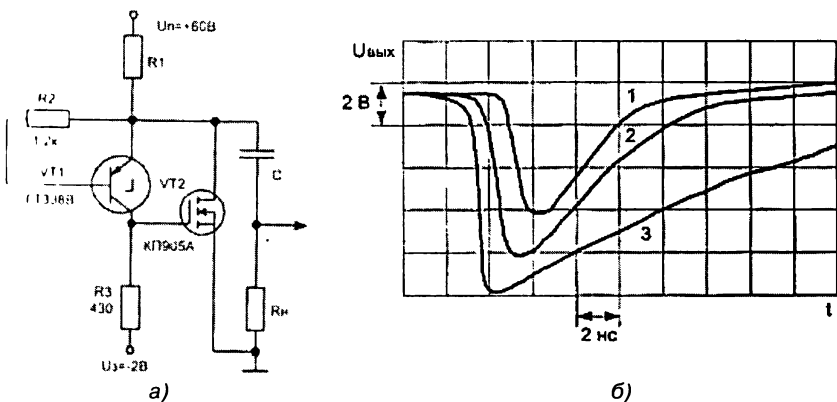


Рис. 3.59. Схема емкостного релаксатора (а) на комбинации лавинного и мощного МДП-транзистора (а) и осциллограммы выходных импульсов при  $C = 27, 62$  и  $150$  пФ (б). Масштаб по вертикали 2 В/дел, по горизонтали 2 нс/дел

При включении лавинного транзистора происходит разряд конденсатора  $C$  через резистор  $R_3$ , и на затворе  $T_2$  формируется импульс, амплитуда которого достигает значения  $U_n \approx (U'_\beta - U_\beta) = 15\text{--}20$  В.

Этот импульс отпирает  $T_2$ , что существенно увеличивает ток разряда конденсатора  $C$ . Следует отметить, что через лавинный транзистор протекает очень кратковременный (до 1–2 нс) импульс большого тока, обеспечивающий быстрый заряд входной емкости  $C_{11}$  и МДП-транзистора. Затем ток быстро падает до уровня  $\sim(U'_\beta - U_\beta)/R_3$ , ограниченного сопротивлением  $R_3$ , и далее относительно медленно падает по мере разряда конденсатора  $C$ . Таким образом в генераторе облегчен энергетический режим работы лавинного транзистора.

На рис. 3.59б приведены осциллограммы семейства выходных импульсов релаксатора рис. 3.59а, снятые при различных номиналах  $C$ . Из них видно, что при  $C = 150$  пФ амплитуда импульса на нагрузке 50 Ом достигает 10 В при  $t_{\text{ф}} = 1$  нс. Заметим, что релаксатор только на лавинном транзисторе ГТ338В при такой емкости формирует импульсы с меньшей амплитудой и временем нарастания 2–3 нс. Уменьшение времени нарастания при использовании МДП-транзистора обусловлено его работой в резко нелинейном (ключевом) режиме и малыми значениями паразитных емкостей: входной  $C_{11н} = 6$  пФ, выходной  $C_{22н} = 2$  пФ и проходной  $C_{12н} = 0,5$  пФ (для транзистора КП905А).

Схема генератора прямоугольных импульсов на основе описанного двухполюсника показана на рис. 3.60а. Вместо накопительного конденсатора в нем применена накопительная линия с распределенными параметрами (отрезок коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом). Ее длина задает длительность выходного прямоугольного импульса. Как видно по рис. 3.60б, выходной импульс имеет время нарастания и спада  $\sim 1$  нс при амплитуде  $\approx 3,5$  В (на  $R_{н} = 25$  Ом).

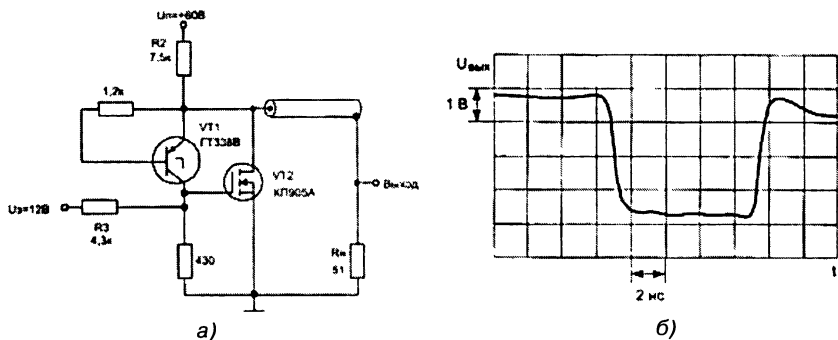


Рис. 3.60. Схема генератора прямоугольных импульсов на комбинации лавинного и мощного МДП-транзисторов (а) и осциллограмма его выходных импульсов (б). Масштаб по вертикали 2 В/дел (а) и 1 В/деление, по горизонтали 2 нс/дел

Частота повторения импульсов в описанных схемах задается постоянной времени заряда  $C$  или линии через резистор  $R_2$ . Генераторы устойчиво работали при снижении  $R_2$  до 1,5–2 кОм, что в релаксаторах на одном лавинном транзисторе недопустимо из-за их чрезмерного перегрева. Частота повторения импульсов определяется известным выражением

$$f \cong \left( R_2 C \ln \frac{E}{E - U'_\beta} \right)^{-1} \quad (3.29)$$

для схемы рис. 3.60а (для рис. 3.60б в (3.29) под емкостью  $C$  надо подразумевать полную емкость линии).

### 3.6.3. Формирователи импульсов с запуском мощного СВЧ GaAs полевого транзистора от лавинного

В приборостроении, ядерной электронике, в волоконно-оптических линиях связи широко применяются субнаносекундные (пикосекундные) импульсные устройства. При этом необходимы генераторы и формирователи с электронной регулировкой амплитуды, длительности, частоты повторения импульсов, смещения их базовой линии. Довольно простые схемные решения таких устройств получаются при совместном применении лавинных и мощных полевых арсенид-галлиевых (GaAs) полевых транзисторов [33, 34, 164–173].

На рис. 3.61 представлена схема ждущего генератора, построенная с применением лавинного транзистора VT1, диода с накоплением заряда VD1 и мощного GaAs ПТ VT2. Релаксационный генератор на лавинном транзисторе запускается импульсами, поступающими с выхода любого стандартного генератора, с помощью которого можно регулировать частоту в необходимых пределах.

Особенностью схемы оконечного каскада является возможность получения выходных импульсов как положительной, так и отрицательной полярности. При положительном питающем напряжении  $U_4$  этот каскад представляет собой схему с общим истоком, причем на нагрузке формируется импульс положительной полярности. При отрицательном напряжении  $U_4$  оконечный каскад будет работать как схема с общим стоком. В этом случае на нагрузке формируется импульс отрицательной полярности. Такое включение транзистора VT2 допустимо, так как структура GaAs ПТ является симметричной. Однако необходимо следить за тем, чтобы запирающее смещение, пода-

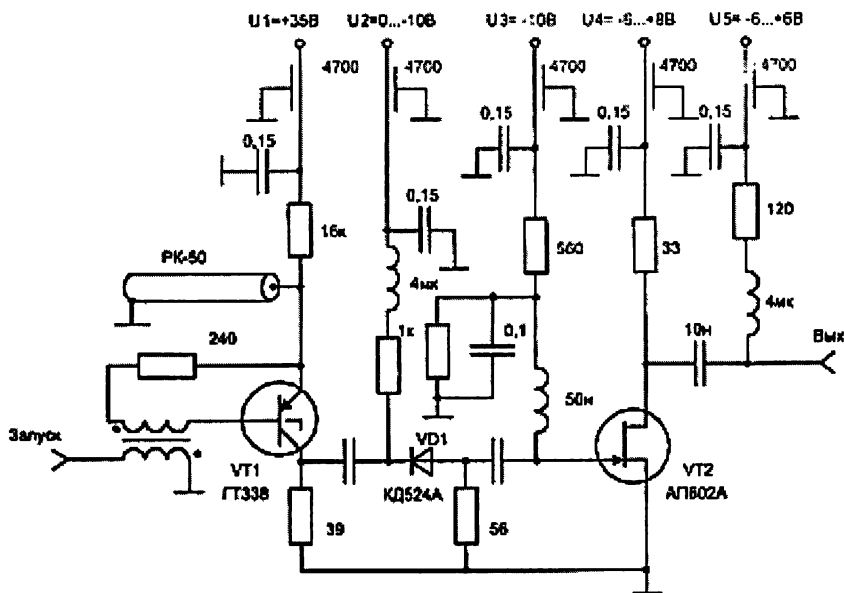


Рис. 3.61. Принципиальная схема ждущего генератора импульсов

ваемое на затвор транзистора, всегда было более отрицательным, чем напряжение питания.

Изменяя ток через диод с накоплением заряда путем регулировки напряжения  $U_2$  в указанных пределах, можно регулировать длительность импульсов в пределах 0,3–20 нс. Изменяя напряжение  $U_4$ , можно регулировать амплитуду выходного импульса на нагрузке  $R_H = 50$  Ом в пределах 0–6 В, а с помощью регулируемого источника  $U_5$  осуществлять плавное смещение импульса относительно нулевой линии в пределах  $\pm 5$  В. Минимальная длительность формируемых импульсов порядка 1 нс, а их время нарастания и спада – около 150 пс.

На рис. 3.62 показана схема низкочастотного генератора субнано-секундных прямоугольных импульсов отрицательной полярности [34]. На лавинном транзисторе VT1 выполнен задающий генератор по схеме релаксатора, формирующий импульс с длительностью фронта  $t_{\phi} \approx 300$  пс. Этот генератор может работать как в ждущем, так и в автоколебательном режиме, в который он переходит при увеличении напряжения питания  $U_1$  до 35 В.

Сформированный лавинным транзистором, импульс усиливается двухкаскадным усилителем на полевых транзисторах VT2, VT3, ра-

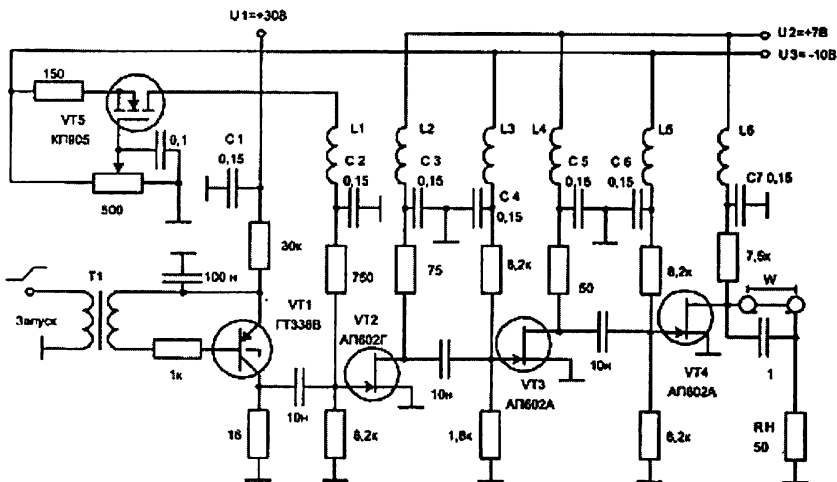


Рис. 3.62. Принципиальная схема низкочастотного генератора субнаносекундных импульсов

ботающих в нелинейном режиме. Это позволяет уменьшить длительность фронта импульса до  $t_{\phi} \approx 100$  пс. Выходной импульс усилителя подается на вход формирователя с накопительной линией (отрезок коаксиального кабеля с волновым сопротивлением  $\rho = 50$  Ом), выполненного на транзисторе VT4. Плавная регулировка амплитуды выходных импульсов в пределах 1,5–2,5 В осуществляется с помощью источника тока, собранного на транзисторе VT5, который изменяет положение рабочей точки транзистора VT2. Изменение длительности формируемых импульсов в широких пределах осуществляется путем изменения длины накопительной линии:  $t_M = 2lt_3$ , где  $l$  – длина кабеля,  $t_3$  – погонная задержка кабеля.

Индуктивности  $L_1-L_6$  и конденсаторы  $C_1-C_7$  включены для развязки по цепи питания. При этом индуктивности выполнены на ферритовых сердечниках размером  $7 \times 4 \times 2$  и содержат 10 витков провода ПЭВ-0,2. Время нарастания формируемых импульсов составляет порядка 100 пс, а время спада – около 150 пс. Частота импульсов генератора может изменяться в пределах 0,2–300 кГц.

На рис. 3.63 представлена принципиальная схема генератора 10-амперных импульсов тока с субнаносекундными фронтами [34]. Задающий генератор построен на лавинном транзисторе VT1 по схеме релаксатора с накопительной линией.

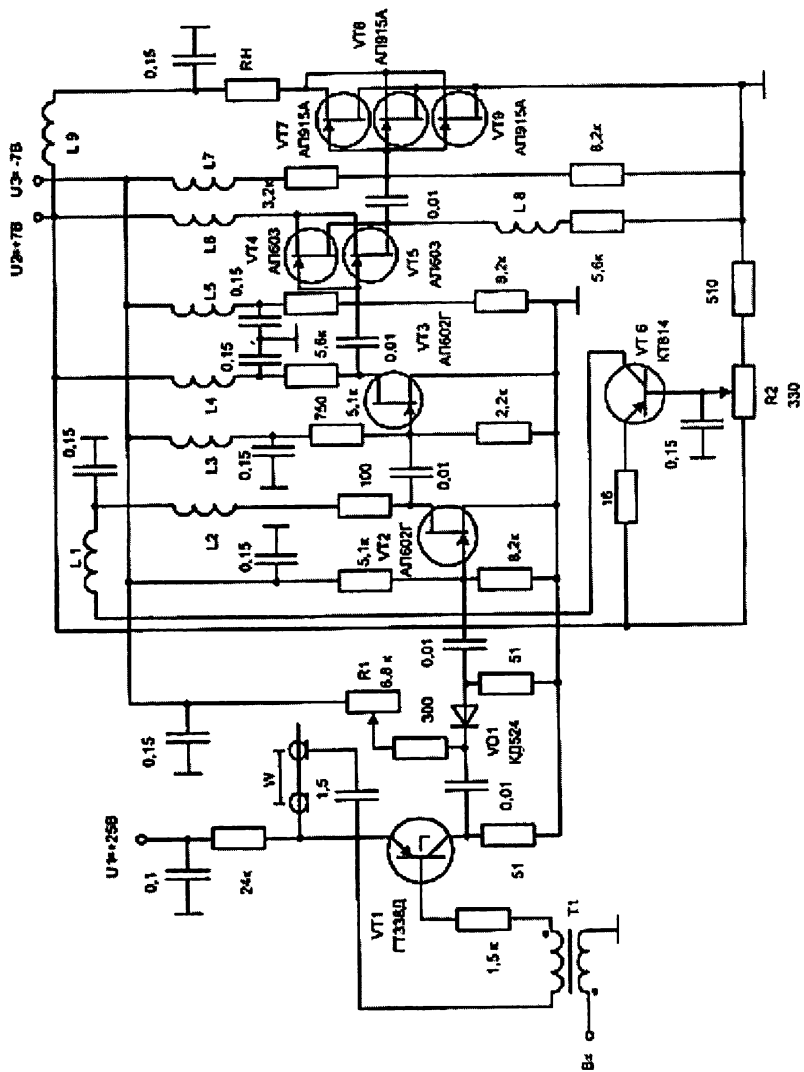


Рис. 3.63. Принципиальная схема формирователя субнаноимпульсов тока

Для формирования крутого спада задающего импульса используется диод с накоплением заряда VD1. Когда диод находится в состоянии высокой проводимости за счет тока смещения, текущего от источника  $U_3$ , импульс релаксатора с крутым фронтом беспрепятственно проходит на вход следующего каскада. С помощью резистора  $R_1$  можно изменять время открытого состояния диода VD1, тем самым регулируя длительность импульса в пределах 2–15 нс. Полученный импульс далее усиливается двухкаскадным усилителем на транзисторах VT2, VT3, работающих в нелинейном режиме, что позволяет улучшать вершину импульса и уменьшать время нарастания и спада. Для согласования усилителя с мощным выходным каскадом используется повторитель напряжения на двух инверсно включенных параллельно транзисторах VT4, VT5. Этот узел позволяет снизить постоянную времени входной цепи окончательного каскада, выполненного на трех параллельно включенных ПТ VT7–VT9.

Амплитуда токовых импульсов регулируется с помощью каскада на транзисторе VT6 (резистор R2), изменяющего режим работы ПТ VT2. Для коррекции фронтов импульсов введены индуктивности  $L_1$ – $L_8$ , намотанные проводом ПЭВ-0,3 на ферритовые сердечники диаметром  $d = 3$  мм и содержащие 5 и 3 витка соответственно. Этот формирователь обеспечивает в низкоомной нагрузке  $R_H = 0,5$  Ом импульсы тока амплитудой около 10 А при времени нарастания и спада порядка 800 пс (рис. 3.64) и частотах следования сотни мегагерц.

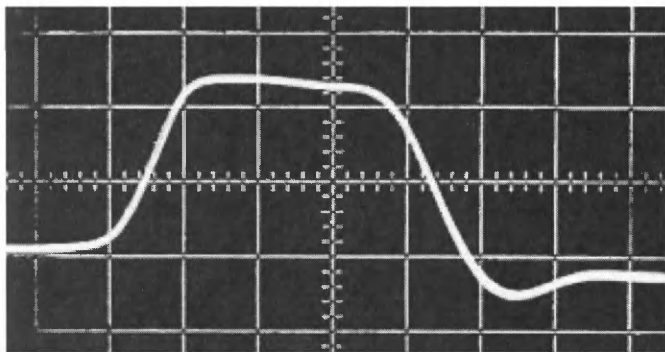


Рис. 3.64. Оциллограмма выходных импульсов

Как видно по рис. 3.64, параметры импульсов генератора рис. 3.63 уникальны и для нашего времени.



### 3.6.4. Высокочастотный генератор импульсов

Схема высокочастотного генератора прямоугольных импульсов приведена на рис. 3.65. На транзисторе VT1 выполнен задающий генератор синусоидальных колебаний. Резистором  $R$  выбирается оптимальный режим работы генератора по постоянному току при минимальных искажениях формы выходного сигнала. Частота колебаний генератора определяется параметрами резонатора, выполненного на несимметричной полосковой линии. При ширине  $W = 2,4$  мм и ее длине  $l = 63$  мм была получена частота генерации  $f_{г} \approx 1$  ГГц. Подстроечным конденсатором  $C$  можно менять частоту в пределах  $\pm 3\%$ .

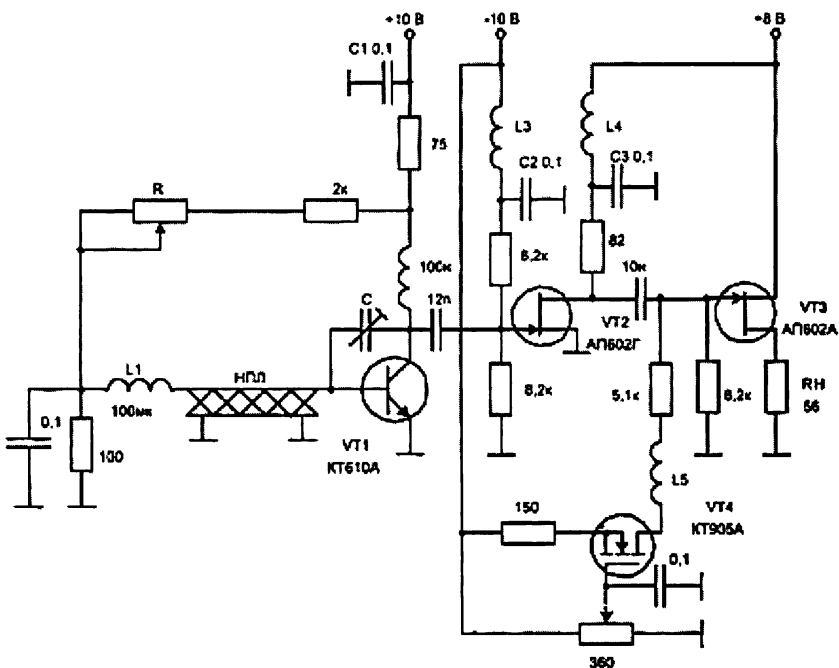


Рис. 3.65. Принципиальная схема высокочастотного генератора прямоугольных импульсов

Транзистор VT2, включенный по схеме с общим истоком, служит для ограничения синусоидального сигнала, которое осуществляется, с одной стороны, уровнем питающего напряжения на стоке транзистора, а с другой – использованием прямосмещенного перехода Шоттки.

Выходной каскад собран на транзисторе VT3 по схеме повторителя в инверсном включении, что позволяет значительно снижать выходную паразитную емкость между массивным корпусом транзистора VT3 и общей шины, а также уменьшать входную емкость этого каскада, которая в данном включении становится  $C_{зс}$ , а не  $C_{зи}$  ( $C_{зс} \ll C_{зи}$ ).

На рис. 3.66 приведены осциллограммы синусоидального и импульсного сигналов. Из них видно, что при частоте следования импульсов порядка 1 ГГц время нарастания и спада импульсов составляет около 150 пс. При более тщательном исполнении конструкции генератора время нарастания и спада может быть уменьшено до 50–60 пс.

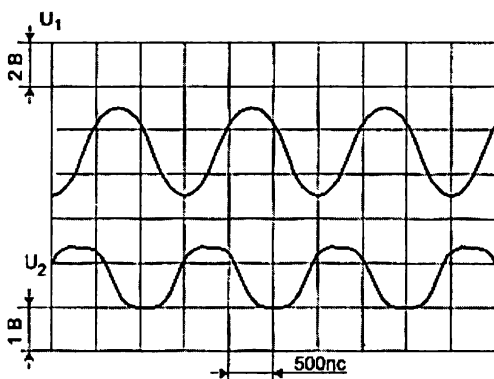


Рис. 3.66. Осциллограммы синусоидального сигнала (луч 1) и выходного импульсного сигнала (луч 2)

### 3.6.5. Генераторы импульсов на GaAs полевом транзисторе с запуском от GaAs-микросхемы

Уже давно были разработаны быстродействующие интегральные схемы эмиттерно-связанной логики (серии 100, 500, K1500) с рабочими частотами до 400 МГц и сверхбыстродействующие GaAs микросхемы (серия 6500) с рабочими частотами до 1 ГГц. Поэтому в ряде случаев при построении быстродействующих генераторов и формирователей их схемы управления целесообразно строить на таких микросхемах малой и средней степеней интеграции. Это значительно упрощает схемное построение задающих каскадов и позволяет обеспечить идентичность параметров при их тиражировании, а сверхбыстродействующие дискретные приборы – использовать только для усиления импульсов управления по мощности и улучшения их динамических параметров.

На рис. 3.67 показан формирователь, предназначенный для увеличения амплитуды выходных импульсов, поступающих от схемы управления, построенной на микросхемах серии 6500. В этой схеме паразитные емкости нагрузки очень быстро заряжаются с помощью источника тока, выполненного на транзисторе VT1, а разряжаются через небольшое сопротивление канала открытого транзистора VT2. Изменяя напряжение питания формирователя  $U_2$  в пределах 4–8 В, можно регулировать амплитуду выходных импульсов в пределах 2–5 В без ухудшения динамических характеристик.

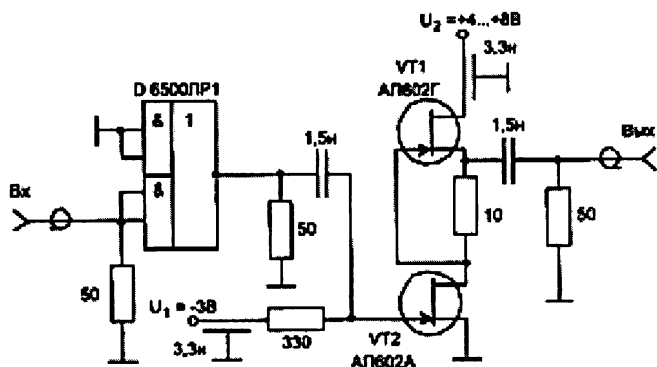


Рис. 3.67. Принципиальная схема формирователя со схемой управления на микросхеме 6500LP1

На рис. 3.68 показаны осциллограммы входных и выходных импульсов этого формирователя. Для обострения сформированных таким образом импульсов можно использовать диод с накоплением заряда.

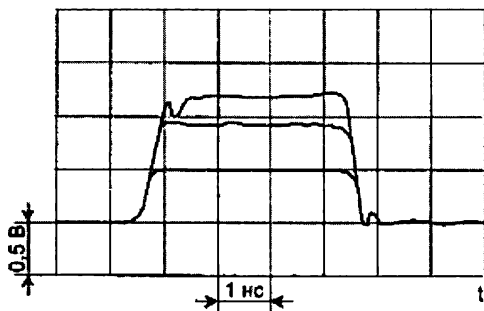


Рис. 3.68. Осциллограммы входного импульса (луч 1) и выходных импульсов (лучи 2, 3, 4) формирователя

## 3.7. Генераторы коротких импульсов на новых полупроводниковых приборах

### 3.7.1. Генераторы коротких импульсов на лавинных S-диодах

Лавинные S-диоды – давно известные полупроводниковые приборы со структурой  $p^+ - n - p^+$  или  $n^+ - p - n^+$ , работа которых основана на лавинном пробое промежуточного высокоомного слоя. При пробое в этой области образуется электронно-дырочная плазма, ведущая к падению напряжения на приборе с ростом протекающего через него тока. Для этого необходима некоторая критическая плотность лавинного тока, которая определяет довольно большой ток включения.

Несмотря на давнюю известность, серийные S-диоды появились лишь в последние годы в связи с необходимостью создания формирователей субнаносекундных импульсов с достаточно большой (десятки – сотни вольт) амплитудой. ОАО НИИПП (НИИ полупроводниковых приборов, Россия) выпускает ряд GaAs лавинных S-диодов, основные параметры которых указаны в табл. 3.3.

Таблица 3.3. Параметры отечественных GaAs лавинных S-диодов

| Тип S-диода | $U_{\text{вкл}}$ |      | $U_{\text{ост}}$    | $t_{\text{пер}}$ | $I_{\text{обр}}$ | $t_{\text{вос.обр}}$ | $E$  | $C_d$ | $I_{\text{и макс}}$<br>А   |
|-------------|------------------|------|---------------------|------------------|------------------|----------------------|------|-------|--|
|             | мин              | макс | макс                | макс             | макс             | макс                 | макс | тип   |  |
|             | В                | В    |                     | нс               | мкА              | Мкс                  | ндж  | пФ    |  |
| А742А       | 350              | 590  | $0,3U_{\text{вкл}}$ | 0,6              | –                | –                    | –    | 1,4   | 30 (при $t = 15$ нс и $Q = 300\,000$ ),<br>50 (при $t = 100$ нс и $Q = 1\,000\,000$ )  |
| АА742Б      | 500              | 740  | $0,3U_{\text{вкл}}$ | 0,6              | –                | –                    | –    | 1,4   | 30 (при $t = 15$ нс и $Q = 300\,000$ ),<br>50 (при $t = 100$ нс и $Q = 1\,000\,000$ )  |
| АД530А      | 100              | 180  | $0,2U_{\text{вкл}}$ | 0,5              | 1,0              | 3,0                  | –    | 1,0   | 15 (при $t$ не более 2,5 нс и $Q$ не менее 1000)                                       |
| АД530Б      | 150              | 210  | $0,2U_{\text{вкл}}$ | 0,5              | 1,0              | 3,0                  | –    | 1,0   | 15 (при $t$ не более 2,5 нс и $Q$ не менее 1000)                                       |
| ЗА801А-6    | 50               | 210  | $0,2U_{\text{вкл}}$ | 0,2              | 10,0             | 200                  | 1    | 0,4   | 2 (при $t$ не более 2,5 нс и $Q$ не менее 1000) (при $t = 100$ нс и $Q$ не менее 1000) |

Напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  серийных S-диодов лежит в пределах от 50 до 740 В (для всех типов диодов), остаточное напряжение  $U_{\text{ост}}$  лежит в пределах  $(0,2-0,3)U_{\text{вкл}}$ . Остаточное напряжение измеряется при токе 6 мА для диодов 2А801, 0,1 А – АД530 и 7 А для АА742. Поскольку приборы двухполюсные, то они включаются за счет создания перенапряжения. Впрочем, диоды 3А801А-6 могут включаться оптическим импульсом с энергией  $E$ . Закрытое состояние диодов характеризуется постоянным обратным током  $I_{\text{обр}}$  (измеряется при обратном напряжении на диоде 35 В). Диоды характеризуются временем переключений  $t_{\text{пер}}$  в доли наносекунды и временем восстановления обратного сопротивления  $t_{\text{вос.обр}}$ , измеренным при токе смещений  $I_{\text{обр}} = 12$  мА. В состоянии лавинного пробоя диоды имеют максимально допустимый импульсный ток в открытом состоянии  $I_{\text{н}}$  от 2 до 50 А. Емкость диодов  $C_{\text{д}}$  очень мала.

S-диоды перекрывают широкий диапазон напряжений и токов. Однако они имеют серьезные недостатки: невозможность работы в автоколебательном режиме, необходимость в запуске достаточно мощным импульсом, большое время восстановления и низкие частоты запуска, сильное влияние частоты запуска на параметры импульсов. Для уменьшения последнего недостатка можно задавать на диод обратное смещение. По характеру применений они подобны вакуумным и газонаполненным разрядникам.

На рис. 3.69 показана типовая функциональная схема генератора сверхкоротких импульсов на GaAs лавинных S-диодах. На выходе трансформаторного каскада формируется импульс с длительностью около 50 нс и амплитудой, достаточной для запуска ждущего емкостного релаксатора на S-диоде.

Полная принципиальная схема генератора показана на рис. 3.70. Для запуска трансформаторного каскада на транзисторе VT1 исполь-

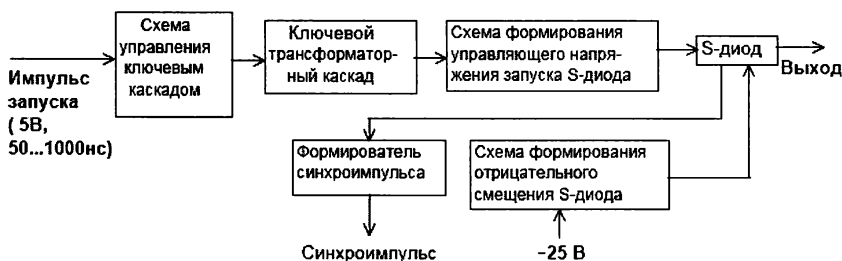


Рис. 3.69. Функциональная схема генератора сверхкоротких импульсов на основе S-диода

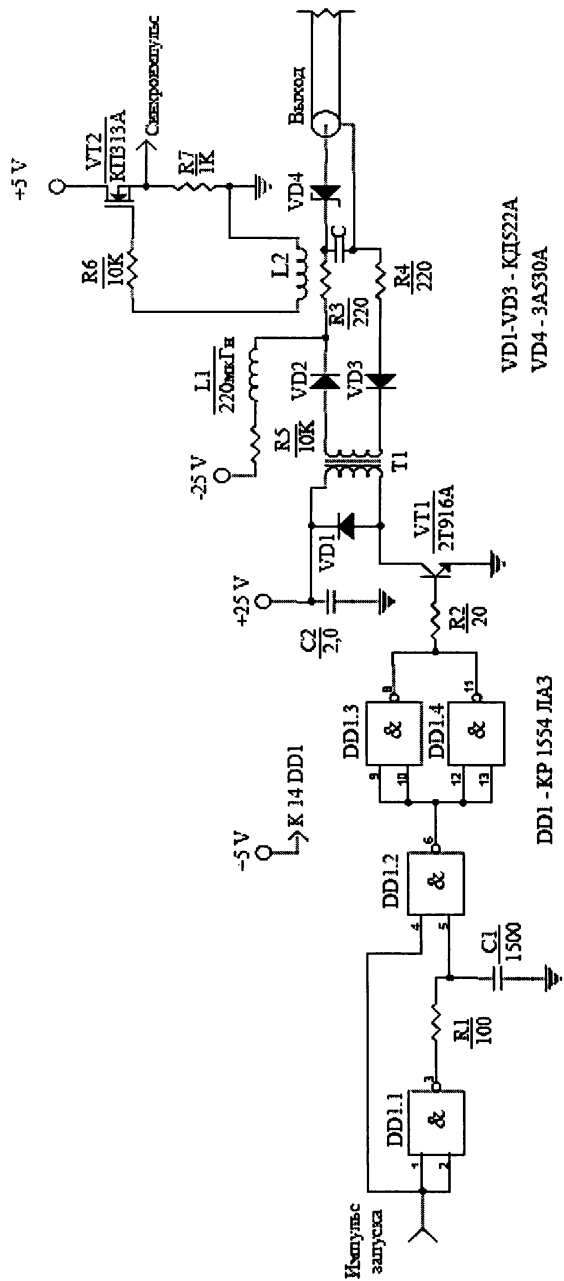


Рис. 3.70. Принципиальная схема генератора сверхкоротких импульсов на основе S-диода

зуется предварительный формирователь импульсов на микросхемах DD1.1–DD1.4. Используется S-диод VD4 типа 3A530. Выход генератора рассчитан на симметричную нагрузку 25 Ом.

При изменении сопротивления нагрузки от 12,5 до 50 Ом генератор формирует импульсы с длительностью по основанию от 2 до 4 нс при времени нарастания 0,7–0,8 нс и амплитуде от 40 до 100 В. Это типичные параметры импульсов, нужные для испытания антенных систем во временной области.

### **3.7.2. Генераторы сверхкоротких импульсов на дрейфовых диодах и транзисторах с резким восстановлением**

В связи с развитием видеолокации и сверхширокополосных систем связи в последние годы большое внимание уделяется испытанию антенн не только в частотной, но и во временной областях их работы. Особенно полезны такие испытания при разработке видеолокаторов и георадарах, способных обнаруживать обычно невидимые объекты под почвой и в закрытых помещениях или полостях.

Наибольший интерес представляют испытания при длительности перепадов или импульсов менее 1 нс, то есть при использовании генераторов субнано-секундной длительности. В серийном производстве уже имеется небольшое число таких генераторов. Они выполняются на лавинных транзисторах, диодах с накоплением заряда и резким восстановлением высокого обратного сопротивления и имеют амплитуду импульсов в единицы-десятки вольт.

Нашли применение схема на диодах – лавинных обострителях SAS (Silicon Avalanche Shapers), а также схемы формирователей на дрейфовых диодах с резким восстановлением ДДРВ (DSRD). Здесь стоит упомянуть, что дрейфовыми являются многие типы силовых диодов. В начале 80-х годов было обнаружено (см. [106–114]) необычное поведение этих диодов – при подаче на них короткого импульса прямого тока в диоде накапливается некоторый заряд, который при последующем быстром переключении порождает задержку лавинного пробоя. В интервале времени от  $t_1$  до  $t_2$  сопротивление диода поддерживается очень малым вследствие высокого градиента носителей заряда у границы  $p$ - $n$ -перехода. Затем на диод подается перепад обратного направления, оставшийся заряд инициирует лавину, и по его окончании диод резко восстанавливает свое высокое обратное сопротивление.

Следует отметить два тонких момента. Во-первых, задержка лавинного пробоя позволяет значительно увеличить динамическое напряжение лавинного пробоя, что существенно увеличивает его интенсивность после наступления. Во-вторых, при обрыве тока перепад напряжения на диоде имеет длительность  $t_R = W_R/v$ , где  $W_R$  – ширина области объемного заряда, занятой носителями, а  $v$  – скорость движения носителей, близкая к максимальной дрейфовой скорости. Ширина  $W_R$  оказывается меньше конструктивной ширины высокоомной области базы диода, а скорость дрейфа – повышенной. Это уменьшает время восстановления высокого обратного сопротивления диода, которое заметно меньше 1 нс.

Параметры контуров на рис. 3.71а подобраны так, что к моменту времени  $t_2 = (3/2)t_1$  вся энергия контуров сосредоточивалась в катушках индуктивности  $L_1$  и  $L_2$ . При этом происходит переброс тока в нагрузку  $R$ . Меняя параметры схемы, можно добиться повышения напряжения на диоде до уровня, значительно превышающего напряжение лавинного пробоя диода. При этом может наблюдаться TRAPAT-режим переключения диода, ранее наблюдаемый в лавинно-пролетных диодах.

Применение ДДРВ (DSRD) требует создания для их переключения высоковольтных перепадов обратного напряжения очень малой длительности. Были созданы дрейфовые транзисторы с резким восстановлением (ДТРВ), которые имеют управляющий электрод для запуска их импульсов сравнительно небольшой амплитуды. Схема генератора с применением ДТРВ для запуска ДДРВ и временные диаграммы ее работы показаны на рис. 3.72.

На рис. 3.73 представлены данные о новых полупроводниковых приборах, формирующих субнаносекундные

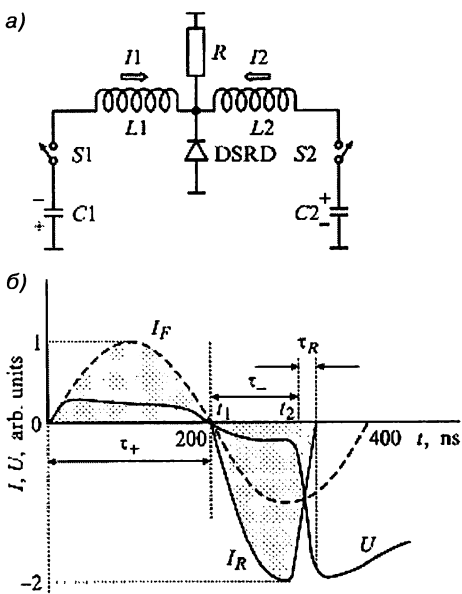


Рис. 3.71. Схема генератора гп DSRD (а) и временные диаграммы ее работы (б)



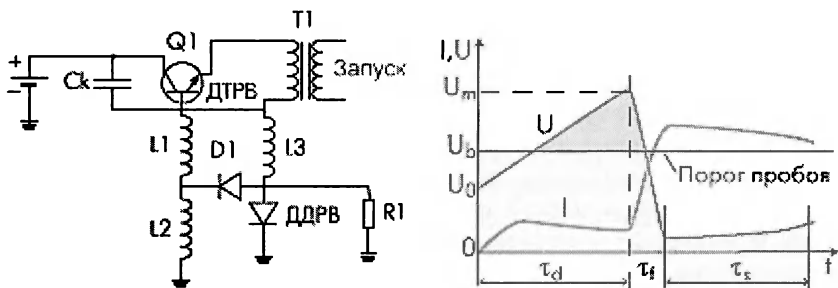


Рис. 3.72. Типовая схема генератора сверхкоротких импульсов на DDRV с запуском его от ДТРВ

| Семейство силовых импульсных полупроводниковых приборов<br>КР – ключ-размыкатель, КЗ – ключ-замыкатель |  |                                    |  |                    |                         |                      |                                   |
|--|--|------------------------------------|--|--------------------|-------------------------|----------------------|-----------------------------------|
| Семейство приборов   | Технология изготовления прибора  | Тип прибора                        | Основные параметры приборов<br>(один прибор/сборка из нескольких структур) |                    |                         |                      |                                   |
|  |  |                                    | Время переключения, нс   | Макс. частота, МГц | Макс. импульсный ток, А | Макс. напряжение, кВ | Минимальный период повторения, нс |
| Дрейфовые приборы с режимом восстановления (КР)  | Глубокая диффузия легирующих примесей, протонное облучение   | ДДРВ                               | 0,5–5  | 5                  | 20–2000                 | 0,5–2/400            | 100–500                           |
|  |  | ДТРВ                               | 2–10   | 5                  | 5–100                   | 0,5–2                | 200–1000                          |
|  | Эпитаксия, твердофазное сращивание, ионная имплантация, селективное травление, мелкая диффузия легирующих примесей | ДДРВ                               | 0,1–0,4  | 100                | 1–1000                  | 0,1–0,4/10           | 5–50                              |
|  |  | ДТРВ                               | 0,3–1  | 100                | 1–40                    | 0,1–0,4              | 10–100                            |
| Приборы на задержанной ударно-ионизационной волне (КЗ)   | Глубокая диффузия легирующих примесей, протонное облучение   | Диодные лавинные обстрителли (ДЛО) | 0,05–0,2   | 0,001–0,2          | 20–2000                 | 1,5–15/50            | 5–200                             |

Рис. 3.73. Сравнительные данные о лавинных диодах и транзисторах с режимом восстановлением обратного сопротивления

перепады и импульсы с большой амплитудой напряжения, тока и мощности.

Ряд отечественных фирм освоили мелкосерийное производство генераторов субнано- и пикосекундных импульсов на лавинных транзисторах и лавинных диодах различного типа (в том числе дрейфовых с быстрым восстановлением). К сожалению, детальные принципиальные схемы генераторов обычно не приводятся, как и параметры применяемых в них приборов. Они пока составляют коммерческую тайну.

### 3.7.3. Генераторы импульсов на фотонно-инжекционных импульсных коммутаторах

К сожалению, высоковольтные лавинные транзисторы не способны формировать субнаносекундные импульсы, поскольку у них для увеличения напряжения лавинного пробоя  $U_M$  приходилось увеличивать ширину ООЗ коллекторного перехода, что вело к снижению времени включения с долей до единиц наносекунды. Более практичным оказалось последовательное и комбинированное включение лавинных транзисторов, в том числе по хорошо известной еще по применению газовых разрядников схеме Аркадьва-Маркса. При этом последовательно включенные транзисторы включаются практически одновременно, что увеличивает амплитуду импульсов при сохранении времени включения на уровне одного транзистора.

Более перспективным является применение в релаксаторах с наносекундной длительностью импульсов разрядников на арсенид-галлиевых (GaAs) приборах. Дело в том, что скорость дрейфа носителей в сильных полях у арсенида галлия намного выше скорости дрейфа носителей в кремнии и германии, что обеспечивает меньшие времена переключения. Однако долгое время GaAs диоды и транзисторы были хотя и очень скоростными, но низковольтными приборами. Достаточно отметить, что рабочие напряжения серийных СВЧ GaAs транзисторов на стоке не выше 10 В. Множество схем генераторов импульсов на этих приборах, в том числе с запуском от лавинных транзисторов, описаны в [34, 85–87].

Исследования, проведенные в физико-технологическом институте Иоффе [252], наметили пути разработки достаточно высоковольтных приборов на арсениде галлия, в том числе и использующих гетеропереходы. Были созданы диодные структуры с субнаносекундным временем выключения и твердотельные разрядники, напоминающие по принципу применения лавинные транзисторы с электрическим и оптическим управлением.

Структура разрядника, названного *фотонно-ионный инжекционный коммутатор* (ФИИК), показана на рис. 3.74 (см. [252]). Разрядник представляет собой четырехслойную тиристорную структуру (оптотиристор), в середине которой имеется высокоомная область  $p^0\text{-}\pi\text{-}n^0$ , в которой создается о.о.з. с двойной инжекцией. Верхний переход является светоизлучающим и обеспечивает быстрый запуск механизма лавинного включения структуры. Его включение обеспечивается управляющим электродом. Таким образом, внешне ФИИК

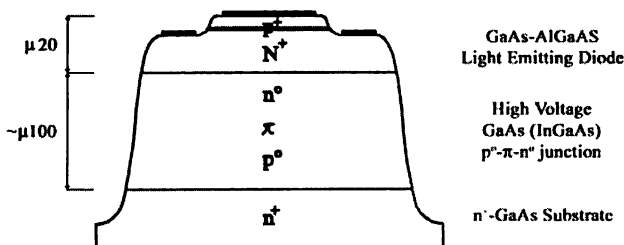


Рис. 3.74. Структура фотонно-ионного инжекционного коммутатора

является трехэлектродным прибором – как и лавинный транзистор.

Основные параметры трех разновидностей ФИИК показаны в таблице на рис. 3.75. Приборы имеют время переключения в субнано- и пикосекундной области и в схемах релаксаторов, подобное таковым для лавинных транзисторов, формируют импульсы тока от единиц до десятков ампер. По задержке запуска они заметно уступают лавинным транзисторам (у последних она порядка 1 нс), но превосходят их по максимальному рабочему напряжению в выключенном состоянии и допустимой рабочей температуре.

Как коммутатор ФИИК имеет следующие преимущества:

- субнано- и пикосекундное время включения и выключения (!);
- высокая радиационная и температурная стойкость;
- большая мощность импульсов при малых потерях на включенном приборе;
- наносекундное время задержки переключения.

| Параметр / группа ФИИК                              | # 1                              | # 2                              | # 3                |
|---|----------------------------------|----------------------------------|--------------------|
| Допустимые напряжения в закрытом состоянии U, В     | 400                              | 600                              | 800                |
| Импульсный ток в открытом состоянии I, А            | 50                               | 75                               | 15                 |
| Время нарастания импульса (по уровню (0.1+0.9)), нс | 0.25 (при 7 А)<br>1.5 (при 50 А) | 0.3 (при 15 А)<br>2.5 (при 75 А) | 0.2±0.5            |
| Стабильность момента переключения Δt, нс            | 100                              | < 50                             | ~ 50               |
| Максимальная частота повторения импульсов PRF, кГц  | 5<br>(при 50 А)                  | 20<br>(при 15 А)                 | 100<br>(при ≤ 5 А) |
| Максимальная длительность импульса тока T, нс       | 0.5+100                          |                                  |                    |
| Минимальная задержка, нс                            | < 10                             |                                  |                    |
| Рабочие температуры, °С                             | до 200                           |                                  |                    |

Рис. 3.75. Типовые параметры трех типов ФИИК

## 3.8. Серийные генераторы импульсов с субнаносекундными фронтами

### 3.8.1. Генераторы импульсов – калибраторы осциллографов

Первыми серийными отечественными генераторами импульсов с субнаносекундными фронтами стали калибраторы осциллографов серии И1. Они предназначены в основном для контроля переходных характеристик широкополосных и скоростных электронных осциллографов. Но могут применяться и для других целей, например для запуска импульсных устройств.

Калибратор И1-12 предназначен для метрологической поверки стробоскопических осциллографов. Кроме того, может использоваться в качестве источника сигналов при исследовании качества согласования в коаксиальных трактах методом временной рефлектометрии. Собственно прибор имеет одноблочную конструкцию, в комплект генератора входят пять выходных формирователей импульсов, делитель напряжения, линия коаксиальная и кабель соединительный высокочастотный.

Основные технические данные калибратора И1-12:

- полярность при использовании формирователем: положительная (Ф-00, Ф-01, Ф-03, Ф-04); отрицательная (Ф-02);
- длительность фронта перепада напряжения:  $\leq 50$  пс (Ф-00, Ф-01, Ф-02);  $100 \pm 20$  пс (Ф-03); 70 пс (Ф-04);
- выброс на вершине  $< 5\%$  (до  $3 t_{\phi}$ );
- неравномерность вершины  $\leq 2\%$ ;
- максимальная амплитуда на внешней согласованной нагрузке 50 Ом:  $\geq 0,2$  В (Ф-00, Ф-03, Ф-04),  $\geq 0,4$  В (Ф-01, Ф-02);
- длительность импульсов 0,01–5 мкс;
- погрешность установки длительности:  $0,2t$  (0,2–5 мкс); 3 нс (0,01–0,2 мкс);
- период повторения 0,01–10 мс;
- погрешность установки периода повторения  $0,1T$ ;
- фиксированные значения временного сдвига между основным импульсом и синхроимпульсом: 25, 50, 100, 200 нс;
- паразитная модуляция временного сдвига  $< 20$  пс;
- коэффициент отражения от выхода согласованных формирователей (Ф-00, Ф-03, Ф-04) 0,15.

На рис. 3.76 показана осциллограмма импульсов положительной полярности с выхода генератора-калибратора И1-11, снятая одно-

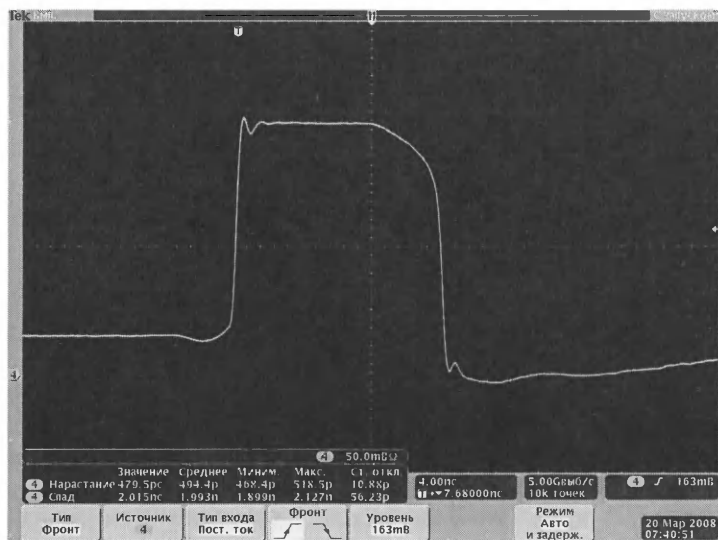


Рис. 3.76. Осциллограмма импульсов с выхода генератора-калибратора И1-11

гигагерцовым цифровым запоминающим осциллографом DPO4101 с собственным временем нарастания 0,35 пс. Форма импульсов далека от прямоугольной и характерна для формирователей на туннельных диодах, применяемых в этом устройстве. Форма перепадов импульсов была уже представлена на рис. 3.36.

Калибраторы И1-14, И1-15 являются настольными приборами. Основные технические характеристики приборов И1-14, И1-15:

- полярность импульсов: положительная и отрицательная;
- время нарастания импульсов:  $< 1$  (И1-14) и  $< 0,25$  нс (И1-15);
- выброс на вершине:  $\leq 3\%$ ;
- неравномерность вершины:  $\leq (1-3)\%$ ;
- максимальная амплитуда импульса:  $\geq 20$  В (И1-14) и  $\geq 10$  В (И1-15);
- погрешность установки амплитуды импульсов: 0,1 от амплитуды;
- диапазон регулировки амплитуды импульсов: 0–63 дБ (И1-14) и 0–43 дБ (И1-15);
- длительность импульсов: 0,1–10 мкс;
- погрешность установки длительности импульсов: 10%;
- период повторения импульсов: 0,03–1 мкс;

- питание: 220 В, 50 Гц и 115 В, 400 Гц;
- потребляемая мощность: 45 ВА;
- габаритные размеры: 360×184×235 мм;
- масса: 4 кг.

Для калибровки осциллографов фирма Fluke выпускает калибраторы 5500А и 5520А (рис. 3.77). С ними поставляются опции SC300, SC600 и SC1100 для калибровки времени нарастания 300-, 600- и 1100-мегагерцовых осциллографов. Опции представляют собой сменный модуль и формируют импульсы с временем нарастания 300 и 125 пс (в последней опции использован туннельный диод).

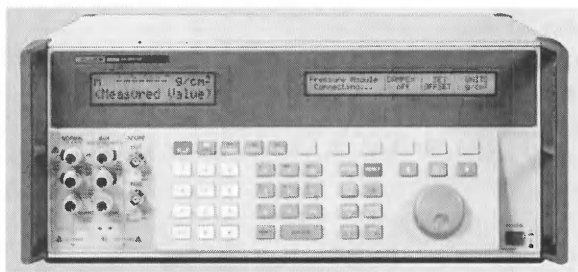


Рис. 3.77. Внешний вид калибратора осциллографов 5520 фирмы Fluke

Fluke выпускает также настольные калибраторы 9500В для калибровки еще более высокочастотных осциллографов. Калибратор 9500В (рис. 3.78) является автоматизированным прибором и имеет пять выходов активных головок. Они подключаются прямо к входам осциллографа без соединительных проводов. Активная головка Active Head 9560 обеспечивает фронты импульсов до 70 пс и частоту до 6,4 ГГц. При этом форма импульсов приближается к синусоидальной. Амплитуда импульсов регулируемая от 4,4 мВ до 3,1 В.

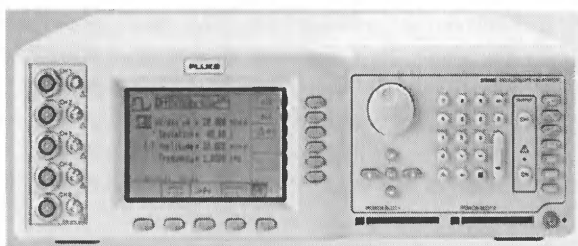


Рис. 3.78. Калибратор осциллографов 9500В фирмы Fluke

### 3.8.2. Генераторы пикосекундных импульсов серии 4000 фирмы Picosecond Pulse Lab

В последнее десятилетие стало заметным отставание разработок импульсных генераторов перед разработками современных цифровых осциллографов и анализаторов спектра. Диапазон частот этих приборов, в частности серийных стробоскопических осциллографов, достиг 100 ГГц (и 500 ГГц в опытных образцах). Это стало возможным, в частности, благодаря применению новейшей элементной базы на основе интегральных гетеропереходных Si-Ge микротранзисторов, реализованных в составе специализированных монолитных интегральных микросхем.

Однако непосредственное применение этой элементной базы в измерительных генераторах невозможно из-за малых уровней рабочих напряжений (порядка 1–2 В) и особенно токов у таких микротранзисторов и резкой потери быстродействия в реальных условиях работы их в импульсных генераторах. Между тем последние должны не отставать, а опережать уровень технических решений скоростных схем, применяемых в осциллографах.

Для получения особо коротких импульсов нужна разработка специальных электронно-оптических систем, совмещающих в себе и генератор импульсов, и осциллограф, использующих в своей работе источники лазерного излучения с длительностью фронта импульсов от 0,5 пс и фотоэлектронные преобразователи. Это теоретически может обеспечить контроль нового поколения цифровых осциллографов с полосой частот до 500 ГГц.

Метрологические системы на основе электронно-оптических систем уже созданы в США и Великобритании. Одна из таких систем разработана и применяется в компании Picosecond Pulse Lab, США [255]. Эта компания более четверти века занимается разработкой и производством метрологических приборов для измерений во временной области и тесно сотрудничает с Национальным метрологическим институтом США NIST. Это позволило компании создать и выпустить на рынок целую серию генераторов пикосекундных импульсов. Они поставляются на наш рынок компанией «Прист» [241]. Технические характеристики генераторов представлены в табл. 3.4.

Более подробные характеристики генераторов серии 4000 фирмы Picosecond Pulse Lab представлены на рис. 3.79.

Генераторы этой серии обеспечивают амплитуды испытательных импульсов от 5 В до 35 В (гарантированно с нормированием 30 В),

Таблица 3.4. Технические параметры генераторов фирмы Picosecond Lab

| Тип генератора      | Время нарастания | Амплитуда, В  | Максимальная частота | Длительность импульса | Смещение, В | Форма сигнала |
|---------------------|------------------|---------------|----------------------|-----------------------|-------------|---------------|
| 12000               | 2,5нс – 200 мс   | 40            | 165 МГц              | 3 нс – 1000 с         | ±20         | Импульс       |
| 12010               | 125 пс           | 2,5           | 800 МГц              | 250 пс – 67 нс        | -2...+3,3   | Импульс       |
| 12020               | 125 пс           | 2,5           | 1,6 ГГц              | 250 пс – 67нс         | -2...+3,3   | Импульс       |
| 4005                | 9 пс             | 5             | 1 МГц                | 16 нс                 | Нет         | Перепад       |
| 4016                | <5 пс            | -5            | 500 кГц              | 5 нс                  | Нет         | Перепад       |
| 10,050A             | 45 пс            | 10            | 100 кГц              | 100 пс – 10 нс        | Нет         | Импульс       |
| 10,060A             | 55 пс            | 10            | 100 кГц              | 100 пс – 10 нс        | Нет         | Импульс       |
| 10,070A             | 65 пс            | 7,5           | 100 кГц              | 100 пс – 10 нс        | ±5          | Импульс       |
| 10,300B             | <300 пс          | -45...<br>+50 | 100 кГц              | 1–100 нс              | ±5          | Импульс       |
| 1000D               | 500 пс           | ±35           | 1 МГц                | 500 пс                | Нет         | Импульс       |
| 2600C               | 250 пс           | ±50           | 100 кГц              | <1 нс – 100 нс        | Нет         | Импульс       |
| 3500D               | 65 пс            | ±8            | 1 МГц                | 65 пс                 | ±5          | Импульс       |
| 3600                | 70 пс            | -7,5          | 2,5 ГГц              | 70 пс                 | Нет         | Импульс       |
| 4015D               | 12 пс            | -5            | 500 кГц              | 5 нс                  | Нет         | Перепад       |
| 4050B               | 45 пс            | 10            | 1 МГц                | 10 нс                 | Нет         | Импульс       |
| 4500E               | 100 пс           | 35            | 100 кГц              | <1нс – 250 нс         | Нет         | Перепад       |
| TD1107 &<br>TD1110D | 20–45 пс         | 230<br>мВ     | 50 кГц               | 4 мкс                 | Нет         | Перепад       |

время нарастания импульсов от 5 пс, выброс на вершине импульса от 2% и неравномерность вершины импульса от 0,1%.

Среди этой линейки непосредственной заменой самому «быстро-му» серийному отечественному генератору И1-12 (на основе блока И4С-89 универсальной измерительной системы) является модель 4050 – рис. 3.80. Модель 4050, выходной формирователь которой построен на лавинном транзисторе, позволяет получить в 20 раз большую амплитуду выходного импульса (10 В против 0,5 В у И1-12) при одинаковом времени нарастания 50 пс.

Конструктивно генератор 4050 выполнен в корпусе под 19-дюймовую стойку, все органы управления вынесены на переднюю панель и по функциональному назначению ничем не отличаются от органов управления старых отечественных генераторов испытательных импульсов. Единственным отличием является отсутствие регулировки



| ХАРАКТЕРИСТИКИ     | ПАРАМЕТРЫ                                  | 4005                          | 40150                                | 4016                                 | 4050B                         | 4500E                                |            |
|--------------------|--|-------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|-------------------------------|--------------------------------------|------------|
| ВЫХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ | Время нарастания                           | 6 пс                          | 15 пс                                | <5 пс                                | 45 пс                         | 125 пс                               |            |
|                    | Макс. амплитуда на нагрузке 50 Ом          | 5 В                           | -5 В                                 | -5 В                                 | 10 В                          | 30 В, регулир. с шагом 1 дБ до 80 дБ |            |
|                    | Длительность импульса                      | 16 нс                         | 5 нс, затем спад 10 нс по экспоненте | 5 нс, затем спад 10 нс по экспоненте | 10 нс                         | 20 нс                                |            |
|                    | Полярность импульса                        | -                             | -                                    | -                                    | +                             | +                                    |            |
|                    | Время спада                                | 70 пс                         | 20 нс                                | 20 нс                                | 1 нс                          | 1 нс                                 |            |
|                    | Выброс                                     | 20%                           | 5%                                   | 10%                                  | 5%                            | 2,5%                                 |            |
|                    | Неравномерность                            | ±7% до 1 нс<br>±2% свыше 1 нс | ±7% до 1 нс<br>±2% свыше 1 нс        | ±7% до 1 нс<br>±2% свыше 1 нс        | ±2% до 3 нс<br>±1% свыше 3 нс | 2%                                   |            |
|                    | Период следования                          | 0,1 Гц...1 МГц                | 1 Гц...500 кГц                       | 1 Гц...500 кГц                       | 1 Гц...500 кГц                | 1 Гц...100 кГц                       |            |
|                    | Задержка                                   | вн. синхр.                    | 60 нс                                | 60 нс                                | 60 нс                         | 60 нс                                | 0...110 нс |
|                    |  | внеш. синхр                   | 1 нс                                 | 14 нс                                | 14 нс                         | 14 нс                                | 21 нс      |
| ОБЩИЕ ДАННЫЕ       | Джиттер                                    | 1,5 пс скв                    | 1,5 пс скв                           | 1,5 пс скв                           | 1,5 пс скв                    | 3 пс скв                             |            |
|                    | Выходной разъем                            | 1,85 мм                       | 1,85 или 2,4 мм                      | 1,85 или 2,4 мм                      | 2,82 мм                       | SMA                                  |            |
|                    | Напряжение питания                         | 220 В                         | 220 В                                | 220 В                                | 220 В                         | 220 В                                |            |
|                    | Габаритные размеры                         | 76x19x254 мм                  | 97x213x262 мм                        | 97x213x262 мм                        | 97x213x262 мм                 | 89x432x330 мм                        |            |
|                    | Масса                                      | 3,6 кг                        | 3,6 кг                               | 3,6 кг                               | 3,6 кг                        | 6,8 кг                               |            |
| Комплект поставки  | Внешний формирователь + задающий генератор |                               |                                      |                                      |                               |                                      |            |

Рис. 3.79. Технические характеристики генераторов пикосекундных импульсов серии 4000 компании Picossecond Pulse Lab



Рис. 3.80. Внешний вид генератора перепада с длительностью 45 пс типа 4050 фирмы Picosecond Pulse Lab

длительности импульса, вызванное применением в формирователе лавинного транзистора. Для формирования прямоугольного импульса в такой схеме генератора применяется отрезок коаксиального кабеля, длина которого и задает длительность выходного импульса.

Естественно, что амплитуда испытательного импульса до 10 В открывает более широкие возможности по применению генератора как в метрологических целях (проверка параметров переходной характеристики широкополосных осциллографов на всех коэффициентах отклонения), так и в производстве (например, для накачки лазеров или для антенных измерений). Параметры выброса и неравномерности модели 4050 также примерно в 2 раза лучше, чем у И1-12. На рис. 3.81 показаны осциллограммы перепадов генератора Picosecond 4050 и генератора И1-12. Для снятия осциллограмм использовался цифровой осциллограф LeCroy SDA 6000A с полосой пропускания 6 ГГц и частотой дискретизации 20 ГГц.

Наименьшую длительность перепада формирует генератор 4005. Его внешний вид показан на рис. 3.82. Как нетрудно заметить, блоки формирования размещаются отдельно от основного модуля прибора – на рис. 3.82 они показаны справа. Какая элементная база используется для формирования 5-пикосекундного перепада, к сожалению, не сообщается.

Недавно фирма выпустила на рынок три новые модели генераторов с высокими и сверхвысокими частотами повторения импульсов. Это генераторы серии 12\*\*\*. Их параметры представлены в табл. 3.3.

Кроме самих генераторов, компания Picosecond Pulse Lab предлагает широкий ассортимент дополнительных опций к ним, которые могут существенно расширить характеристики прибора без потери в точности, поскольку все опции также подвергаются калибровке по

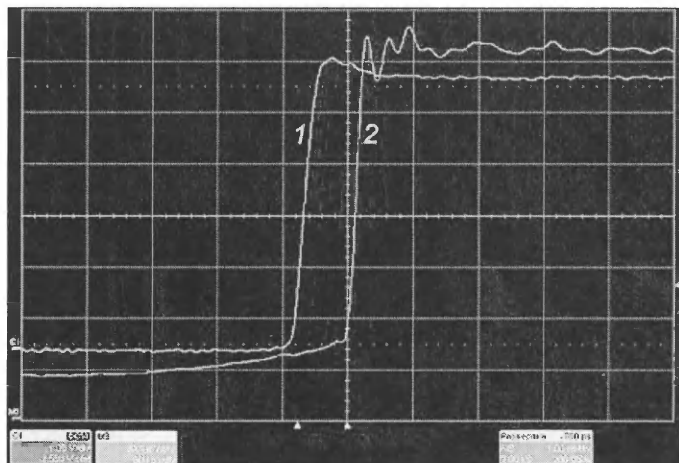


Рис. 3.81. Сравнение формы импульса от генератора Picosecond 4050 на лавинном транзисторе и генератора И1-12 на туннельном диоде

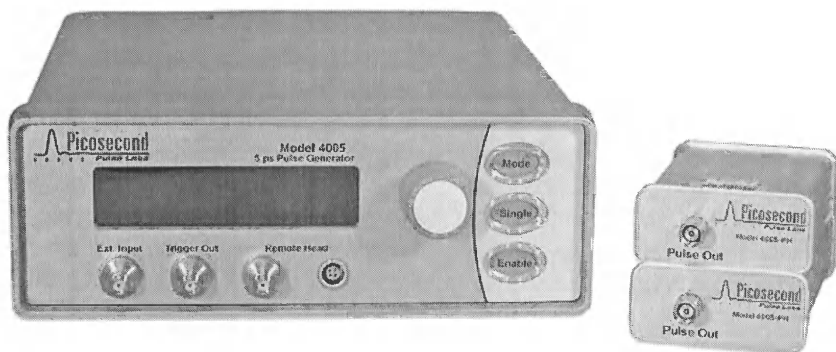


Рис. 3.82. Внешний вид генератора 5-пс перепада 4006 фирмы Picosecond Pulse Lab

параметрам, важным во временной области. К таким опциям относятся: аттенюаторы, расширяющие динамический диапазон; фильтры высокой частоты, служащие для увеличения времени нарастания выходного сигнала, но уменьшающие выброс; нелинейные компрессоры, служащие для уменьшения времени нарастания выходного сигнала; устройства развязки, позволяющие накладывать на выходной сигнал постоянное смещение; и т. д.

### 3.8.3. Генераторы импульсов серии GFT

На ФИИК был создан ряд моделей генераторов импульсов серии GFT для запуска лазерных диодов и лазерных светоизлучающих решеток. Их параметры представлены в таблице на рис. 3.83.

| Модель генератора | Время нарастания, $t$ , нс | Длительность импульса, $T$ , нс | PRF, кГц | Амплитуда импульса $U$ , В |
|-------------------|----------------------------|---------------------------------|----------|----------------------------|
| GFT-1             | 0.3                        | 0.5 - 20                        | 50       | 250                        |
| GFT-2             | 0.35                       | 1.5 - 15                        | 50       | 400                        |
| GFT-3             | <1                         | 5 - 20                          | 5        | 1000                       |
| GFT-4             | 1.5                        | 5 - 15                          | 1.5      | 2000                       |
| Модель генератора | Время нарастания, $t$ , нс | Длительность импульса, $T$ , нс | PRF, кГц | Амплитуда импульса $I$ , А |
| GFT-5             | 0.3                        | 0.5 - 50                        | 0 - 50   | 7                          |
| GFT-6             | 0.3                        | 3 - 50                          | 0 - 20   | 15                         |
| GFT-7             | 1.5                        | 3 - 50                          | 10       | 30                         |
| GFT-8             | 2.5                        | 5 - 10                          | 5        | 75                         |

Рис. 3.83. Параметры лабораторных моделей генераторов на ФИИК для запуска лазерных диодов

На рис. 3.84 представлены типовые осциллограммы импульсов, формируемых релаксатором на ФИИК при использовании различных накопителей энергии – линии и конденсатора.

На рис. 3.85 дана таблица, на которой сравниваются параметры импульсов генераторов серии GFT с параметрами генераторов подобного класса ряда зарубежных фирм. Оценки последних также представляют интерес.

### 3.8.4. Генераторы сверхкоротких импульсов серий PF и PG

На рис. 3.86 представлены характеристики генераторов субнаносекундных перепадов и импульсов серии PF и PG, выпускаемых научно-техническим предприятием «Тензор» (Нижний Новгород – [www.tenzornn.ru](http://www.tenzornn.ru)). Есть генераторы с тремя формами импульсов: импульсы однополярные с близкой к гауссовской формой, перепады напряжения и двухполярные (близкие к одному периоду синусоидов) импульсы.

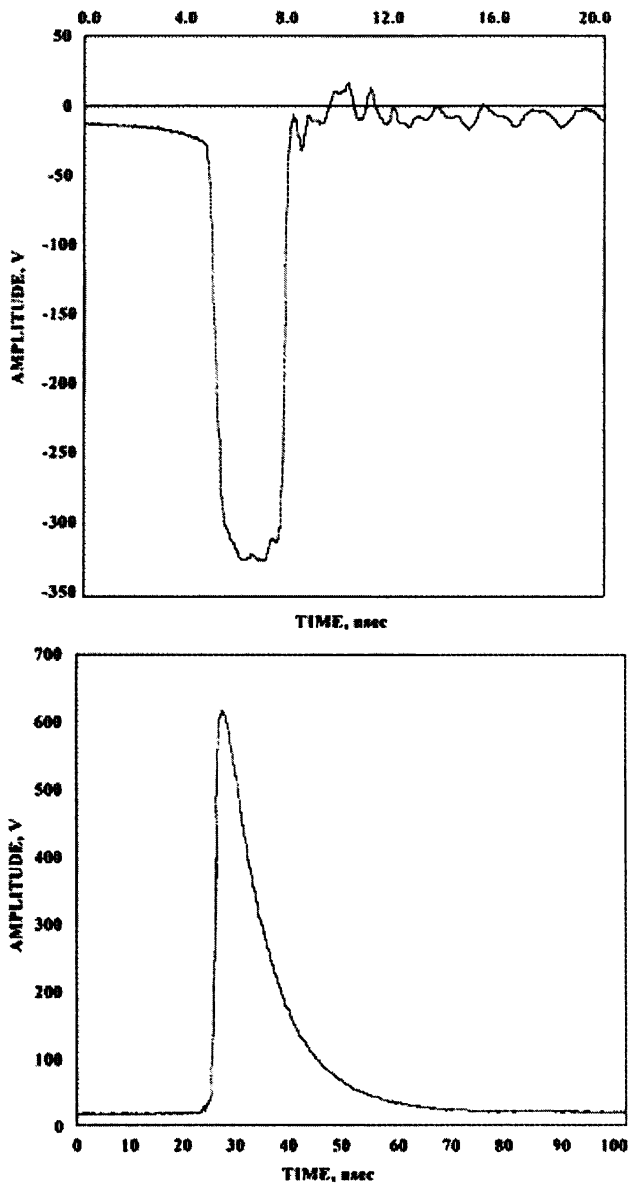


Рис. 3.84. Осциллограммы импульсов, формируемых релаксатором на ФИИК с разрядной линией (сверху) и конденсатором (снизу)

| Производитель   | Модель генератора | Время нарастания, $t$ , нс | Длительность импульса, $T$ , нс | PRF, кГц | Амплитуда импульса $U$ , В |
|---|-------------------|----------------------------|---------------------------------|----------|----------------------------|
| Ioffe Institute<br>Politekhnicheskaja, 26<br>194021, St-Petersburg                              | GFT-1             | 0.3                        | 0.5-20                          | 50       | 250                        |
|   | GFT-2             | 0.35                       | 1.5-15                          | 50       | 400                        |
|   | GFT-3             | <1                         | 5-20                            | 5        | 1000                       |
|   | GFT-4             | 1.5                        | 5-15                            | 1.5      | 2000                       |
| Avtech<br>Electrosystems<br>Limited,<br>P.O BOX 265<br>New York 13669                           | AVI-V-C           | 0.3                        | 2-100                           | 0-20     | 50                         |
|   | AVI-V-HV3-C       | 0.2                        | 5-100                           | 0-5      | 100                        |
|   | AVL-3-C           | 0.5                        | 5-100                           | 0-5      | 350                        |
|   | AVH-HV1           | 0.5                        | 1.0                             | 0-100    | 100                        |
| Kentech<br>Instruments Ltd,<br>South Moreton,<br>Didcot, OXON,<br>OX119AG UK<br>(44)-235-510748 | APG1              | 0.1                        | 0.15                            | 10       | 150                        |
|   | MPS               | 0.5                        | 10                              | 0.1      | 1500                       |
|   | BB10(*)           | 0.1                        | 3                               | 1        | 9000                       |
|   | HMPS(*)           | 0.12                       | 3                               | 0.1      | 4000                       |
| Grant Applied<br>Physics, Inc.<br>2011 Los Angeles,<br>California 94707<br>(415)-526-7611       | HMPS(*)           | 0.12                       | 1                               | 0.1      | 4000                       |
|   | MPS               | 0.5                        | 3                               | 0.25     | 1500                       |
|   | HMPS/F(*)         | 0.13                       | 1                               | 0.1      | 3500                       |
|   | ASG1              | 0.1                        | 8                               | 0.75     | 200                        |

(\*) Стандартные модули имеют время жизни  $> 10^8$  импульсов и частоты повторения PRF  $> 100$  Гц, модули, изготовленные по заказу - с PRF  $> 2$  кГц.

Рис. 3.85. Сравнение генераторов импульсов серии GFT с параметрами подобных генераторов ряда зарубежных фирм

На рис. 3.86 показаны также спектры импульсов. Однополярные импульсы и перепады дают спектр, простирающийся от нулевой частоты. Импульсы двухполярные имеют на нулевой частоте нулевую спектральную плотность, а вид их спектральной характеристики похож на частотную характеристику полосового фильтра.

Внешний вид генераторов серий PF и PG показан на рис. 3.87. Приборы выполнены в экранированных корпусах и имеют предельно простую конструкцию – на передней панели расположены только выходные разъемы.

Подобные генераторы несколько иной конструкции и вида (рис. 3.88) выпускает и научно-производственное предприятие Trim ([www.trimcom.ru](http://www.trimcom.ru)), которое специализируется на разработке и испы-

| Модель | A(B) | $\tau$ (нс) | $A_V$ | $\Delta_A$ | Форма колебаний | Спектр сигнала |  |
|--------|------|-------------|-------|------------|-----------------|----------------|--|
| PF-1   | 500  | 3-5         |       |            |                 |                |  |
| PF-2   | 50   | 0,2-0,5     |       |            |                 |                |  |
| PF-3   | 30   | 0,03        |       |            |                 |                |  |
| PF-4   | 6    | 0,025       |       |            |                 |                |  |
| PG-1   | 30   | 0,05        | 0,15A | 0,05A      |                 |                |  |
| PG-2   | 10   | 0,035       | 0,05A | 0,03A      |                 |                |  |
| PG-3   | 5    | 0,02        | 0,05A | 0,03A      |                 |                |  |
| PG-4   | 0,2  | 0,02        | 0,03A | 0,003A     |                 |                |  |
| PF-1.1 | 300  | 8           |       |            |                 |                |  |
| PF-2.1 | 200  | 4           |       |            |                 |                |  |
| PF-3.1 | 40   | 1           |       |            |                 |                |  |
| PF-4.1 | 25   | 0,5         |       |            |                 |                |  |
| PF-5.1 | 10   | 0,2         |       |            |                 |                |  |

Рис. 3.86. Параметры и формы импульсов генераторов серий PF и PG

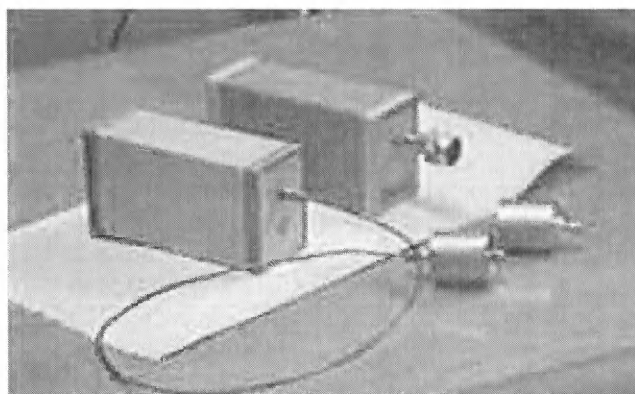


Рис. 3.87. Внешний вид генераторов пикосекундных перепадов и импульсов серий PF и PG НПП «Тензор»

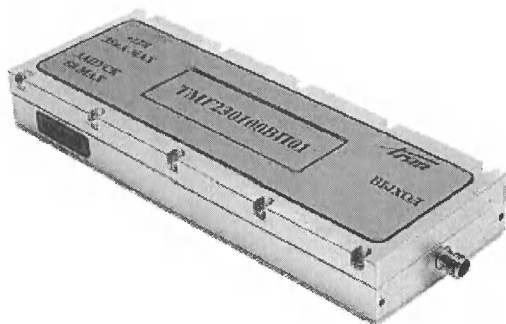


Рис. 3.88. Внешний вид генераторов пикосекундных перепадов и импульсов НПП Trim

тании средств сверхширокополосных систем связи и видеолокации. Фирма выпускает также стробоскопические осциллографы и системы для испытания антенн во временной области.

На рис. 3.89 показана осциллограмма импульса отрицательной полярности от одного из генераторов с минимальной длительностью отрицательного импульса. Генератор формирует импульс с амплитудой 30 В на нагрузке 50 Ом с длительностью 30 пс на уровне 0,5 от амплитуды. Максимальная частота повторения импульсов 1000 МГц.

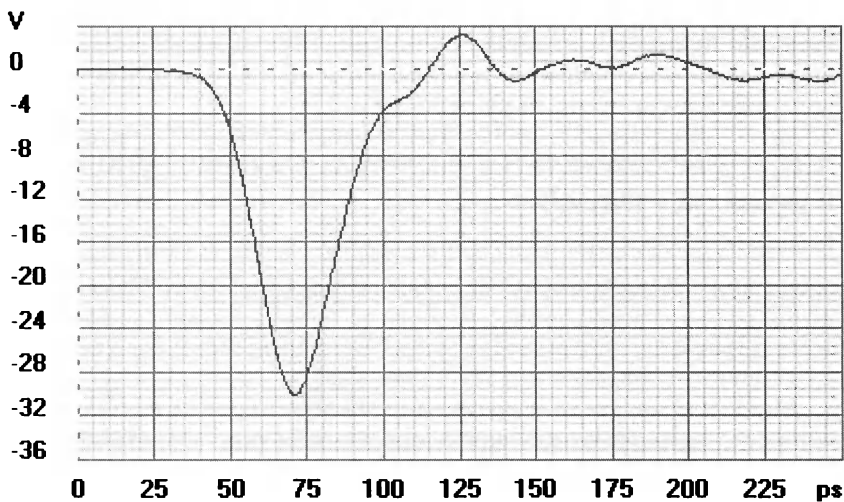


Рис. 3.89. Осциллограмма отрицательного импульса минимальной длительности



Осциллограмма двухполярного импульса (один период синусоиды) показана на рис. 3.90. Обращает на себя внимание практически полное отсутствие паразитных колебаний после импульса, что свидетельствует о хорошей проработке конструкции генератора.

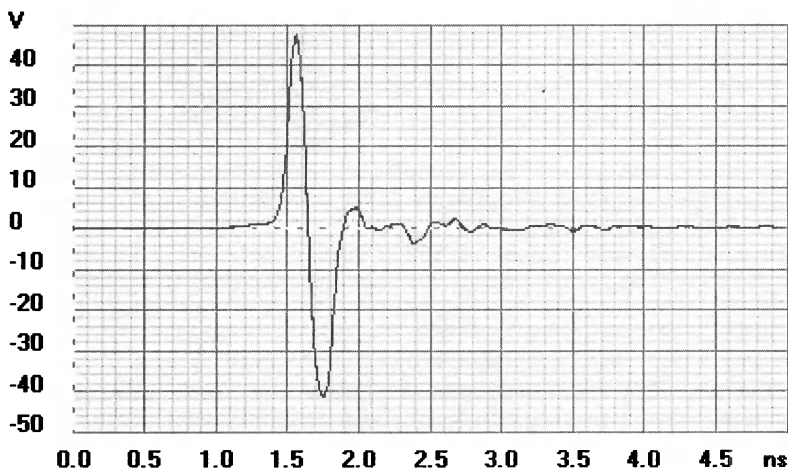


Рис. 3.90. Осциллограмма двухполярного импульса

Разумеется, подобные генераторы импульсов могут найти применение не только для испытания антенн во временной области, но и в других областях измерений, например для построения рефлектометров с высоким временным разрешением.

### 3.8.5. Высоковольтные импульсные модули HVS фирмы ALPHALAS

В области разработки импульсных лазеров нано- и субнаносекундного диапазона длительностей излучения одним из мировых лидеров является германская фирма ALPHALAS [246]. Наряду с лазерами фирма выпускает твердотельные высокоскоростные и высоковольтные ключевые модули серии HVS – рис. 3.91.

Модули используют современные коммутационные приборы (лавинные транзисторы и специальные переключатели – крайтроны). Выпускаются два типа модулей: с фиксированным напряжением питания HVS-XXX-F и переменным (регулируемым) напряжением питания HVS-XXX-V. Основные технические характеристики модулей представлены в табл. 3.5.

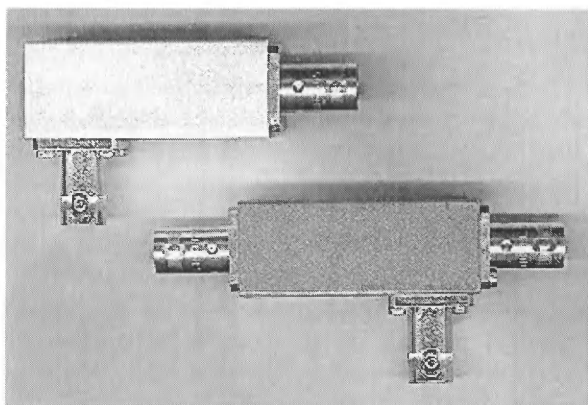


Рис. 3.91. Внешний вид модулей HVS фирмы ALPHALAS

**Таблица 3.5. Параметры высоковольтных переключающих модулей серии HVS**

| Тип модуля | Напряжение питания, В | Ток в импульсе, А | Время задержки, нс | Время нарастания, нс | Уровень запуска, В |
|------------|-----------------------|-------------------|--------------------|----------------------|--------------------|
| HVS-400-F  | 280–420               | 200               | < 1                | 4–10                 | 5                  |
| VS-2000-F  | 1500–2000             | 200               | < 1                | 4–10                 | 5                  |
| HVS-4000-F | 3500–4000             | 200               | < 1                | 4–10                 | 5                  |
| HVS-900-V  | 300–900               | 300               | < 10               | 10–20                | 10                 |
| HVS-1400-V | 300–1400              | 300               | < 10               | 10–20                | 10                 |
| HVS-4000-V | 300–4000              | 300               | < 10               | 10–20                | 10                 |

Модули HVS используются аналогично применению лавинных транзисторов и иных ключевых приборов. Типовые схемы применения модулей представлены на рис. 3.92. Следует помнить, что модули работают как высокоскоростной ключ, но S-образной ВАХ не обладают. Поэтому в автоколебательном режиме они не применяются.

Модули HVS предназначены для формирования импульсов с длительностью от 4 до 20 нс. Небольшие габариты модулей, малая задержка запуска и запуск импульсами небольшой амплитуды относятся к достоинствам этих модулей.

### 3.8.6. Нано- и субнаносекундная техника фирмы AVTECH

Фирма Avtech Electro systems Ltd (AVTECH) является мировым лидером по разработке и промышленному выпуску генераторов им-

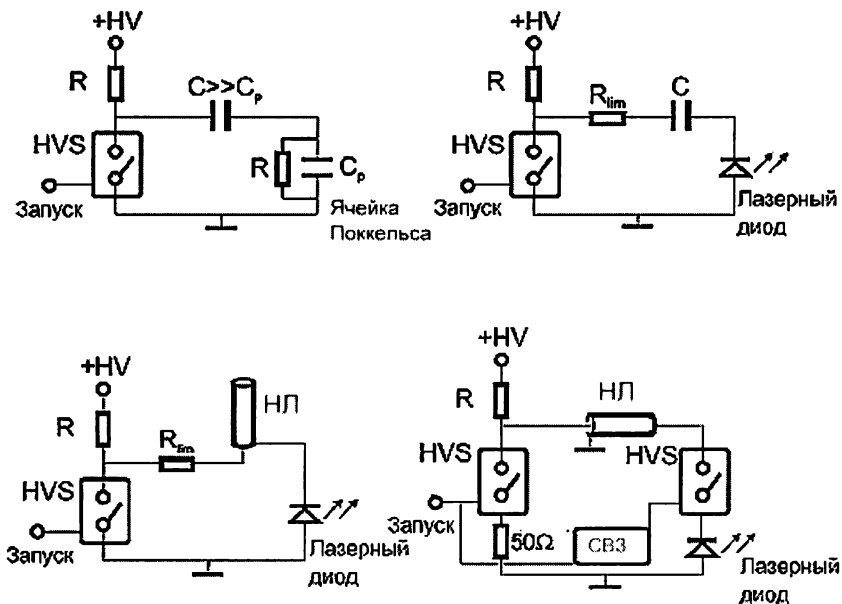


Рис. 3.92. Основные применения модулей серии HVS

пульсов специального назначения, например для запуска лазерных диодов и светоизлучающих решеток, запуска ЭОП и др. Фирма выпускает более 500 моделей генераторов импульсов. На сайте фирмы ([www.avtechpulse.com](http://www.avtechpulse.com)) можно найти данные о продукции фирмы, параметрах генераторов и особенностях их конструктивного исполнения.

Для запуска лазерных диодов AVTECH выпускает систему AVO-9 (рис. 3.93). Она имеет следующие характеристики:

- амплитуда импульса накачки от 0,1 А до 10 А;



Рис. 3.93. Генератор импульсной накачки лазерных диодов серии AVO-9

- длительность импульса накачки от 0,4 нс до 1 мкс;
- максимальная частота PRF до 20 МГц;
- время нарастания импульсов от 0,2 нс до 4 нс;
- выходной модуль для подключения лазерного диода без ухудшения времени нарастания импульсов;
- опция генерации двойных импульсов.

Осциллограммы импульсов, приведенные в техническом описании системы, показаны на рис. 3.94. Тщательная проработка низкоомных подключений лазерного диода к выходному модулю системы позволила получить импульсы с практически плоской вершиной и минимальным временем нарастания до 0,2 В, то есть на том уровне (см. выше), который был получен на дискретных и лавинных транзисторах четверть века назад. К сожалению, стоимость приборов фирмы AVTECH, несмотря на освоенное их серийное производство, остается высокой.

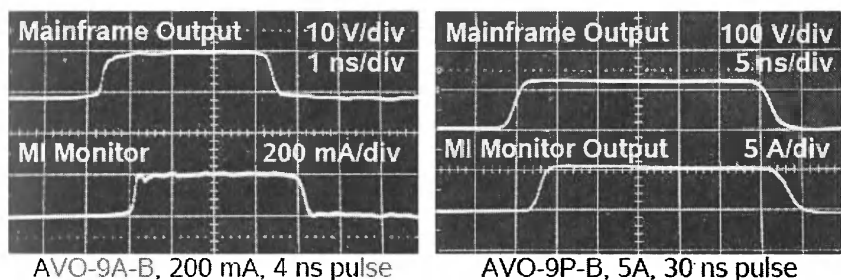


Рис. 3.94. Осциллограммы импульсов от систем серии AVO-9

Серия генераторов AVRК предназначена для формирования импульсов с амплитудой от 300 до 70 В на стандартной нагрузке 50 Ом при времени нарастания импульсов от 2 до 6 нс и длительности от 5 до 100 нс. Максимальная частота повторения импульсов – 10 кГц. Форма импульсов очень напоминает импульсы, получаемые от релаксаторов на лавинных транзисторах с накопительной линией с сосредоточенными постоянными. Однако пока фирма не сообщает, на какой элементной базе выполнены оконечные формирователи импульсов.

AVTECH выпускает и высоковольтные генераторы импульсов (до 3 кВ), но время нарастания их доходит до 80 или 100 нс, а максимальная частота составляет 1 кГц.

### 3.8.7. Генераторы импульсов для управления высоковольтными ячейками Поккельса

В области создания генераторов и формирователей субнано- и наносекундных импульсов большой и сверхбольшой амплитуды лидирует германская фирма FID Technology GmbH ([www.fidtechnology.com](http://www.fidtechnology.com)). Остановимся на ее аппаратуре для управления высоковольтными ячейками Поккельса – рис. 3.95.

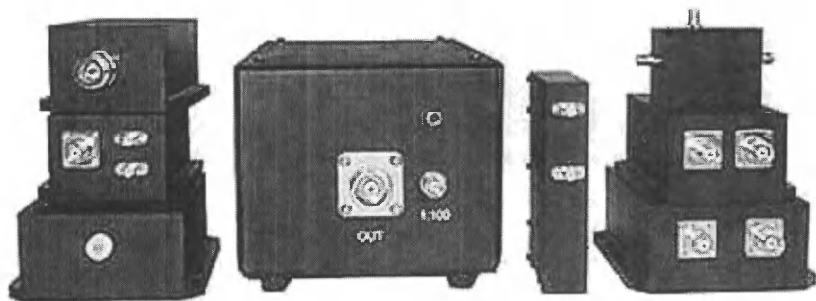


Рис. 3.95. Модули управления высоковольтными ячейками Поккельса фирмы FID Technology GmbH

Эти устройства обеспечивают следующие характеристики:

- амплитуда импульсов от 100 В до 20 кВ и выше;
- форма импульсов: прямоугольная, bell и двухполярная;
- длительность импульса (на уровне 10% от амплитуды от 0,1 до 1000 нс);
- частота повторения импульсов (PRF) до 100 МГц;
- ультрамалый джиттер – 20 пс;
- компактные размеры;
- неограниченное время жизни.

Модули серии FDM (см. табл. 3.6) выпускаются для управления ячейками Поккельса с амплитудой от 5 до 13 кВ с невысокими частотами повторения импульсов. Они предназначены в основном для управления мощными твердотельными лазерами с большой монотонностью в импульсе. Первая цифра в названии указывает на амплитуду импульса в киловаттах, а последняя – на частоту в килогерцах.

На рис. 3.96 представлена типичная осциллограмма импульса для модуля с амплитудой импульса 8 кВ. По вертикали масштаб не откалиброван – не учитывается высоковольтный делитель на входе осциллографа.

**Таблица 3.6. Характеристики модулей (драйверов) серии FDM для управления высоковольтными ячейками Поккельса**

| Тип модуля  | Амплитуда, кВ | $C_{in}$ , пФ | $t_{\phi}$ , нс | $t_{in}$ 50%, нс | $t_{in}$ 10%, нс | $t_{спада}$ , нс | Частота PRF    |
|-------------|---------------|---------------|-----------------|------------------|------------------|------------------|----------------|
| FDM 5-1L    | 5             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 1 кГц   |
| FDM 5-5L    | 5             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 5 кГц   |
| FDM 5-10L   | 5             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 10 кГц  |
| FDM 5-100L  | 5             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 100 кГц |
| FDM 8-1L    | 8             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 1 кГц   |
| FDM 8-5L    | 8             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 5 кГц   |
| FDM 8-10L   | 8             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 10 кГц  |
| FDM 8-100L  | 8             | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 100 кГц |
| FDM 10-1L   | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 1 кГц   |
| FDM 10-5L   | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 5 кГц   |
| FDM 10-10L  | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 10 кГц  |
| FDM 10-100L | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 100 кГц |
| FDM 13-1L   | 13            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 1 кГц   |
| FDM 13-5L   | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 5 кГц   |
| FDM 13-10L  | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 10 кГц  |
| FDM 13-100L | 10            | 4-6           | 2-5             | 4-10             | 7-12             | 2,5-5            | 1 Гц – 100 кГц |

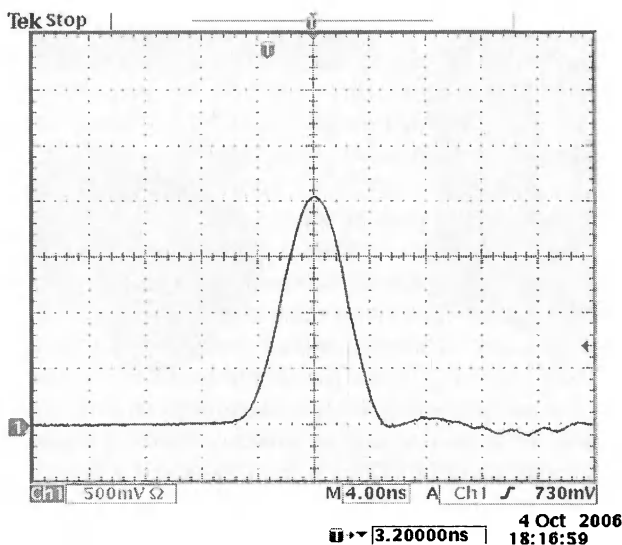


Рис. 3.96. Осциллограмма импульса 8 кВ модуля для управления ячейкой Поккельса

Схема подключения высоковольтной ячейки Поккельса к драйверу (модулю) управления ею серии FDM показана на рис. 3.97а. В данном случае используется дифференциальное подключение драйвера к ячейке Поккельса. Типичный размер драйвера типа FDM составляет 120×60×40 мм. Задержка импульса при запуске с выхода TTL-микросхемы составляет около 200 нс, джиттер не превышает 20 пс.

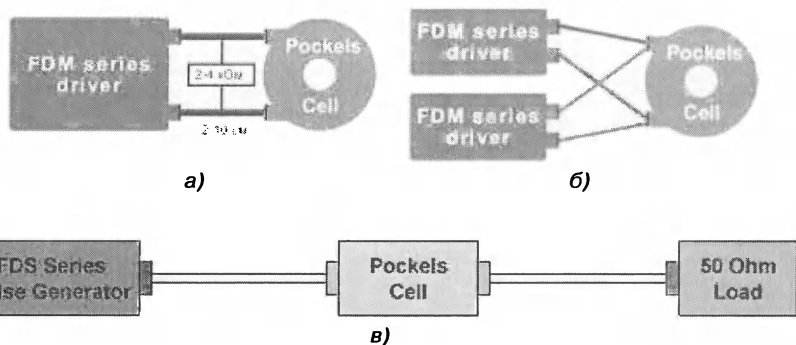


Рис. 3.97. Схемы подключения ячейки Поккельса к драйверу (модулю) управления ею: обычной ячейки (а), вдвоенной (б) и скоростной, работающей с согласованной нагрузкой в 50 Ом (в)

Серия драйверов FDM с буквой W в конце имени служит для подключения к двойной ячейке двух источников импульсов (рис. 3.97б). Это позволяет получать два импульса с регулируемым сдвигом между ними. Нередко тестирование ячеек Поккельса с такими управляющими импульсами позволяет более полно оценивать динамику прохождения лазерного излучения через ячейку.

Серия драйверов FDM – с буквой U в конце названия (например, FDM 8-100U – это ультракомпактные драйверы для ячеек Поккельса). Параметры их практически идентичны приведенным выше для серии с буквой L, но драйверы имеют меньшие размеры (типичные значения 60×60×20 мм). Драйвер имеет преобразователь напряжения питания 24 В и напряжение 500 В, от которого он питается. Такое решение позволяет использовать высоковольтные ячейки Поккельса и их импульсные модули в бортовых и промышленных устройствах с напряжением питающей сети 24 В.

Фирма FID Technology GmbH выпускает огромную номенклатуру генераторов нано- и субнаноимпульсов, работающих со стандартной нагрузкой 50 Ом в режиме согласования с волновым со-

противлением стандартных коаксиальных кабелей. Такие генераторы могут использоваться в качестве драйверов для управления скоростными ячейками Поккельса.

### 3.8.8. Оптико-электронные компоненты фирмы Leyshop

Оптико-электронные компоненты (лазеры, ячейки Поккельса, поляризаторы излучения и т. д.) в наше время выпускает множество специализированных фирм. Например, ряд таких компонентов выпускает фирма Leyshop Ltd (<http://www.leysop.com/>).

На рис. 3.98 показаны элементы ячеек Поккельса, выпускаемые этой фирмой, и модули с ячейками Поккельса. Большинство ячеек требуют управления импульсами с большой амплитудой – до 10 кВ. Однако фирма Leyshop выпускает и сравнительно «низковольтные» ячейки, для управления которыми достаточно напряжения в 200 В.

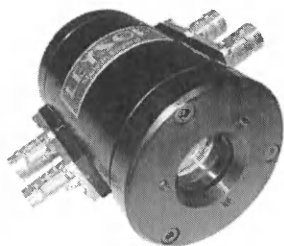
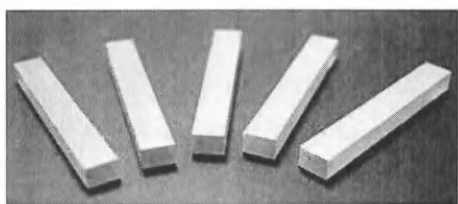


Рис. 3.98. Элементы ячеек Поккельса, выпускаемые фирмой Leyshop Ltd (а), и модули с двойными (б) и высокоскоростными (в) ячейками Поккельса

К сожалению, из-за большой емкости ячеек Поккельса (единицы-десятки пикофарад) и большой амплитуды управляющих сигналов частоты переключения ячеек Поккельса ограничены. Это препят-

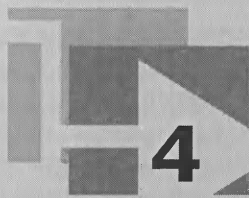


ствует применению их в широкополосных системах оптической связи. Фирма Leyshop выпускает ряд устройств для управления ячейками Поккельса – это генераторы импульсов, драйверы (рис. 3.99), высоковольтные усилители (в том числе дифференциальные) и т. д. Они широко используются в экспериментальных системах и устройствах контроля лазерного излучения и различных лазеров.



Рис. 3.99. 100 кГц Q-Switch драйвер фирмы Leyshop для быстрого управления ячейками Поккельса (время переключения до 3 нс)

# Методы и приборы аналоговой электронной осциллографии



Электронные осциллографы – это глаза исследователя любых меняющихся во времени процессов. Осциллографы появились как аналоговые приборы и до сих пор ценятся в этой роли, несмотря на бурное развитие цифровых методов осциллографии. Эта глава посвящена описанию аналоговых осциллографов – в первую очередь высокочастотных (с полосой от 100 МГц и выше) и скоростных [127–139, 260]. Описаны приборы как с подачей сигнала прямо на отклоняющую систему электронно-лучевой трубки (что дает максимально возможную полосу исследуемых частот), так и с широкополосными усилителями в канале вертикального отклонения.

## 4.1. Электронно-лучевые трубки (ЭЛТ)

### 4.1.1. Устройство осциллографической электронно-лучевой трубки (ЭЛТ)

Электронные осциллографы – это приборы для наблюдения временных зависимостей напряжений или токов [5, 6]. С учетом возможностей различных датчиков и преобразователей неэлектрических величин в электрические электронные осциллографы позволяют исследовать оптические, механические, биологические и другие процессы.

Современные осциллографы по принципу действия делятся на три основных типа:

- аналоговые осциллографы с аналоговым преобразованием сигнала во всем сквозном тракте – от входа до пластин электронно-лучевой трубки (ЭЛТ);
- аналого-цифровые осциллографы, использующие аналоговый тракт, но имеющие управляющий микропроцессор и средства цифровой обработки сигнала;

- цифровые осциллографы, использующие преобразование аналогового сигнала в цифровой сигнал, который затем обрабатывается и представляется на экране обычно плоского жидкокристаллического (ЖКИ) дисплея.

Аналоговые осциллографы строятся на основе ЭЛТ с электростатическим отклонением электронного луча. Есть два вида отклонения луча ЭЛТ – по горизонтали X и по вертикали Y. Соответственно, осциллографы имеют тракты X и Y. Кроме того, обычно имеется канал модуляции яркости Z.

До сих пор существуют электронные осциллографы без усилителей вертикального отклонения, например отечественный осциллограф С7-19 с полосой частот до 5 ГГц. У них сигнал подается прямо на пластины вертикального отклонения ЭЛТ, что позволяет получать максимально возможную полосу частот исследуемых сигналов. Такие приборы все еще применяются в экспериментальной ядерной физике. Они особенно полезны при регистрации редких явлений, например следов от элементарных частиц в ионизационной камере. Тем не менее это уникальные приборы, применяются они все реже и реже и заменяются цифровыми широкополосными запоминающими осциллографами реального времени.

Экран осциллографической ЭЛТ (рис. 4.1) покрыт изнутри люминофором – веществом, способным светиться под ударами электронов.

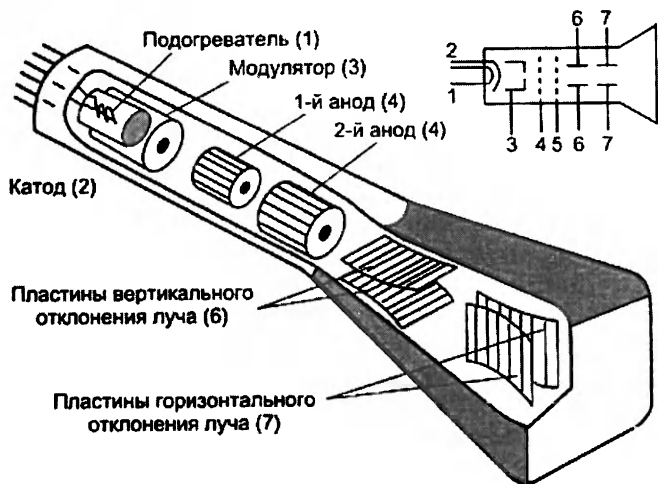


Рис. 4.1. Осциллографическая ЭЛТ с электростатическим отклонением и ее обозначение

Чем больше поток электронов, тем ярче свечение той части экрана, куда они попадают. Электронный луч создается электронной пушкой, размещенной на противоположном от экрана конце трубки. Она состоит из подогревателя (нити накала) и катода. Между пушкой и экраном размещен модулятор, регулирующий поток летящих к экрану электронов. Этот тракт осциллографа и принято именовать каналом Z.

С помощью двух электродов – анодов – пучок электронов довольно большого диаметра (несколько миллиметров), пройдя электронные линзы, фокусируется и принимает форму конуса с острием у экрана трубки. В результате размеры изображения точки на экране удается довести до долей миллиметра. Кроме того, анодами обеспечивается нужное ускорение электронов в пучке, что дает достаточно высокую скорость записи осциллограмм. Луч отклоняется с помощью пары двойных металлических отклоняющих пластин. Одна из них отклоняет луч по вертикали (ось Y), а другая – по горизонтали (ось X).

Экран электронно-лучевой трубки будет светиться лишь при подаче на ее специальные ускоряющие электроды – аноды – определенных напряжений. Их обычно называют ускоряющими. Эти напряжения достигают сотен вольт у малогабаритных трубок и тысяч вольт у большинства трубок умеренных размеров. Для их создания используются высоковольтные источники питания. Часто поверхность трубки у экрана покрывается проводящим ток слоем, и он используется как еще один анод, обеспечивающий ускорение электронов луча уже после его отклонения. Такое решение существенно повышает яркость изображения и графическую скорость записи (см. ниже).

На нить накала обычно подают переменное напряжение, на управляющий электрод (модулятор) – постоянное, отрицательной полярности по отношению к катоду, на аноды – положительное, причем на первом аноде (фокусирующем) напряжение значительно меньше, чем на втором (ускоряющем). Меняя напряжение на управляющем электроде, можно менять интенсивность электронного луча от максимальной или рабочей до нулевой.

На отклоняющие пластины подается как постоянное напряжение, позволяющее смещать пучок электронов в любую сторону относительно центра экрана, так и переменное, создающее линию развертки той или иной длины, а также «рисующее» на экране форму исследуемых колебаний.

Наиболее важными параметрами осциллографических ЭЛТ являются их геометрические размеры, в частности размеры экрана и па-

параметры отклоняющих систем. У нас принято размер трубки указывать цифрами ее названия, например 13ЛО37И – это индикаторная трубка с диаметром экрана 13 см с номером разработки 37. Трубки делаются как с круглым, так и с прямоугольным экраном. Последнее позволяет сделать трубки меньшего размера и лучше использовать площадь экрана. Однако для повышения прочности у таких трубок приходится увеличивать толщину стекла у экрана, и они получаются более тяжелыми. Современная ЭЛТ с размером экрана 13 см имеет длину до полуметра, что и объясняет большие размеры осциллографов с такими трубками.

#### 4.1.2. Графическая скорость луча в ЭЛТ

Одной из фундаментальных характеристик осциллографической трубки является графическая скорость луча, то есть скорость, с которой луч чертит изображение на экране. Чем быстрее луч движется по экрану, тем слабее будет его видимая яркость в случае наблюдения однократных и редко повторяющихся процессов. В случае регистрации синусоидального сигнала (4.1) вертикальную составляющую этой скорости можно вычислить следующим образом:

$$v_{y \max} = \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0} = 2A\pi f. \quad (4.1)$$

Тогда максимальная графическая скорость, с учетом скорости движения луча при горизонтальной развертке  $v_x$ , будет равна:

$$v_{z \max} = \sqrt{v_x^2 + v_{y \max}^2}. \quad (4.2)$$

Расчеты показывают, что при размере осциллограммы по вертикали около 1 см и типовой возможной яркости следа от луча максимальные частоты регистрации синусоидального сигнала составляют около 3 ГГц. При этом графическая скорость перемещения пятна от электронного луча оказывается близкой к скорости света.

В случае регистрации видеоимпульса графическая скорость выражается следующей формулой:

$$v_z = \sqrt{v_x^2 + \sigma v_y^2}, \quad (4.3)$$

где  $\sigma$  – чувствительность трубки по вертикальному отклонению (см/В). Максимальная графическая скорость при регистрации видеоимпульса имеет место на его фронтах.

Графическая скорость определяет яркость осциллограмм. Последняя резко падает при наблюдении однократных или редко повторяющихся событий. Для повышения графической скорости нужно увеличивать напряжения на ускоряющих электродах трубки (до 10–20 кВ). Однако (см. далее) это ведет к падению чувствительности по отклонению.

### 4.1.3. Время установления отклоняющей системы

Отклоняющая система осциллографических трубок из двух пластин является фактически неидеальным конденсатором, имеющим некоторую емкость  $C$ . В его цепи надо учитывать паразитную индуктивность выводов и подводящих сигнал проводов  $L$  и сопротивление источника сигнала  $R$  (например, это выходное сопротивление усилителя). Таким образом, эквивалентная схема цепи отклонения представляет собой звено фильтра низких частот или последовательный  $RLC$ -контур – рис. 4.2.

Если на вход такого контура подать идеальный перепад напряжения с уровнем  $E$ , то временная зависимость напряжения на  $C$  будет иметь вид:

$$u(t) = E \left[ 1 - e^{-\alpha t} \left( \frac{\alpha}{\delta} \sin(\delta t) + \cos(\delta t) \right) \right],$$

где  $\alpha = R/2L$  и  $\delta = (1/LC - R^2/4L^2)^{1/2}$ .

Расчеты показывают, что эта зависимость может иметь значительный выброс при малых  $R$ . При  $\alpha/\delta = 1$  этот выброс составляет не более 4% от амплитуды перепада, что является вполне удовлетворительным показателем. Для этого величину  $R$  надо выбирать равной

$$R = \sqrt{2L/C}. \quad (4.4)$$

Если воспользоваться известным значением резонансной частоты контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (4.5)$$

то можно выразить значение  $R$  через резонансную частоту контура, определяющую предельную частоту тракта отклоняющей системы:

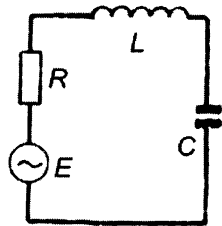


Рис. 4.2.  
Эквивалентная  
схема тракта  
отклонения

$$R = \frac{1}{f_0 C \sqrt{2\pi}} = \frac{0,22}{f_0 C}. \quad (4.6)$$

Нетрудно доказать, что время достижения напряжением  $u(t)$  значения  $E$  составит значение:

$$t = 3\pi RC/4 = 2,2RC. \quad (4.7)$$

Данное значение обычно и принимают за время установления отклоняющей системы с оптимальной переходной характеристикой.

Эти данные относятся к идеальному случаю подачи сигнала прямо на электроды отклоняющей системы осциллографической трубки. Расчеты показывают, что максимальная частота регистрируемых сигналов не превышает 300 МГц, а время установления тракта отклоняющих пластин не может быть меньше 1 нс без кардинальной переработки конструкции трубки. Разумеется, эти значения на много порядков выше, чем у первой трубки Брауна, но все же далеки от тех, которые нужны в современной скоростной осциллографии. Отметим, что, исходя из квантово-механического принципа неопределенности, предельное разрешение осциллографии оценивается временем порядка  $10^{-14}$  с. Так что даже в наше время конструкторы осциллографических трубок имеют шансы на улучшение их временных характеристик.

#### 4.1.4. Отклоняющие системы осциллографических ЭЛТ

Важнейшими конструктивными деталями ЭЛТ являются ее отклоняющие системы. В простейшем случае это две пары плоскопараллельных пластин. Одна пара используется для отклонения по вертикали (Y), другая – по горизонтали (X). Каждая из пластин каждой пары установлена по обе стороны траектории луча. Возможны и более сложные конструкции отклоняющих пластин (систем).

Одним из важнейших параметров осциллографической ЭЛТ является чувствительность по отклонению. Она определяется как отношение отклонения точки на экране трубки  $h$ , поделенное на напряжение, приложенное к пластинам  $U_{\text{отк}}$ . Для плоскопараллельных отклоняющих пластин (рис. 4.3) она определяется (мм/В) выражением:

$$\epsilon = \frac{h}{U_{\text{отк}}} = k \frac{lL}{2bU_a}. \quad (4.8)$$

Здесь  $l$  – длина пластин,  $L$  – расстояние от входного края пластин до экрана,  $b$  – расстояние между пластинами,  $U_a$  – разность потенциа-

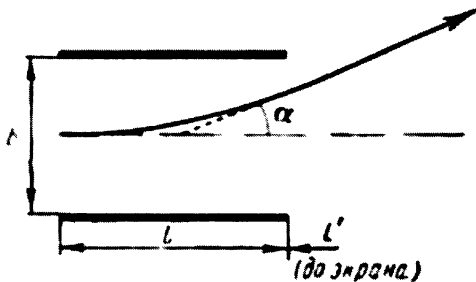


Рис. 4.3. Плоскопараллельные отклоняющие пластины

лов между катодом и выходным электродом прожектора,  $k > 1$  – коэффициент, учитывающий повышение чувствительности из-за краевых эффектов (практически  $k = 0,1-0,15$ ).

Чувствительность по отклонению увеличивается при уменьшении расстояния между пластинами. Однако при слишком малом расстоянии между пластинами луч при отклонении попадает на пластину, к которой он приближается, и полностью поглощается ею. Фактически это означает уменьшение предельного угла отклонения  $\alpha$ , почему он обычно и не превышает  $15^\circ$ . Следствием этого является большая длина осциллографических трубок – она в несколько раз больше, чем диаметр экрана круглой трубки или диагональ экрана трубки с прямоугольным экраном. Именно поэтому осциллографическая трубка с большим размером экрана (10 см и выше) оказывается довольно громоздкой и определяет большие размеры осциллографа, построенного на ее основе.

Можно несколько увеличить чувствительность трубки к отклонению, если сделать пластины изогнутыми с увеличенным в месте выхода луча расстоянием. Расчеты показывают, что оптимальным является экспоненциальное расширение расстояния между пластинами. Однако оказалось, что очень близкий результат обеспечивает более простой в реализации однократный изгиб пластин примерно в середине их общей длины (рис. 4.4). При этом чувствительность по отклонению составляет величину, равную:

$$\varepsilon = \frac{h}{U_{\text{отк}}} = \frac{L}{2U_a} \left( \frac{l_1}{b_1} + \frac{l_2}{b_2 - b_1} \ln \frac{b_2}{b_1} \right). \quad (4.9)$$

Здесь  $l_1$  – длина параллельной части пластин,  $l_2$  – длина по горизонтали отогнутой части пластин,  $b_1$  – расстояние между параллель-



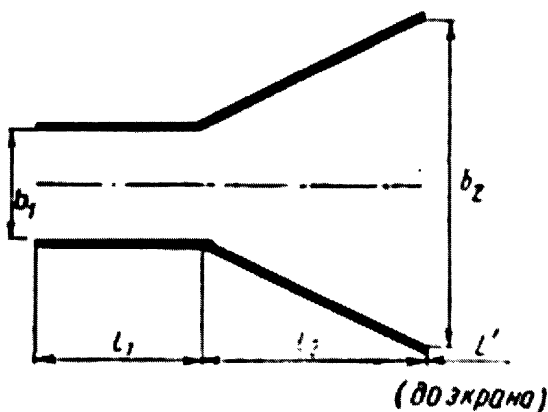


Рис. 4.4. Отклоняющие пластины с одним изгибом

ными частями пластин и  $b_2$  – расстояние между краями расширенной части изогнутых пластин.

Расчеты по (4.8) и (4.9) показывают, что чувствительность последнего варианта отклоняющей системы примерно в 1,8 раза выше, чем у отклоняющей системы с плоскопараллельными пластинами. Именно поэтому она применяется в большинстве серийных осциллографических трубок. Типичные значения чувствительности осциллографических ЭЛТ составляют 0,5–5 мм/В. Они немного отличаются для пластин вертикального и горизонтального отклонений, поскольку расположены на разном расстоянии от экрана.

Приведенные значения чувствительности означают возможность регистрации сигналов с амплитудой, начиная от нескольких вольт и выше. Для работы с меньшими сигналами необходимо применять усилители. Они увеличивают чувствительность к отклонению в  $K$  раз, где  $K$  – коэффициент усиления усилителя. При этом для сохранения широкополосности трубки надо использовать усилители с шириной полосы пропускания в 2–3 раза выше, чем у трубки. Этого удается достигнуть далеко не всегда, и часто именно усилители ограничивают ширину полосы частот осциллографа и его временные характеристики.

Допустим, что емкость пластин вертикального отклонения составляет 20 пФ, а выходное сопротивление источника сигнала (например, усилителя канала  $Y$ )  $R = 500$  Ом. Тогда постоянная времени отклоняющей системы будет равна  $\tau = R \cdot C = 20 \cdot 10^{-12} \cdot 500 = 1 \cdot 10^{-8}$ .

Если уменьшить выходное сопротивление усилителя  $Y$  до 50 Ом, то постоянная времени упадет до  $1 \cdot 10^{-9}$  с. Это означает возможность регистрации процессов с длительностью порядка единиц-десятков наносекунд, а то и намного меньшей.

#### 4.1.5. Осциллографические трубки специального назначения

Существенное повышение полосы частот осциллографических трубок было достигнуто разработкой широкополосных отклоняющих систем в виде линий передачи. Схематично конструкция таких систем представлена на рис. 4.5. У подобных трубок используется множество пар маленьких пластин, соответственно, с уменьшенной емкостью  $C_1$  каждой пластины. Пластины соединяются между собой отрезками спиралей с индуктивностью  $L_1$ . Если число ячеек линии передачи равно  $n$ , то примерно в  $n$  раз повышается предельная частота отображаемых трубкой сигналов и уменьшается предельное время установления.

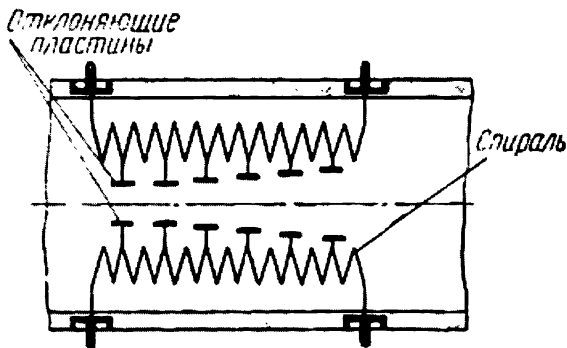


Рис. 4.5. Широкополосная отклоняющая система в виде линии передачи

Для дальнейшего повышения предельных частот регистрации были созданы отклоняющие системы на основе распределенных полосковых линий передачи. Как и в отклоняющих системах, показанных на рис. 4.5, для получения минимального искажения формы импульсов и устранения их отражений нужно обеспечить согласование линий на входе и на выходе. Для этого сопротивление генератора сигналов и нагрузки линий выбирается равным волновому сопротивлению линий

$$R_3 = \sqrt{L_1 / C_1}. \quad (4.10)$$

Здесь  $L_1$  и  $C_1$  – значения индуктивности и емкости одной секции для линий с сосредоточенными параметрами или погонные (на единицу длины) для линии с распределенной постоянной. Обычно волновое сопротивление выбирается равным от 50 до 500 Ом. Например, у трубки 11ЛО101М оно равно 320 Ом. Волновое сопротивление 50, 75 и 100 Ом – такое, как у обычных коаксиальных кабелей, используемых у трубок для наблюдения сверхширокополосных сигналов. Однако столь малое волновое сопротивление затрудняет получение достаточно больших напряжений на выходе усилителей вертикального отклонения.

Следует отметить положительный момент в использовании линий передачи в тракте вертикального отклонения осциллографов – появление задержки сигнала, которая равна

$$t_3 = n\sqrt{L_1 C_1}. \quad (4.11)$$

Полезность задержки особенно очевидна при исследовании однократных или редко повторяющихся сигналов. В этом случае используется ждущий режим работы развертки, при котором она запускается обычно передним фронтом исследуемого сигнала. Однако задержка запуска развертки приводит к тому, что часть этого фронта не отображается, поскольку во время задержки луч не движется по горизонтали. Этого можно избежать, задержав сигнал с помощью линии передачи. В некоторые осциллографы даже с обычными трубками приходится вводить специальные линии задержки, которые являются теми же линиями передачи с сосредоточенными или распределенными постоянными  $L_1$  и  $C_1$ .

В СССР выпускались трубки 10ЛО101М и 13ЛО101М с отклоняющими системами в виде линий передачи, дожившие до наших дней. Они позволяли наблюдать процессы с частотами до 1 ГГц. Трубки 13ЛО102М с отклоняющей системой на основе распределенных линий передачи обеспечивали возможность просмотра процессов с частотами до 3 ГГц. Существовали и уникальные разработки трубок с отклоняющими системами на основе коаксиальных линий передачи. Их частоты регистрации сигналов доходили до десятков гигагерц.

Дальнейшее усовершенствование ЭЛТ привело к созданию трубок с рассеивающей сеткой, установленной на пути выхода электронного пучка из отклоняющей системы. Такая сетка с мельчайшими отверстиями увеличивает угол отклонения луча и приводит к увеличению чувствительности ЭЛТ до 3–5 В/см. Благодаря этому стало возмож-

ным применение широкополосных транзисторных усилителей. Осциллографы на ЭЛТ с рассеивающей сеткой выпускались фирмами CRT (Франция) и Tektronix (США).

В период Второй мировой войны и вскоре после нее был создан ряд уникальных ЭЛТ с полосой частот регистрируемых сигналов до 10 ГГц и даже выше. Были созданы, например, разборные микроосциллографические трубки с регистрацией осциллографируемых процессов очень тонким электронным лучом прямо на установленной в трубке фотопластинке. Для установки пластины приходилось выполнять разгерметизацию трубки, вставлять в нее фотопластинку и затем выкачивать воздух до получения глубокого вакуума.

В СССР в 70-е годы прошлого века были созданы уникальные ЭЛТ с послеотклонением луча с помощью триплета квадрупольных линз [127]. Такие трубки имели уникально высокую чувствительность до 1 В/см при одновременном улучшении линейности и увеличении размера рабочего поля. Трубка 10ЛО102М была применена в выпускаемом в те годы осциллографе С7-10А (С1-61), который не имел усилителя. Полоса частот осциллографа составляла 0–1500 МГц. Масса этого прибора достигала 70 кг. Была также создана ЭЛТ 10ЛО105А с полосой частот усиливаемых сигналов до 5 ГГц. Она стала основой «последнего из могикан» – осциллографа С7-19 с подачей исследуемых сигналов прямо на отклоняющую систему ЭЛТ и чувствительностью 1,7 В/см. По сегодняшним меркам это очень низкая чувствительность.

Хотя аналоговые осциллографы имеют прямой тракт сигнала от входа до отклоняющих систем ЭЛТ, наблюдение на них быстропротекающих процессов затруднено инерционностью глаза – одиночные короткие импульсы так быстро мелькают на экране, что глаз их просто не замечает. Поэтому скоростные осциллографы приходится применять совместно с высокоскоростной фотографической аппаратурой. Но и тут препятствием является ограниченная скорость фотографической записи.

Одно время казалось, что решение этой проблемы лежит на пути создания запоминающих ЭЛТ. Такие трубки и впрямь были созданы, но оказались слишком сложными и дорогими. Номенклатура запоминающих осциллографов (тем более скоростных) оказалась очень узкой, и широкого применения аналоговые запоминающие осциллографы не нашли.

В наше время осциллографы на специальных скоростных и запоминающих ЭЛТ повсеместно вытесняются цифровыми и стробоскопическими осциллографами, которые не только превосходят ана-

логовые по полосе частот, но и не требуют применения уникальных высокоскоростных трубок.

## 4.2. Принцип действия и устройство аналогового осциллографа

### 4.2.1. Основные типы электронных осциллографов

Область науки и техники, занятая визуализацией формы временных зависимостей напряжений и токов с помощью электронно-лучевых трубок и иных средств визуализации, получила название *электронной осциллографии*. Приборы, предназначенные для этого, называют *электронными осциллографами*. В этой главе мы рассмотрим следующие виды осциллографов:

- аналоговые осциллографы на основе ЭЛТ;
- цифровые осциллографы с визуализацией исследуемых процессов на экране цифрового дисплея – чаще всего жидкокристаллического индикатора;
- стробоскопические осциллографы, строящие осциллограммы по коротким выборкам сигнала с использованием его растяжки стробоскопическим методом;
- комбинированные приборы (аналого-цифровые осциллографы и др.).

### 4.2.2. Принцип действия аналогового осциллографа

Чтобы представить, как же получается на экране изображение колебаний, изобразим условно экран трубки в виде окружности (хотя у трубки он может быть и прямоугольный) и поместим внутри несотклоняющиеся пластины (рис. 4.6).

Если подвести к горизонтальным пластинам  $X_1$  и  $X_2$  пилообразное напряжение, на экране появится светящаяся горизонтальная линия – ее называют линией развертки, или просто разверткой. Длина ее зависит от амплитуды пилообразного напряжения (рис. 4.6а). Если теперь одновременно с пилообразным напряжением, поданным на пластины  $X_1$  и  $X_2$ , подать на другую пару пластин (вертикальных –  $Y_1$  и  $Y_2$ ), например, переменное напряжение синусоидальной формы, линия развертки в точности «изогнется» по форме колебаний и «нарисует» на экране изображение (рис. 4.6б).

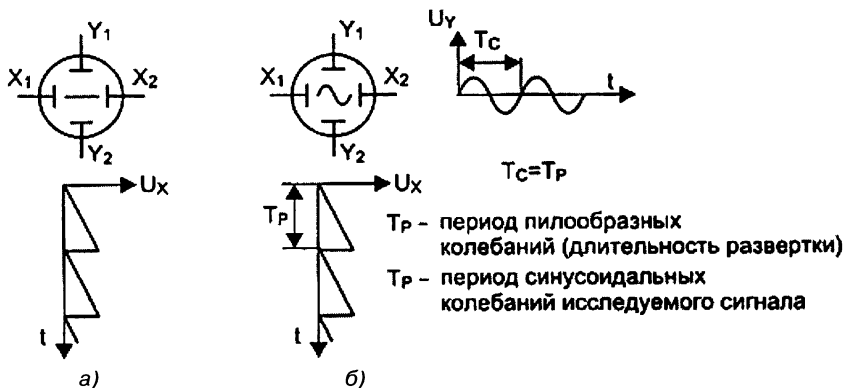


Рис. 4.6. Иллюстрации к получению осциллограмм:

- а – при отсутствии сигнала на пластинах вертикального отклонения;  
 б – при подаче на них синусоидального сигнала

В случае равенства периодов синусоидального и пилообразного колебаний на экране будет изображение одной синусоиды. При неравенстве же периодов на экране появится столько полных колебаний, сколько периодов их укладывается в периоде колебаний пилообразного напряжения развертки. В осциллографе есть регулировка частоты развертки, с помощью которой добиваются нужного числа наблюдаемых на экране колебаний исследуемого сигнала.

Тут уместно отметить, что при просмотре периодических сигналов длительность развертки в общем случае должна быть строго кратной периоду повторения сигнала. Таким образом, развертка должна быть синхронной с сигналом. Для этого используется система синхронизации развертки осциллографа. Кроме того, надо учитывать, что часть периода развертки тратится на обратный ход луча. На экране это означает отображение линии, соединяющей начальную и конечную точки осциллограммы. Как правило, эта линия гасится подачей специального импульса гашения на управляющий электрод трубки. Это означает наличие в осциллографе, кроме каналов X и Y, еще одного канала Z – управления яркостью луча.

### 4.2.3. Структурная схема аналогового осциллографа

На рис. 4.7 изображена типовая структурная схема осциллографа, называемого аналоговым осциллографом. Это одноканальный осциллограф, но многие современные осциллографы имеют 2 или даже

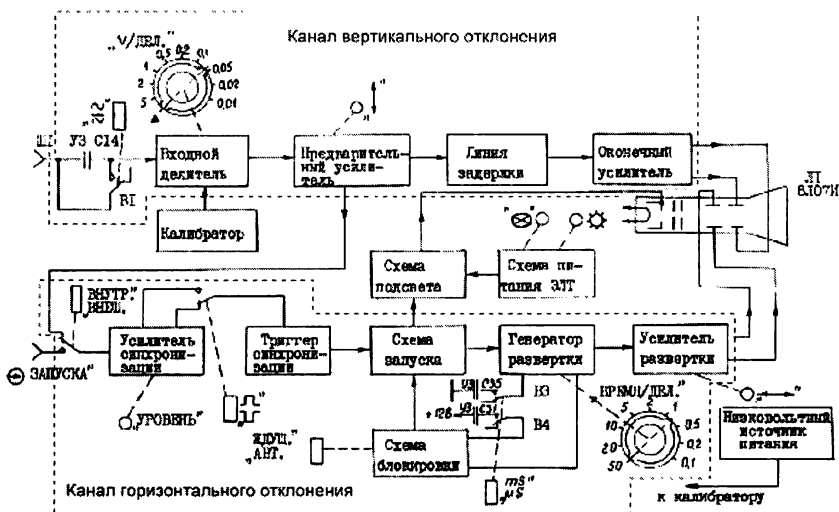


Рис. 4.7. Типовая функциональная схема аналогового одноканального электронного осциллографа С1-94

4 канала. В таких осциллографах применяются трубки с двумя лучами, а в тракте вертикального отклонения используют специальные коммутаторы сигналов.

На сегодняшний день существует большое число различных по конструкции и назначению осциллографов. Но в любом осциллографе есть минимально необходимый набор узлов, без которых он не может работать. Рассмотрим назначение этих основных узлов. Как уже отмечалось, осциллограф в общем случае содержит три канала: канал вертикального отклонения  $Y$ , канал горизонтального отклонения  $X$  и канал яркости  $Z$ .

Блок питания обеспечивает энергией работу всех узлов электронного осциллографа. На вход блока питания поступает переменное напряжение от городской электросети, как правило, величиной 110/127 или 220 В с частотой 50 или 60 Гц. В нем оно преобразуется в напряжения разной величины: переменное 6,3 В для питания нити накала электронно-лучевой трубки, постоянное напряжение 12–24 В для питания усилителей и генератора, если они полупроводниковые (или 200–250 В – если ламповые), около 150 В для питания окончательных усилителей горизонтального и вертикального отклонения луча, несколько сотен вольт для фокусировки электронного луча и несколько тысяч вольт для ускорения электронного пучка.

Из блока питания, кроме выключателя питания, выведены на переднюю панель осциллографа регуляторы фокусировки и яркости. При вращении этих ручек изменяются напряжения, подаваемые на первый анод и модулятор. При изменении напряжения на первом аноде меняется конфигурация электростатического поля, что приводит к изменению ширины электронного луча. Модулятор в электронно-лучевой трубке выполняет роль управляющей сетки в ламповом триоде. При изменении напряжения на модуляторе изменяется ток электронного луча (изменяется кинетическая энергия электронов), что приводит к изменению яркости свечения люминофора экрана. Напряжение на модуляторе должно быть отрицательным по отношению к катоду. При некотором напряжении запирающего тока электронного луча падает до нуля, и пятно на экране трубки исчезает (трубка оказывается запертой).

Генератор развертки вырабатывает пилообразное напряжение, наклон которого можно изменять грубо (ступенями) переключателем и плавно. У современных осциллографов около переключателя диапазонов развертки обычно проставлены значения коэффициентов отклонения по горизонтали (время/дел). Иногда предусмотрено и плавное изменение коэффициента отклонения.

Как отмечалось, в импульсных осциллографах, помимо непрерывной развертки, часто используется ждущая развертка, запускаемая сигналом (внутренним с усилителя канала Y) или внешним. Для наблюдения фронта импульса в канал Y введена линия задержки, создающая временную задержку, несколько превосходящую время задержки срабатывания ждущей развертки.

Усилитель канала горизонтального отклонения (канала X) служит для получения напряжений развертки, достаточных для получения нужной длины линии развертки – порядка горизонтального размера (или диаметра) трубки. На его вход подается сигнал с выхода генератора развертки. Этот усилитель необходим для получения такой амплитуды пилообразного напряжения, при которой электронный луч отклоняется на весь экран.

Канал вертикального отклонения состоит из входного аттенюатора (делителя входного сигнала) и двух усилителей – предварительного и оконечного. Аттенюатор позволяет выбирать нужную высоту рассматриваемого изображения в зависимости от амплитуды исследуемых колебаний. Его переключатель дает возможность изменять коэффициенты чувствительности по вертикали. Более плавные изменения уровня сигнала, а значит, и размера изображения на экране



получают с помощью регулятора чувствительности. В предварительном усилителе этого канала, как и канале горизонтального отклонения, есть регулировка смещения луча, следовательно, и изображения, по вертикали.

Кроме того, на входе канала вертикального отклонения стоит переключатель, с помощью которого можно либо подавать на усилитель (нередко через аттенюатор – калиброванный делитель напряжения) постоянную составляющую исследуемого сигнала, либо избавляться от нее включением разделительного конденсатора. Это, в свою очередь, позволяет пользоваться осциллографом как вольтметром постоянного тока, способным измерять постоянные напряжения. Причем входное сопротивление осциллографа достаточно высокое – 1 МОм или выше.

Каждый осциллограф оснащен средствами синхронизации развертки исследуемым или внешним сигналом. Если между генератором развертки и сигналом нет никакой связи, то начало развертки и появления сигнала будет в разное время, изображение сигнала на экране осциллографа будет перемещаться либо в одну, либо в другую сторону – в зависимости от разности частот сигнала и развертки. Чтобы остановить изображение, нужно обеспечить *синхронизацию* генератора развертки, то есть обеспечить такой режим работы, при котором начало развертки будет совпадать с началом появления периодического сигнала (скажем, синусоидального). Обычно при этом период развертки должен в целое число раз превышать период повторения сигнала.

На приведенной блок-схеме осциллографа канал яркости Z представлен лишь блоком «Схема подсветки», который гасит обратный ход развертки, с тем чтобы обратный ход не был виден на экране. В современных осциллографах в этот канал часто вводят усилитель канала Z, что позволяет выполнять некоторые специальные виды измерений. Нередко в этот канал вводят и генератор временных меток, позволяющий выполнять временные измерения сигналов.

#### 4.2.4. Требования к усилителям осциллографа

Осциллографы для исследования малых по уровню сигналов должны содержать усилители канала Y с достаточно большим усилением. Например, для получения чувствительности в 1 мм/мВ усилитель должен иметь коэффициент усиления порядка 1000. Поскольку напряжение с генератора развертки составляет единицы-десятки вольт, то коэффициент усиления усилителя горизонтального отклонения

(канала X) может быть намного меньшим – порядка 10. Однако если надо работать со внешними сигналами, подаваемыми на вход X, то усилитель горизонтального отклонения желательно иметь таким же, как усилитель вертикального отклонения.

Как правило, в усилителях современных осциллографов применяются многокаскадные усилители с широкополосными каскадами с малым усилением каждого каскада. Нередко используются усилители с распределенным усилением, у которых коэффициенты усиления секций складываются, а не перемножаются. Это позволяет получить коэффициент усиления более 1, даже если секции имеют коэффициент усиления менее 1.

Нередко используются усилители постоянного тока с гальваническими связями между каскадами. Это исключает искажения на низких частотах и позволяет использовать осциллограф для измерения постоянного напряжения и регистрации медленно изменяющихся сигналов. Однако при этом требуется обеспечить малый дрейф усилителя, что иногда требует значительного времени прогрева осциллографа.

Чаще всего частотные и временные параметры осциллографов определяются его усилителями, а не параметрами систем отклонения трубок (они у современных трубок достаточно высоки). Лишь у наиболее широкополосных и скоростных (довольно дорогих) осциллографов их параметры более или менее в равной мере обеспечиваются характеристиками как усилителей, так и отклоняющих систем ЭЛТ. Рассмотрим основные типы усилителей, используемых в осциллографах.

Частотный спектр реальных импульсных сигналов очень широк и простирается от единиц герц до единиц, а иногда и десятков гигагерц. Поэтому усилители импульсных сигналов должны быть одновременно и широкополосными усилителями – область усиливаемых частот у них простирается нередко до десятков и сотен мегагерц и выше. Наличие реактивных элементов (емкостей и индуктивностей) в схеме усилителя приводит к тому, что его усиление зависит от частоты входного сигнала. Поэтому коэффициент усиления по напряжению является комплексной величиной:

$$\dot{K}_v = K_v(\omega) \exp[i\varphi(\omega)]. \quad (4.12)$$

График вектора комплексного коэффициента усиления, то есть кривая, описываемая концом радиуса-вектора  $\dot{K}_v$  при изменении частоты от 0 до  $\infty$ , называется амплитудно-фазовой характеристикой.

Таким образом, при помощи годографа можно одновременно установить зависимость усиления и фазового сдвига от частоты. Более четкое представление о характере и величине линейных искажений дает раздельное рассмотрение амплитудно-частотной  $K_U = f(\omega)$  (АЧХ) и фазочастотной  $\varphi = f(\omega)$  (ФЧХ) характеристик – рис. 4.8.

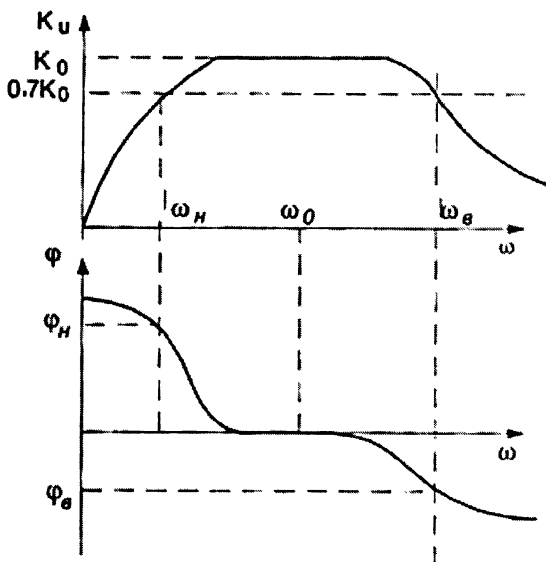


Рис. 4.8. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики усилителя

Для количественной оценки частотных искажений вводится понятие граничной частоты. Это частота, при которой модуль  $K(\omega)$  уменьшается до значения  $K_0/2 \approx 0,7K_0$ . При этом различают нижнюю граничную частоту  $\omega_n$  и верхнюю  $\omega_v$ . Разность частот  $\Delta\omega = \omega_v - \omega_n$  называется полосой пропускания усилителя. Круговая частота связана с линейной:  $\omega = 2\pi f$ .

Широкополосными принято называть усилители, у которых отношение верхней граничной частоты к нижней составляет несколько порядков и выше. Практически все осциллографы должны без заметных искажений давать осциллограммы сигналов с частотой промышленной сети переменного тока в 50 Гц. Поэтому нижняя граница полосы пропускания усилителей должна быть не более 10–20 Гц. Верхняя граничная частота даже у простых осциллографов редко

бывает ниже 1 МГц. Так что усилители современных осциллографов всегда являются широкополосными, а при верхней частоте в единицы гигагерц и выше – даже сверхширокополосными.

Усилители постоянного тока имеют нижнюю граничную частоту, равную 0, – рис. 4.9. Обратите внимание на то, что усиление на рис. 4.9 представлено в децибелах. Уровень спада усиления до 0,707 от максимального (на нулевой частоте) соответствует  $-3$  дБ, при этом за 0 дБ принято максимальное усиление. Такое представление АЧХ удобно для оценки частотных искажений (существуют и другие формы представления АЧХ). Название «усилители постоянного тока» не совсем верно, поскольку речь идет об усилении напряжения, а не тока. Правильнее было бы говорить об усилителях постоянного напряжения.

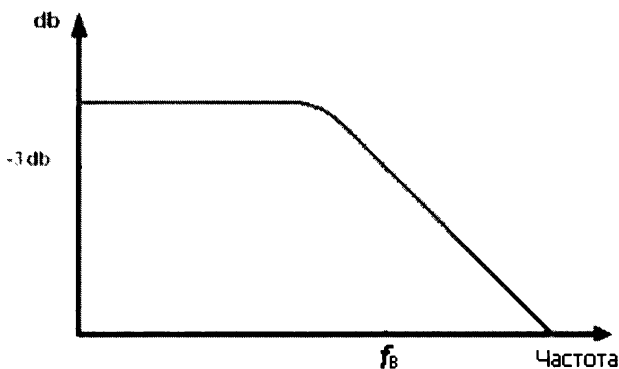


Рис. 4.9. АЧХ усилителя постоянного тока

Для оценки линейных искажений, возникающих при передаче импульсных сигналов, удобно использовать переходную характеристику усилителя. Переходная характеристика  $h(t)$  – это реакция усилителя на идеальный перепад (ступеньку) входного напряжения. Разность двух переходных характеристик, сдвинутых во времени на длительность импульса  $t_{\text{и}}$ , дает форму выходного импульса усилителя, получаемую при подаче на его вход идеального прямоугольного импульса (рис. 4.10).

Обычно вводятся понятия искажений реального импульса в области малых времен (искажения фронтов) и в области больших времен (искажения вершины импульсов). Соответствующие определения представлены на рис. 4.11. Реальным называют импульс с конечной длительностью фронтов, выбросами на них и другими искажениями,

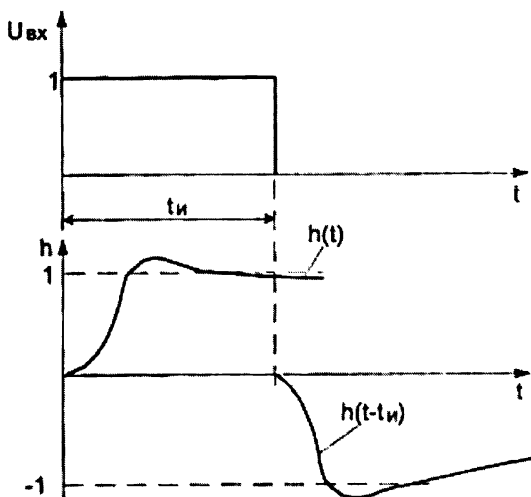


Рис. 4.10. Переходные характеристики усилителя

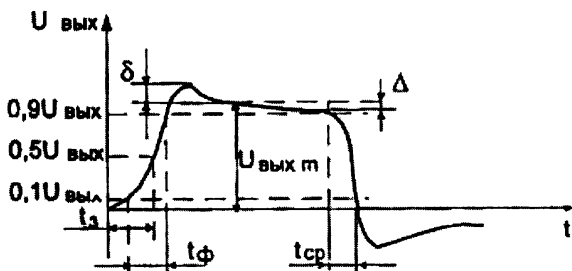


Рис. 4.11. Временные характеристики реальных импульсных сигналов

например спадом плоской вершины импульса. Он отсутствует у усилителей постоянного тока (напряжения), но может быть у самого усиливаемого импульса.

В соответствии с этим используются следующие импульсные параметры усилителей:

- $t_{\phi}$  – длительность фронта, определяемая временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего установившегося значения (иногда этот параметр также называют временем установления усилителя);

- $t_3$  – время задержки, определяемое от момента появления сигнала на входе усилителя до момента достижения 0,1 уровня стационарного значения (иногда до достижения половины стационарного значения выходного напряжения);
- $t_{cp}$  – длительность среза, определяемая временем спада сигнала от уровня 0,9 до уровня 0,1 своего стационарного значения;
- $\delta$  – выброс или относительная разность между максимальным значением выходного сигнала в области малых времен и его установившимся значением;
- $\Delta$  – спад (подъем) вершины импульса – относительная разность между установившимся значением выходного сигнала в области больших времен и его текущим значением.

В линейных усилителях амплитудно-частотная, фазочастотная и переходная характеристики жестко связаны между собой. Воспользуемся известным из теории линейных электрических цепей интегралом Дюамеля, записанным в виде

$$u_2(t) = h(0)u_1(t) + \int_{-M}^t h'(t)u_1(t - \tau)d\tau, \quad (4.13)$$

где  $u_2(t)$  – напряжение на выходе усилителя;  $u_1(t)$  – напряжение на его входе;  $h(t)$  – переходная характеристика усилителя;  $h(0)$  – значение переходной характеристики при  $t = 0$ ;  $h'(t)$  – производная функции  $h(t)$ .

Пусть  $u_1(t) = 1 \cdot \exp(i\omega t)$ , тогда из (4.13) получим:

$$u_2(t) = \left[ h(0) + \int_{-M}^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau \right] \exp(i\omega t) = A(t) \exp(i\omega t). \quad (4.14)$$

Если на вход усилителя подать гармоническое колебание определенной частоты с амплитудой, равной единице, то на выходе получим напряжение той же частоты с амплитудой, изменяющейся во времени по закону

$$A(t) = h(0) + \int_{-M}^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau. \quad (4.15)$$

Положив в этом выражении  $t = \infty$ , получим установившееся значение амплитуды на выходе, которое численно равно коэффициенту передачи (усиления)

$$K(i\omega) = h(0) + \int_{-M}^{\infty} h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau. \quad (4.16)$$

Эта формула устанавливает связь между коэффициентом передачи и переходной характеристикой. Отсюда можно определить значение коэффициента передачи при  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$ :

$$K(0) = h(0) + \int_{-\infty}^{\infty} h'(\tau) d\tau = h(\infty); \quad (4.17)$$

$$K(\infty) = h(0). \quad (4.18)$$

Выражения (4.17) и (4.18) показывают, что переходная характеристика импульсного усилителя однозначно определяется его частотными свойствами. Характеристики усилителя в области низких частот отражают поведение усилителя в области больших времен, то есть определяют форму плоской вершины импульса, а характеристики усилителя в области высоких частот – поведение усилителя в области малых времен, то есть определяют длительность фронта и среза импульсов. Чем шире полоса пропускания в сторону высоких частот, тем точнее воспроизводится фронт сигнала и уменьшаются искажения в области малых времен. При расширении полосы пропускания в сторону нижних частот усилитель лучше воспроизводит плоскую вершину импульса, то есть уменьшаются искажения в области больших времен.

Для обычного одиночного резисторного каскада с интегрирующей  $RC$ -цепью на выходе время нарастания и спада импульсов  $t_{\phi} = 2,2RC$ . В то же время граничная частота  $f_B = 1/2\pi RC$ . Отсюда можно получить значение длительности фронта через граничную частоту:

$$t_{\phi} = \frac{2,2}{2\pi f_B} = \frac{0,35}{f_B}. \quad (4.19)$$

Оказалось, что эта простая формула довольно точно описывает соотношения между длительностью фронта и верхней граничной частотой и в случае многокаскадного усилителя, при условии что амплитуда выбросов переходной характеристики не превышает 4–5%. В связи с этим формула (4.19) является одной из важнейших в осциллографии и служит основой для определения времени фронта переходной характеристики осциллографа в целом на уровнях отсчета 0,1 и 0,9.

В области низких частот спад вершины импульса с длительностью  $t_n$  при постоянной времени разделительной цепи  $\tau_n$  можно оценить приближенным выражением:

$$\Delta \approx t_n / \tau_n. \quad (4.20)$$

У большинства современных осциллографов используется усилитель канала  $Y$  с гальваническими связями (усилитель постоянного

тока). В этом случае формулу (4.20) можно применить для расчета постоянной времени  $RC$  разделительной цепи, включаемой на входе усилителя в случае, когда желательно исключить постоянную составляющую сигнала.

#### 4.2.5. Принципы построения генераторов развертки

Генератор развертки осциллографа служит для выработки линейно изменяющегося напряжения (рис. 4.12), которое усиливается усилителем канала  $X$  и используется для раскачки пластин вертикального отклонения. Это обеспечивает линейное перемещение светового пятна от электронного пучка ЭЛТ по поверхности экрана. Методы создания и схемы генераторов линейно изменяющегося напряжения можно найти в монографии [137].

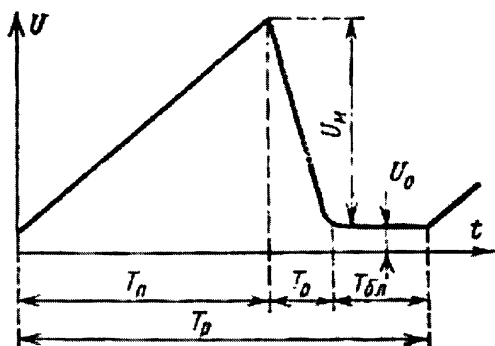


Рис. 4.12. Пилообразное напряжение развертки

Параметрами напряжения развертки являются:

- $U_0$  — начальное напряжение развертки;
- $U_M$  — амплитуда напряжения развертки;
- $T_{п}$  — время прямого хода;
- $T_{о}$  — время обратного хода;
- $T_{бл}$  — время блокировки (в случае ждущего режима);
- $T_p$  — общее время одного цикла развертки.

Кроме того, характерным параметром развертки является коэффициент нелинейности пилообразного напряжения

$$K_{нл} = \frac{(du/dt)_{\max} - (du/dt)_{\min}}{(du/dt)_{\min}} 100\%. \quad (4.21)$$



Он определяется относительным изменением крутизны пилообразного напряжения и обычно выражается в процентах.

В зависимости от вида работы осциллографа используются генераторы разверток трех типов:

- автоколебательная;
- ждущая (иногда неточно именуемая однократной);
- универсальная.

Вне зависимости от типа развертки принцип создания линейно изменяющегося напряжения базируется на заряде линейного конденсатора  $C$  от источника тока. Как известно, протекающий через линейный конденсатор  $C = \text{const}$  ток связан с напряжением на конденсаторе следующей зависимостью:

$$i_c(t) = C \frac{du_c(t)}{dt}. \quad (4.22)$$

Если сделать ток постоянным ( $i_c(t) = I = \text{const}$ ), то из (4.22) получим:

$$I = C \frac{du_c(t)}{dt}. \quad (4.23)$$

Очевидно, что постоянство тока возможно только в том случае, если крутизна изменения напряжения на конденсаторе неизменна, то есть если напряжение меняется по линейному закону (растет при  $I > 0$  или падает при  $I < 0$ ).

К этому выводу можно прийти и из другого известного для емкости интегрального выражения:

$$u_c(t) = u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt.$$

Если положить  $i_c(t) = I = \text{const}$ , то получим:

$$u_c(t) = u_c(0) + \frac{I \cdot t}{C}. \quad (4.24)$$

Отсюда видно, что напряжение на конденсаторе меняется, начиная с начального уровня  $u_c(0) = U_0$ , по линейному закону. Крутизна изменения напряжения равна  $I/C$ . Она может меняться в широких пределах – обычно дискретно изменением емкости конденсатора  $C$  и плавно изменением тока  $I$ .

Простейшим способом получения почти линейно нарастающего напряжения является заряд конденсатора  $C$  от источника напряже-

ния  $E$  через резистор  $R$ . Обобщенная схема генератора развертки, реализующего этот принцип, показана на рис. 4.13.

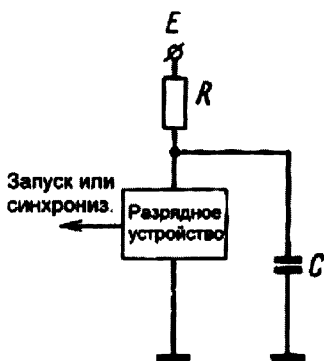


Рис. 4.13. Обобщенная схема генератора развертки

Пусть ключевое устройство вначале замыкает конденсатор  $C$  на землю. Тогда он будет разряжен, и напряжение  $u_c(0) = U_0 = 0$  (если это напряжение несколько отлично от нуля, то принципиальных отличий это не вызовет). При закрывании ключевого устройства напряжение на конденсаторе начнет меняться по экспоненциальному закону:

$$u_c(t) = E(1 - e^{-t/RC}). \quad (4.25)$$

Если ограничить рост напряжения значением  $u_c(t_{II}) = U_M$ , то при  $U_M \ll E$ , используя разложение в ряд экспоненты в (4.25), можно получить следующее приближенное выражение:

$$u_c(t) \approx \frac{E}{RC}t. \quad (4.26)$$

Нетрудно показать, что коэффициент нелинейности в данном случае составит величину:

$$K_{II} = (I_{\max} - I_{\min})/I_{\max} = U_M/E. \quad (4.27)$$

Например, если  $E = 100$  В, то для получения коэффициента нелинейности в 5% допустимое значение  $U_M$  должно составлять 5 В. Это говорит о необходимости усиления напряжения развертки.

Для разряда конденсатора надо открыть разрядное устройство. Чаще всего это устройство является обычным транзисторным ключом, и для управления им можно применить триггер или ждущий мультивибратор. Таким образом осуществляется ждущая развертка.

Простейшим типом автоколебательной развертки стал емкостный релаксатор на приборе с S-образной вольт-амперной характеристикой. Схема рис. 4.13 при этом не меняется, просто разрядное устройство будет представлять собой прибор с S-образной вольт-амперной характеристикой. В таких генераторах применялись все известные приборы такого рода: неоновые лампы, тиратроны, тиристоры, однопереходные транзисторы и лавинные транзисторы. Все они, кроме лавинных транзисторов, оказались слишком инерционными и могли использоваться в генераторах развертки с частотами до 10–50 кГц. Например, тиратроны применялись в дешевых массовых осциллографах ОЭУ, ЭО-7 и др. Подача на управляющий электрод прибора синхронизирующих импульсов позволяет осуществлять синхронизацию развертки.

Существуют три основных способа генерации пилообразного напряжения с высокой линейностью:

- замена резистора  $R$  токостабилизирующей цепью;
- осуществление емкостной отрицательной обратной связи;
- осуществление положительной обратной связи при петлевом коэффициенте передачи цепи заряда, близком к 1.

Первый способ реализуется довольно легко, поскольку вольт-амперные характеристики многих активных приборов (лампы-пентоды, биполярные и полевые транзисторы) имеют протяженные участки, в пределах которых ток слабо зависит от напряжения.

Схемы с емкостной обратной связью на лампах-пентодах обеспечивали фантастически высокую линейность – коэффициент нелинейности достигал значения порядка 0,01% и ниже. Возможно, поэтому схемы такого рода назывались *фантастропами*. Малую нелинейность можно получить и от схем на биполярных и полевых транзисторах, особенно на операционных усилителях. Однако для скоростных разверток последние не подходят из низких динамических показателей и низкой граничной частоты. Это относится и к функциональным генераторам, генерирующим прямоугольные и треугольные импульсы и синхронные с ними почти синусоидальные сигналы.

Метод с положительной обратной связью фактически означает увеличение напряжения питания зарядной цепи  $E$  на величину изменяющегося выходного напряжения генератора развертки. Для этого используется каскад – повторитель напряжения. Если его коэффициент передачи равен 1, то заряд  $C$  происходит неизменным током  $E/R$ .

В некоторых осциллографах используется так называемая задержанная развертка, впервые предложенная специалистами компании Tektronix. Это дополнительный генератор пилообразного напряжения с большой крутизной его изменения, запускаемый от основной развертки с регулируемым уровнем запуска. Такая развертка позволяет получить растянутый фрагмент изображения, например фронта импульса или его части. Можно сказать, что подобным образом реализуется «лупа времени».

#### 4.2.6. Прочие узлы аналогового осциллографа

Канал синхронизации осциллографа призван поддерживать период повторения непрерывной (автоколебательной) развертки строго кратным периоду сигнала. В простых осциллографах это достигается просто подачей на вход разрядного устройства рис. 4.13 части входного сигнала. Обычно уровень синхронизации делается регулируемым с помощью потенциометра и ручки «Синхронизация». Это дает приемлемый результат при просмотре синусоидальных колебаний.

Однако некоторые сигналы, включая синусоидальные, меняются плавно, что может создать нестабильность запуска развертки, называемую *джитером*. Поэтому в осциллографах высокого класса применяются специальные схемы синхронизации, формирующие для запуска развертки короткие импульсы с малым временем нарастания. Обычно для этого используются широкополосные усилители – ограничители и дифференцирующие  $RC$ -цепи. Часто применяются и регенеративные устройства, например на основе триггера Шмита или триггера на основе туннельного диода.

Важное значение для стабильной работы осциллографа имеют блоки его питания (как правило, от сети переменного тока 110/127/220 В при частоте 50/60 Гц). Для питания осциллографов требуется несколько различных напряжений, которые в высококласных осциллографах приходится стабилизировать.

Как известно, существенное повышение КПД обеспечивают импульсные источники электропитания. Однако они излучают импульсные помехи с широким спектром. Они весьма нежелательны для осциллографов, поскольку создают шумы и наводки, с которыми чрезвычайно трудно бороться. Поэтому широкого применения импульсные источники питания в осциллографах не получили. Исключением являются портативные осциллографы с питанием от аккумуляторных батарей – в них применение импульсного преобразователя неизбежно.

## 4.3. Аналоговые осциллографы

### 4.3.1. Сверхскоростные осциллографы без усилителей

В наследство от СССР нам достались два типа сверхскоростных (по тем временам) электронных осциллографов с подачей сигнала прямо на широкополосную систему вертикального отклонения ЭЛТ.

Осциллограф С7-10 – это ламповый прибор без усилителя вертикального отклонения. Полоса частот исследуемых сигналов этого прибора от 0 до 1,5 ГГц (в 70-х годах это впечатляло). В осциллографе применена ЭЛТ с квадрупольной фокусировкой и послеотклонением, имеющая коэффициент отклонения по вертикали 1 или 0,5 В/см. Максимальная скорость развертки составляла 2,5 нс/см. Вследствие применения электронных ламп прибор потребляет большую мощность и имеет весьма большие габариты и массу: 345×490×880 мм и 70 кг. Потребляемая прибором мощность 700 ВА. В настоящее время этот прибор полностью заменяется более совершенным и более скоростным осциллографом С7-19.

Осциллограф С7-19 предназначен для исследования в реальном масштабе времени однократных и периодических электрических сигналов нано- и пикосекундной длительности путем визуального наблюдения и фотографической регистрации. Скорость фотозаписи у прибора близка к скорости света и достигает 250 000 км/с. Внешний вид прибора показан на рис. 4.14.

Основные параметры осциллографа С7-19:

- полоса частот 0–5 ГГц;



Рис. 4.14. Внешний вид скоростного осциллографа С7-19 без усилителя вертикального отклонения

- время нарастания переходной характеристики 70 пс;
- коэффициент отклонения по вертикали 170 мВ/мм;
- погрешность измерения амплитуды и времени  $\pm 10\%$ ;
- входное сопротивление 50 Ом;
- регулируемая задержка  $\pm 2$  нс;
- задержка запуска развертки 40 нс;
- калибратор постоянного напряжения 3,5 В  $\pm 1\%$ ;
- примененная ЭЛТ 10ЛО105А;
- рабочая часть экрана 4×6 дел (1 дел – 10 мм);
- потребляемая мощность 170 ВА;
- масса прибора 30 кг;
- габариты 488×214×655 мм.

Спецификой применения этих приборов является необходимость подачи сигнала на вход через линию задержки – обычно в виде бухты коаксиального кабеля. Иначе из-за задержки фронта импульсов он будет не виден на экране. Единственной возможностью запоминания осциллограмм является их фотографирование. Для этого к приборам продаются специальные приставки. В целом приборы такого типа уже не выпускаются повсеместно и заменяются цифровыми скоростными осциллографами, также работающими в реальном масштабе времени (см. главу 5). Тем не менее в редких уже случаях вследствие своей дешевизны они находят применение в уникальных экспериментах ядерной физики. Эта дешевизна связана только с тем, что данные приборы доступны на распродаже складских запасов этих приборов. Естественно, что метрологического обеспечения данные приборы уже не имеют.

### **4.3.2. Массовые советские транзисторные осциллографы 60-х годов**

В 60-х годах XX века окончательно сформировался переход элементной базы осциллографов на транзисторы вместо ламп. Это было время бурного расцвета отечественной микроэлектроники, работающей на оборонные заказы и фундаментальные исследования. Для развития науки и техники тех лет требовались крупные и обширные научные разработки и исследования. Осциллографы стали одними из первых широко востребованных для них инструментов. И они выпускались в огромном количестве, даже превосходящем потребности оборонного комплекса СССР. Часто приборы по многу лет хранились на складах войск в виде ЗИП и неприкосновенных запасов. В наши дни они свободно продаются.

Ниже, в табл. 4.1 представлены характеристики отечественных осциллографов тех лет. Все приборы имеют канал  $Y$  с нулевой нижней граничной частотой и верхней граничной частотой  $f_B$ .

**Таблица 4.1. Характеристики транзисторных электронных осциллографов 60-х годов XX века**

| Тип   | Лучей/каналов | Размер экрана, мм | $f_B$ , МГц | $t_y$ , нс | $K_v$ , В/дел | Погрешность, % | Размер, мм  | Масса, кг |
|-------|---------------|-------------------|-------------|------------|---------------|----------------|-------------|-----------|
| C1-48 | 1/1           | 60×80             | 1           | 350        | 0,002–50      | 10/10          | 490×175×475 | 20        |
| C1-68 | 1/2           | 60×80             | 1           | 350        | 0,001–50      | 5/5            | 225×160×360 | 10        |
| C1-69 | 2/2           | 40×100            | 2           | 175        | 0,001–0,02    | 5/5            | 360×200×420 | 17        |
| C1-45 | 1/1           | 30×60             | 5           | 70         | 0,01–30       | 10/10          | 174×220×425 | 8         |
| C1-49 | 1/1           | 36×60             | 5           | 70         | 0,01–20       | 10/10          | 170×223×430 | 8,5       |
| C1-73 | 1/1           | 40×60             | 5           | 70         | 0,01–30       | –              | 200×80×250  | 3         |
| C1-83 | 1/2           | 100×120           | 5           | 70         | 0,001–20      | 5/5            | 260×160×360 | 10        |
| C1-67 | 1/1           | 42/60             | 10          | 35         | 0,01–20       | 5/5            | 225×160×360 | 10        |
| C1-72 | 1/1           | 36×60             | 10          | 35         | 0,02–10       | 10/10          | 225×140×360 | 8,5       |
| C1-77 | 1/2           | 60×80             | 10          | 35         | 0,005–10      | –              | 225×160×360 | 10        |
| C1-55 | 2/2           | 42×60             | 10          | 35         | 0,01–20       | 10/10          | 300×180×420 | 15        |
| C1-93 | 1/2           | 100×120           | 15          | 23         | 0,004–10      | 5/5            | 260×160×360 | 10        |
| C1-63 | 1/2           | 48×80             | 25          | 18         | 0,02–10       | 6/6            | 300×180×420 | 18        |
| C1-65 | 1/1           | 48×80             | 35          | 10         | 0,005–20      | 5/5            | 300×180×420 | 16        |
| C1-78 | 1/1           | 80×100            | 35          | 10         | 0,005–20      | 5/5            | 360×200×420 | 19        |
| C1-64 | 1/2           | 48×80             | 50          | 7          | 0,001–10      | 5/5            | 300×200×420 | 19        |
| C1-71 | 1/1           | 48×80             | 100         | 3,5        | 0,005–10      | –              | 300×200×420 | 19        |
| C1-79 | 1/2           | 48×80             | 100         | 3,5        | 0,002–5       | 5/5            | 300×200×420 | 10        |
| C1-75 | 1/2           | 60×100            | 250         | 1,5        | 0,01–1        | 5/7            | 408×220×545 | 23        |
| C1-52 | Телев.        | 60×80             | 12          | 29         | 0,1–5         | 5/5            | 410×198×455 | 25        |
| C9-1  | Телев.        | 80×100            | 20          | 18         | 0,01–5        | 3/5            | 480×160×475 | 22        |
| C1-81 | 1/1           | 80×100            | 20          | 18         | 0,01–5        | 2/5            | 360×200×480 | 18        |

Из приведенных данных можно сделать вывод, что уже в 60-х годах прошлого века (звучит сильно, но не стоит забывать, что новый век только-только начался) уровень технических показателей осциллографов был достаточно высок. Уже были модели с полосой частот исследуемых сигналов от 100 до 250 МГц. Правда, весили такие при-

боры более 20 кг, были большими по размерам, а главное, очень дорогими и малодоступными.

### 4.3.3. Современные аналоговые сервисные осциллографы

В наше время простые и вполне современные транзисторные осциллографы часто именуют *сервисными*, поскольку такие приборы широко используются в радио- и телевизионных мастерских, на рабочих местах предприятий, где осуществляется осциллографический контроль различных изделий, в учебных лабораториях и в радиолобительской практике. Несмотря на разработку новейших цифровых осциллографов, потребность в простых сервисных осциллографах остается большой в силу целого ряда причин:

- аналоговые осциллографы были до цифровых;
- с ними было проще работать начинающим пользователям;
- работа в реальном времени исключает искажения, принципиально присущие цифровым приборам и связанные с квантованием сигналов, пропуски сигналов и задержки в их выдаче на экран;
- ремонт аналоговых приборов намного проще и дешевле, чем цифровых.

Можно выделить два характерных типа таких приборов:

- малогабаритные одноканальные осциллографы с полосой частот от 0 до 5–10 МГц и массой 2–3 кг;
- двухканальные осциллографы с полосой частот от 0 до 10–30 МГц и массой 6–10 кг.

Несколько таких осциллографов выпускаются под маркой ОСУ – осциллографы сервисные универсальные. Это самые дешевые из представленных ныне на рынке осциллографов. Впрочем, называть осциллографы серии ОСУ отечественными можно только с натяжкой – эти приборы по конструкции и характеристикам аналогичны приборам китайской корпорации MPC Согр. (Шанхай) и иногда честно продаются под маркой MPC.

Осциллограф ОСУ10А (в вертикальном исполнении) и ОСУ10В/СQ5010 – самый простой и дешевый (цена около 5000 руб.) прибор из этой серии. Это одноканальный осциллограф с полосой частот от 0 до 10 МГц и чувствительностью по оси Y от 5 мВ/дел до 5 В/дел, диапазон разверток (автоколебательной и ждущей) – от 0,1 мкс/дел до 100 мс/дел. Входной импеданс усилителя Y 1 МОм параллельно



с емкостью 30 пФ, максимальное входное напряжение 400 В. Погрешность измерения напряжения и длительности не более 3%. Размеры рабочей области экрана 60×50 мм, габариты 220×90×270, масса 3 кг.

ОСУ20 простой и дешевый (цена около 10 000 руб.) двухканальный осциллограф. Он имеет полосу частот от 0 до 20 МГц и чувствительность по оси Y от 5 мВ/дел до 20 В/дел, диапазон разверток (автоколебательной и ждущей) от 0,2 мкс/дел до 0,2 с/дел с возможностью растяжки в 10 раз. Входной импеданс усилителя Y 1 МОм параллельно с емкостью 30 пФ, максимальное входное напряжение 400 В (с делителем 1:19). Режимы отображения: канал 1, канал 2, изменение полярности в канале 2, суммирование сигналов каналов 1 и 2, поочередная коммутация каналов 1 и 2. Погрешность измерения напряжения и длительности не более 3%. Размеры рабочей области экрана 100×80 мм, габариты 316×132×410, масса 7,8 кг. Прибор имеет входы каналов X и Z, что позволяет выполнять различные специальные осциллографические измерения, например контролировать частоты по фигурам Лиссажу или наблюдать вольт-амперные характеристики нелинейных приборов.

К отечественным сервисным осциллографам относится портативный осциллограф С1-118. Он выполнен в пластмассовом корпусе и имеет габариты: 336×212×133, размер экрана 60×80, массу 4,5 кг. С1-118 – один из немногих портативных осциллографов, имеющий 2 канала, полосу пропускания 20 МГц и развертку с возможностью синхронизации телевизионным сигналом.

Современный сервисный двухканальный 10-МГц аналоговый осциллограф С1-159 – это простой в обращении малогабаритный осциллограф. Он может быть рекомендован специалистам по ремонту бытовой аудио-, видеотехники, радиолюбителям, а также для применения в качестве учебного пособия в средних школах и профессионально-технических учебных заведениях для обучения работе с осциллографом. Габаритные размеры прибора: 350×260×110 мм, масса: 4 кг. Этот прибор, как последующие приборы, описанные в данном разделе, выпускается Минским приборостроительным заводом ([www.belvar.com](http://www.belvar.com)).

Двухканальный осциллограф С1-137 с полосой пропускания 25 МГц является базовой моделью этой серии и отличается компактной конструкцией, небольшой массой и простотой управления. Высокая чувствительность прибора (до 2 мВ/дел) позволяет производить обнаружение помех, шума, наложения и искажения на малых амплитудах исследуемого сигнала.

Модель С1-137/1 может быть использована в качестве базы для создания небольшой измерительной лаборатории радиолюбителя. Этот комбинированный прибор, объединяющий в одном корпусе двухканальный осциллограф и 3,5-разрядный цифровой мультиметр с индикацией показаний на ЖК-индикаторе, обеспечивает независимые одновременные измерения.

Серия сервисных осциллографов С1-160, С1-160/1 предназначена для визуального наблюдения электрических сигналов в полосе частот от 10 Гц до 30 МГц и измерения электрических сигналов в реальном масштабе времени в диапазоне напряжений от 4 мВ до 40 В и длительностью от 40 нс до 1 с в полосе частот от 10 Гц до 25 МГц для С1-160 и в полосе частот от 10 Гц до 20 МГц для С1-160/1.

Осциллограф С1-160, кроме того, может использоваться для наблюдения параметров двухполюсников и трехполюсников при помощи встроенного тестера компонентов. Высокая чувствительность приборов позволяет производить обнаружение помех, шума и искажений на малых амплитудах исследуемого сигнала. Наличие режима синхронизации ТВ-сигнала (по строкам и кадрам) обеспечивает стабильное отображение формы видеосигнала.

#### **4.3.4. Отечественные универсальные аналоговые осциллографы**

Современные универсальные аналоговые осциллографы отличаются от сервисных в основном более широкой полосой частот (50 МГц и выше) и более современной элементной базой, позволившей улучшить параметры приборов. Это открывает возможности широкого применения таких приборов в научных исследованиях и разработках, а также в качестве инструментального средства наладки сложных технических изделий, применяемых в быту, в промышленности и в изделиях оборонной техники.

Двухлучевой осциллограф универсальный С1-126 предназначен для исследования и измерения параметров однократных и периодических электрических сигналов в полосе частот (0–100) МГц путем визуального наблюдения изображения формы на ЭЛТ. Применяется для наладки, испытаний и ремонта электронной аппаратуры в лабораторных, цеховых и полевых условиях. Может быть использован для научных и экспериментальных исследований в жестких условиях эксплуатации.

Имеет четыре канала тракта вертикального отклонения, которые могут работать в поочередном, прерывистом и автономном режимах

коммутации. Сигналы в разных каналах и в разной последовательности могут суммироваться или вычисляться с последующим воспроизведением результата на экране ЭЛТ. Два канала являются основными, два других – дополнительными, предназначенными в основном для исследования сигналов цифровых устройств.

Осциллограф имеет две развертки: основную и задержанную. Основная развертка может работать в режиме однократного запуска. Задержанная развертка позволяет детально исследовать интересующий участок осциллограммы, а также повышает точность измерения временных параметров импульсных сигналов.

Технические характеристики С1-126:

- количество каналов: 2+2;
- режимы отображения: канал А, канал В, изменение полярности сигнала в канале В, канал С, канал D, суммирование сигналов в каналах А+D, поочередная или прерывистая коммутация каналов А, В, С, D;
- полоса пропускания: 100 МГц;
- время нарастания: 3,5 нс;
- коэффициенты отклонения по вертикали 5 мВ/дел – 5 В/дел (А и D), 0,1 В/дел – 0,5 В/дел (В и С) и 1 мВ/дел – 1 В/дел в режиме х5 (А);
- погрешность измерения напряжения:  $\pm 3\%$  (А и D),  $\pm 10\%$  (В и С);
- входной импеданс: 1 МОм/25 пФ;
- максимальное входное напряжение: 100 В (эффективное значение), 300 В (с делителем 1:10);
- коэффициенты разверток: основной 20 нс/дел – 0,2 с/дел (с умножением на 10), задержанной 20 нс/дел – 20 мс/дел (с удвоением на 10);
- погрешность разверток: основной  $\pm 3\%$ , задержанной  $\pm 3\%$ ;
- режимы развертки: автоколебательный, ждущий и однократный;
- источники синхронизации: канал А, канал В, канал С, канал D, от сети;
- внутренняя синхронизация: от каналов А и D в диапазоне частот 10 Гц – 50 МГц и 10 Гц – 100 МГц для каналов В и С, внешняя синхронизация до 100 МГц;
- полоса частот в режиме X – Y: 20 Гц – 5 МГц (3 дБ);
- калибратор: меандр (1 кГц, 0,6 В);
- экран: 100×80 мм (10×8 дел);

- ускоряющее напряжение: 15 кВ;
- рабочий диапазон температур:  $-30...+50$  °С;
- питание: 220 В  $\pm 10\%$ , 50–60 Гц, 115/220 В  $\pm 5\%$ , 400 Гц;
- потребляемая мощность: 100 ВА;
- габаритные размеры 432×338×171 мм;
- масса 8,5 кг.

Удобство и прочность конструкции, высокая временная и температурная стабильность характеризуют портативный осциллограф С1-127. В нем есть возможность работы дополнительно от источника постоянного напряжения 27 В (например, от аккумулятора), что позволяет применять прибор не только в стационарных, но и в походных условиях. Для этого в осциллографе имеется специальный преобразователь постоянного напряжения.

Осциллограф С1-147 имеет два канала тракта вертикального отклонения, которые могут работать в следующих режимах: наблюдение сигналов в канале А; наблюдение каналов в сигнале Б; алгебраическое суммирование сигналов каналов А и Б; изменение полярности сигналов в канале Б. Благодаря широкому применению микросборок частного применения, а также импульсного блока питания достигнуто значительное снижение веса, габаритных размеров, потребляемой мощности прибора.

Наличие режимов Х–У, яркостной модуляции (Z-вход), расширенный диапазон частот синхронизации предоставляют дополнительные функциональные возможности для отображения исследуемых сигналов. Габаритные размеры прибора 405×295×130 мм, масса: 5,5 кг.

Осциллограф двухканальный 70-МГц универсальный С1-147 обеспечивает визуальное наблюдение и измерение амплитудных и временных параметров электрических сигналов по шкале экрана электронно-лучевой трубки. Переключаемый ВЧ-НЧ-фильтр сигнала синхронизации предоставляет возможность получить устойчивое изображение сигнала при наличии помех. Наличие режима Х–У позволяет исследовать функциональную зависимость между двумя сигналами. Габаритные размеры прибора 410×300×130 мм, масса: 5,5 кг.

Осциллограф является универсальным двухканальным портативным прибором и предназначен для исследования электрических сигналов в полосе частот от 0 до 100 МГц, измерения их амплитудных и временных параметров по шкале экрана ЭЛТ. В прибор встроены тестер радиокомпонентов, с помощью которого можно проводить анализ характеристик полупроводниковых приборов. Габаритные размеры прибора 395×338×169 мм, масса: 8 кг.

Универсальные осциллографы С1-164 (рис. 4.14) предназначены для исследования в двух каналах периодических электрических сигналов путем измерения в полосе частот от 10 Гц до 150 МГц их амплитудных параметров в диапазоне от 20 мВ до 40 В (с делителем 1:10 – до 250 В), временных параметров в диапазоне от 8 нс до 20 с по шкале экрана электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) и с помощью маркеров, визуального наблюдения в полосе частот от 10 Гц до 200 МГц на экране ЭЛТ, а также для измерения параметров двух- и трехполюсников при помощи встроенного тестера компонентов.

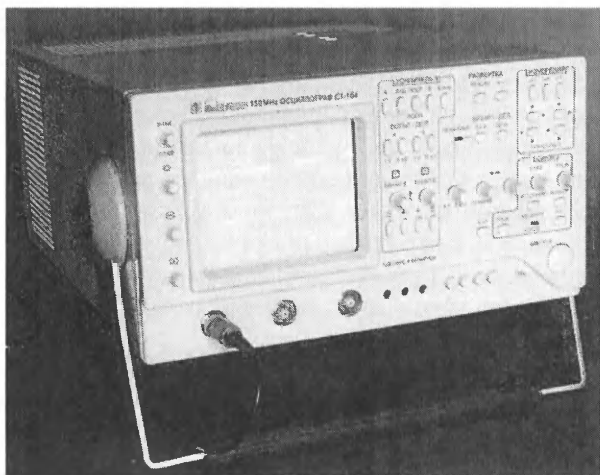


Рис. 4.15. Универсальный 150-МГц осциллограф С1-164

В осциллографе применен современный PС-контроллер, что позволило организовать электронное управление режимами работы и с помощью маркеров измерять амплитудные, временные и частотные параметры сигналов. Отличительной особенностью осциллографа является применение импортной ЭЛТ с повышенной яркостью и малыми геометрическими искажениями. Область применения: ремонт, наладка, эксплуатация различных электронных приборов и узлов автоматики, вычислительной техники и связи.

Технические характеристики С1-164:

- полоса частот наблюдаемых сигналов: 150 МГц;
- диапазон частот синхронизации: до 200 МГц;
- диапазон коэффициентов отклонения по вертикали: от 5 мВ/дел до 5 В/дел;

- погрешность коэффициентов отклонения и цифрового измерения разности напряжений между курсорами: 3%, при работе с внешним делителем  $1:10 \pm 4\%$ ;
- время нарастания переходной характеристики: 2,3 нс (2,5 нс с делителем 1:10);
- выброс переходной характеристики 9% (10% – с делителем 1:10);
- время установления переходной характеристики: 18 нс;
- неравномерность переходной характеристики 3%;
- неравномерность переходной характеристики на участке установления 9%;
- диапазон коэффициентов развертки: от 20 нс/дел до 0,2 с/дел;
- пределы допускаемой основной относительной погрешности коэффициентов развертки и измерения временных интервалов между курсорами для коэффициентов развертки от 0,1 мкс/дел до 0,2 с/дел:  $\pm 3\%$  без растяжки и  $\pm 4\%$  – с растяжкой;
- в режиме X–Y: полоса пропускания 20 Гц – 2 МГц;
- рабочая часть экрана ЭЛТ: 100×80 мм;
- масса осциллографа: не более 8 кг;
- масса осциллографа в потребительской таре: не более 12 кг;
- габаритные размеры осциллографа: не более 415×405×170 мм;
- потребляемая мощность: не более 90 ВА;
- средняя наработка на отказ: не менее 8000 ч;
- диапазон наблюдения вольт-амперных характеристик:
- по напряжению (ось X),  $\pm 12$  В;
- по току (ось Y),  $\pm 12$  В;
- рабочие условия применения: температура 5–40 °С, влажность 90% при 25 °С.

Уровень отечественных (в том числе белорусских) осциллографов вполне соответствует среднему мировому уровню таких приборов. В этом нетрудно убедиться из описания наиболее массовых зарубежных моделей современных аналоговых осциллографов. Но по массогабаритным показателям и внешнему виду наши приборы все же несколько проигрывают лучшим образцам осциллографов зарубежных фирм.

#### **4.3.5. Зарубежные аналоговые универсальные осциллографы**

На российском рынке измерительной аппаратуры широко представлены универсальные аналоговые осциллографы серии GOS компании Good Will (Instek). Их параметры и даже конструкция близки

к параметрам и конструкции описанных выше осциллографов. В связи с этим рассмотрим приборы этой серии обзорно.

Серия 4-канальных двухлучевых осциллографов GOS-6000 содержит 30 МГц приборы GOS-6030/6031 и 50 МГц приборы GOS-6050/6051. Чувствительность приборов по вертикали от 1 мВ/дел до 20 В/дел. Приборы GOS-6031/6051 имеют расширенные возможности: курсорные измерения, 6-разрядный цифровой измеритель частоты, 10 установок памяти для записи осциллограмм. У всех приборов есть синхронизация телевизионным сигналом, выход канала CH1, вход канала Z, звуковая и ЖКИ-индикация. Размеры приборов 275×130×370 мм. На рис. 4.16 показан внешний вид осциллографов GOS-6030/6050.

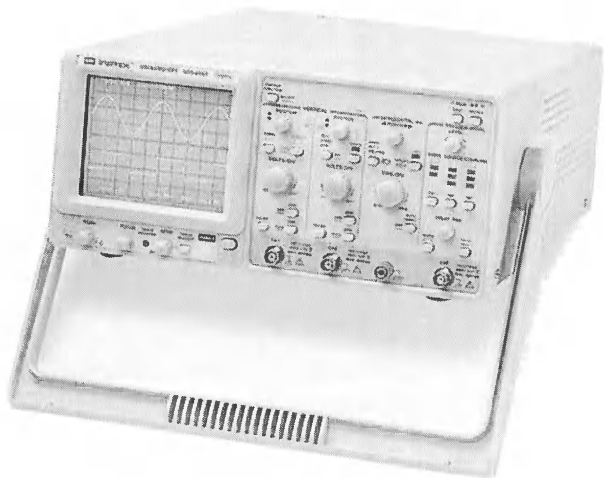


Рис. 4.16. Внешний вид осциллографов GOS-6030/6050

Серия GOS-6112/6103/6103С – 100 МГц двухканальные осциллографы. В модель GOS-6103С встроен 6-разрядный частотомер. В GOS-6103/GOS-6103С предусмотрены 10 установок памяти. В приборах GOS-6103/GOS-6103С предусмотрена автоматическая установка оптимальной длительности развертки. У всех приборов имеются 7 режимов курсорных измерений, панель цифровых контрольных функций, светодиодные и звуковые индикаторы, телевизионная синхронизация, выход триггера, вход канала Z.

Наиболее широкополосными являются 200 МГц двухканальные осциллографы GOS-6200 со встроенным цифровым 6-разрядным

цифровым измерителем. Особенность осциллографов – возможность выделения из телевизионного сигнала различных систем (NTSC, PAL, SECAM) отдельных телевизионных строк. Есть 10 установок памяти, 7 видов курсорных измерений, панель установок цифрового мультиметра, звуковая и светодиодная индикация, выход триггера развертки, вход канала яркости Z.

Обширная номенклатура осциллографов на российском рынке выпускается под торговой маркой АКТАКОМ ([www.aktacom.ru](http://www.aktacom.ru)) [54, 55]. Параметры и возможности осциллографов серии АСК вполне соответствуют современному уровню развития этих приборов.

Аналоговый осциллограф АСК-21100 имеет следующие характеристики: 4 канала, полоса пропускания 100 МГц, ЭЛТ 8×10 см, чувствительность 2 мВ/дел – 5 В/дел, коэффициенты развертки 0,05 мкс/дел – 0,5 с/дел, максимальное входное напряжение 400 В, время установления 3,5 нс, входное сопротивление 1 МОм, входная емкость 25 пФ. Режимы разверток: автоколебательный, ждущий, телевизионный, однократный, сложение сигналов ADD, X-Y. Источники синхронизации: CH1, CH2, сеть, внешний. Дополнительные функции: автоматическая установка настроек осциллографа, квазиэлектронное управление, курсорные измерения, задержка развертки Z-вход. Питание: 220 В; габариты: 328×153×392; масса 8 кг. Отличительная особенность данного прибора – импульсный блок питания, позволивший уменьшить габариты и массу осциллографа. При этом обеспечивается работа при изменении напряжения сети от 90 до 250 В без каких-либо переключений.

Осциллограф АСК-21100 имеет встроенный микропроцессор. Он позволил реализовать функцию Autotest, обеспечивающую автоматическую установку наиболее подходящих режимов работы, дающих отчетливо видимые осциллограммы при наблюдении сигналов с неизвестными параметрами. Для переключения режимов работы осциллографа используются реле с практически идеальными контактами. Это, в частности, обеспечило получение монотонной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) до 100 МГц с плавным спадом до –3 дБ. В приборе применена высококачественная и высокочувствительная ЭЛТ 150СТВ31 фирмы TOSHIBA.

Экран осциллографа АСК-21100 выполняет три основные функции: представление осциллограмм (основная часть экрана), вывод результатов курсорных вычислений (снизу экрана) и контроль за режимами работы осциллографа (справа экрана). Благодаря этому удалось резко сократить число надписей у органов управления ос-



циллографом, особенно цифровых. Для управления осциллографом используются высоконадежные кнопки без фиксации и ручки типа энкодеров, называемых также «Шатлами». Каждая манипуляция сопровождается звуковым сигналом, который можно выключить. Для переключений режимов работы используются электромеханические реле, обеспечивающие резкое снижение помех и наводок на сигнальные цепи.

Некоторые модели приборов серии АСК, например АСК-21100, имеют ярко выраженные черты аналого-цифровых осциллографов, поскольку содержат встроенный микропроцессор и цифровые измерительные приборы. При этом, имея заметно расширенные функциональные возможности, они сохраняют все преимущества аналоговых осциллографов и прежде всего отсутствие специфических искажений, связанных с дискретизацией наблюдаемых сигналов.

Порт RS-232, имеющийся в этих приборах, обеспечивает простую связь с компьютером, что позволяет (при наличии соответствующего программного обеспечения) вести компьютерную обработку результатов измерений и осциллограмм. Таким образом, на основе этих приборов можно создавать компьютеризированные лаборатории.

Подобные осциллографы выпускаются и рядом других фирм, например Hitachi, EZ-Digital, PINTEK и др. Данные о них можно найти [19, 20] и в Интернете.

#### 4.3.6. Скоростные аналоговые осциллографы

В наследство от советских времен, когда приборы для измерения высокоскоростных процессов действительно ценились и выпускались промышленностью, нам достался ряд широкополосных аналоговых осциллографов. Их обзор стоит начать с модели 250-мегагерцового прибора С1-75.

Это двухканальный осциллограф для исследования достаточно быстрых процессов наносекундного диапазона. Он оснащен широкополосным усилителем, что позволяет исследовать сигналы достаточно малого уровня – до единиц микровольт. Внешний вид прибора показан на рис. 4.17.

Технические характеристики осциллографа С1-75:

- полоса частот: 0–250 МГц;
- время нарастания переходной характеристики: 1,5 нс;
- коэффициент отклонения по вертикали: 10 мВ/см – 1 В/см;
- диапазон развертки по горизонтали: 20 нс/дел – 0,1 с/дел;
- погрешность измерения:  $\pm 3\%$ ;

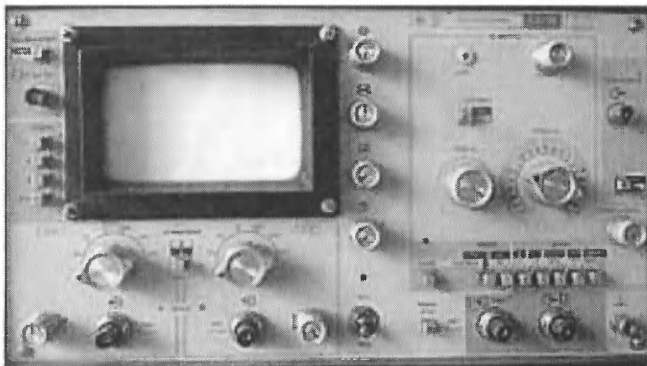


Рис. 4.17. Внешний вид 250-МГц скоростного осциллографа С1-75

- входное сопротивление: 50 Ом или 2,5 кОм;
- рабочая область экрана: 60×100 мм;
- напряжение питания: 220 В, 50 Гц/400 Гц или 115 В 400 Гц;
- потребляемая мощность: 110 ВА;
- масса прибора: 23 кг;
- габариты 408×220×546 мм.

Широкополосный двухканальный аналогово-цифровой осциллограф С1-116 (рис. 4.18) – это прибор с автоматической фокусировкой и встроенным мультиметром. Ориентирован на широкий круг применений, прежде всего для исследования быстрых процессов в наносекундном диапазоне длительностей. Прибор имеет две развертки: основную А и задержанную Б, что реализует «лупу времени» для просмотра осциллограммы в целом на развертке А и выделенного участка на развертке Б. Внешний вид прибора показан на рис. 4.18.

Технические характеристики прибора:

- полоса частот каждого из двух каналов: 0–250 МГц;
- время нарастания переходной характеристики: 1,5 нс;
- коэффициент отклонения по вертикали: 5 мВ/см – 2 В/см;
- погрешность измерения напряжения: 3%, для приращений 2,5%;
- две развертки: А 10 нс/дел – 0,1 с/дел и Б 10 нс/дел – 20 мс/дел;
- погрешность развертки Б: 4–5%;
- погрешность измерения приращения времени: 0,8–1%;
- входное сопротивление: 50 Ом или 1 МОм/15 пФ;
- рабочая область экрана: 80×100 мм;
- напряжение питания: 220 В, 50 Гц/400 Гц или 115 В 400 Гц;

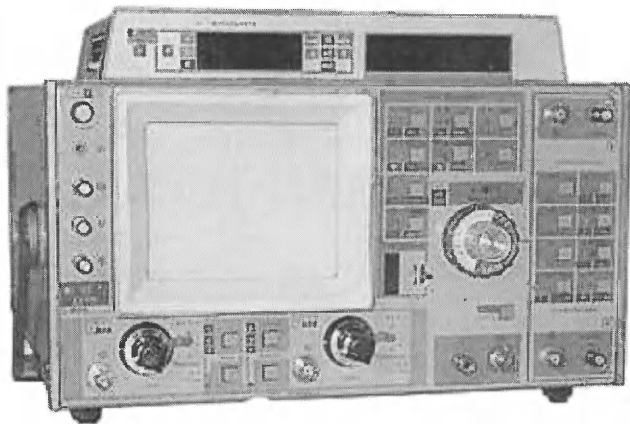


Рис. 4.18. Внешний вид 250-мегагерцового скоростного аналого-цифрового осциллографа С1-116 с встроенным мультиметром

- потребляемая мощность: 160 ВА;
- масса прибора: 15 кг;
- габариты: 360×210×460 мм;
- цифровые измерения амплитуды, частоты и временных интервалов;
- встроенный мультиметр с пределами измерения: напряжения 0,1 мВ – 200 В, тока 0,1 мА – 2 А, сопротивления 0,1 Ом – 20 МОм.

Одноканальный 350-мегагерцовый осциллограф С1-108 (рис. 4.19) – прибор с автоматизацией измерений (метки, электронная шкала). Входное сопротивление 50 Ом (с активным пробником 100 кОм), экран 80×100 мм, размеры 200×280×480 мм, масса 17 кг. Оформление прибора – вертикальное.

350-мегагерцовый скоростной двухканальный осциллограф С1-116 (рис. 4.20) имеет следующие характеристики:

- полоса частот: 0–350 МГц;
- время нарастания переходной характеристики: 1 нс;
- скорость фотографической регистрации: 2000 км/с;
- коэффициент отклонения по вертикали: 5 мВ/см – 0,5 В/см;
- диапазон развертки по горизонтали: 1 нс/дел – 0,1 с/дел (с 10-кратной растяжкой);
- погрешность измерения основная: ±4%;

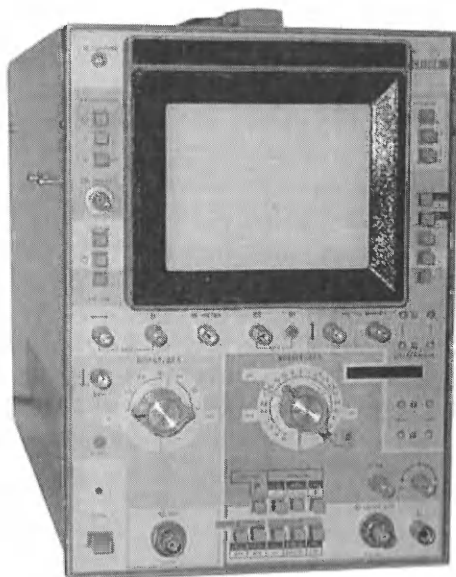


Рис. 4.19. Внешний вид  
350-мегагерцового осциллографа С1-108

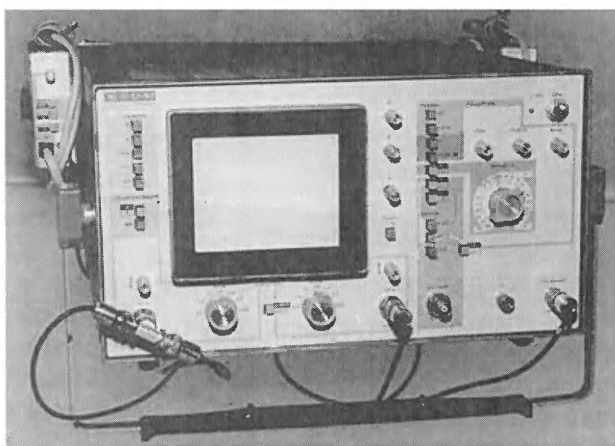


Рис. 4.20. Внешний вид 350-мегагерцового  
скоростного осциллографа С1-97

- входное сопротивление: 50 Ом, 100 кОм с 4 пФ (активный пробник), 1 МОм с 2 пФ (насадка);
- рабочая область экрана: 80×100 мм;
- напряжение питания: 220 В, 50 Гц/400 Гц или 115 В 400 Гц;
- потребляемая мощность: 140 ВА;
- масса прибора: 18 кг;
- габариты: 360×200×420 мм.

Двухканальный аналоговый осциллограф С1-104 (рис. 4.21) предназначен для визуального наблюдения и измерения параметров периодических и однократных электрических процессов в диапазоне частот от постоянного тока до 500 МГц путем: измерения амплитудных и временных параметров исследуемого сигнала в диапазоне от 0,04 В до 8 В, с выносным делителем 1:10 И22.727.082 – до 10 В, с активным пробником И22.746.036 – до 24 В и временных интервалов в диапазоне от  $4 \cdot 10^{-9}$  с до 0,5 с; одновременного изображения двух исследуемых сигналов на одной развертке.



Рис. 4.21. Внешний вид 500-мегагерцевого скоростного осциллографа С1-104

Технические характеристики прибора:

- полоса частот: 0–500 МГц;
- время нарастания переходной характеристики: 0,8 нс при выбросе менее 10%;
- погрешность измерения напряжения:  $\pm 3\%$ ;

- коэффициент отклонения по вертикали: 10 мВ/см – 1 В/см;
- диапазон развертки по горизонтали: 1 нс/дел – 50 мс;
- погрешность измерения времени:  $\pm 6\%$ ;
- входное сопротивление: 50 Ом, 100 кОм с 4 пФ (активный пробник), 1 МОм с 2 пФ (насадка);
- рабочая область экрана: 80×100 мм;
- напряжение питания: 115/220 В, 50 Гц/400 Гц;
- потребляемая мощность: 170 ВА;
- масса прибора: 16 кг;
- габариты: 345×217×494 мм.

Одна из лучших моделей скоростных аналого-цифровых осциллографов отечественной разработки – это осциллограф С1-129. Он обеспечивает полосу частот до 1 ГГц. Имеет встроенный микропроцессор для автоматизации настроек и измерений.

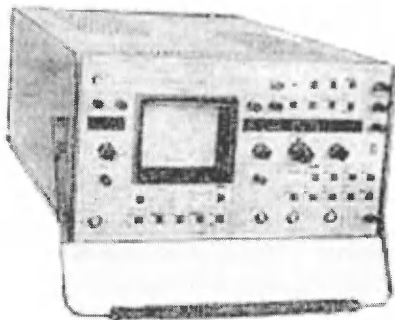


Рис. 4.22. Внешний вид одноканального скоростного осциллографа С1-129

#### Основные параметры осциллографа С1-129:

- встроенный микропроцессор;
- внешняя и внутренняя синхронизация в диапазоне частот до 1 ГГц;
- ультравысокая фотографическая и визуальная скорость записи сигналов: 200 000 км/сек;
- калиброванный коэффициент развертки: 200 пс/дел;
- число каналов: 2;
- полоса пропускания на уровне  $-3$  дБ: 0–1 ГГц;
- коэффициент отклонения по вертикали: 50 мВ/дел – 5В/дел с  $\delta = \pm 0,1\%$  или 10 мВ/дел – 1 В/дел с  $\delta = \pm 3\%$ ;
- время нарастания переходной характеристики: 0,4 нс;

- входное сопротивление  $R_{вх}$ :  $(50 \pm 1)$  Ом (с активным пробником  $R_{вх}$ : 100 кОм).  $C_{вх}$ : 3,7 пФ;
- скорость фотозаписи: 20 см/нс (200 000 км/с);
- коэффициенты развертки по горизонтали: 0,2 нс/дел – 100 мс/дел с погрешностью 3–4% без растяжки и 4–5% с растяжкой;
- синхронизация: до частот 1000 МГц;
- форма выходного сигнала: меандр, полярность положительная;
- $T_n$ : 50 нс – 100 мс с  $\delta$ :  $\pm 0,1\%$ ;
- габариты: 215×385×620 мм;
- масса: 21 кг.

Итак, модельный ряд отечественных аналоговых скоростных осциллографов реального времени представлен моделями с полосами частот от 0 до 250, 300, 350, 500 и 1000 МГц. Это позволяет исследовать быстрые процессы в наносекундной и в граничащей с ней субнаносекундной области времен.

### 4.3.7. Скоростные осциллографы АКТАКОМ-IWATSU

За рубежом выпускался и выпускается ряд моделей аналоговых скоростных осциллографов. Так, новейшее поколение аналоговых скоростных осциллографов японской фирмы IWATSU на российском рынке представляется под торговой маркой АКТАКОМ [136]. Отличительные особенности этих приборов:

- высочайшее японское качество;
- высокие технические характеристики на мировом уровне;
- локализация под Россию и сертификация;
- высокий уровень ремонтного сервиса;
- гарантия на 25 месяцев.

Эти осциллографы наглядно демонстрируют, что, несмотря на бурное развитие цифровой осциллографии, аналоговая осциллография и не думает сдавать свои позиции и продолжает развиваться бурными темпами. Современные аналоговые осциллографы высочайшего класса (их по аналогии с электроакустическими аппаратами именуют High End) имеют перед цифровыми запоминающими осциллографами (ЦЗО) ряд принципиальных преимуществ:

- простое обращение с прибором;
- повышенную степень достоверности отображения сигнала;
- легкость работы с неизвестным сигналом;

- корректное отображение сигнала на высоких частотах из-за отсутствия эффектов квантования и стробоскопического эффекта;
- высокую скорость обновления экрана – от 200 тысяч до миллиона осциллограмм в секунду;
- отображение полной информации (в обычных ЦЗО из-за большого времени обработки и вывода информации теряется до 99% времени наблюдения);
- быстрый захват сигнала для его представления;
- повышенное разрешение и отсутствие его ограничений, связанных с квантованием сигналов (у большинства ЦЗО разрядность квантования равна 8, так что сигнал представляется всего 256 ступеньками, что явно заметно при его растяжении по вертикали);
- наличие эффекта послесвечения, позволяющего накапливать множество осциллограмм на экране трубки.

В осциллографах АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064 применена миниатюрная конвертирующая ЭЛТ со сканирующей ПЗС-матрицей. Устройство этой трубки показано на рис. 4.23.

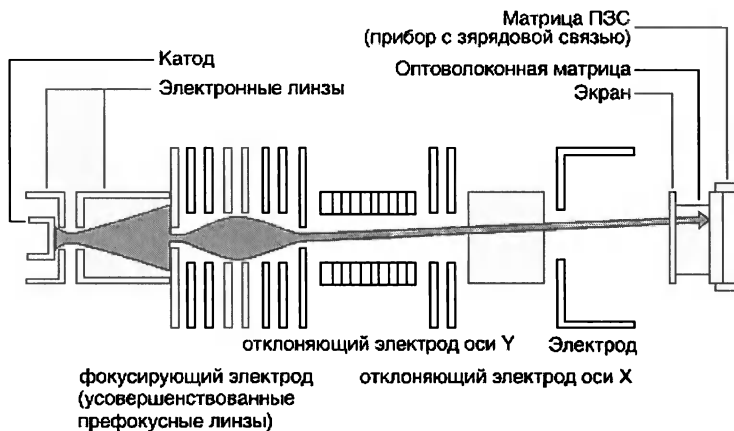


Рис. 4.23. Устройство конвертирующей ЭЛТ со сканирующей ПЗС-матрицей

Изображение создается и запоминается не на внешнем, а на специальном внутреннем экране трубки. Затем с помощью световолоконной матрицы оно переносится на прибор с зарядовой связью (ПЗС), кото-



рый является хорошо проработанным устройством для преобразования оптического изображения в телевизионный сигнал (достаточно отметить массовое применение такого прибора в цифровых фотокамерах и видеокамерах). Полученный сигнал используется как входной для жидкокристаллического индикатора большого размера с высоким ( $640 \times 480$  точек) разрешением. В целом это уменьшает габариты осциллографов и повышает качество изображения осциллограмм.

Выпускаемые на основе этой трубки сверхширокополосные аналоговые 4-канальные осциллографы АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064 (рис. 4.24) имеют полосу частот, соответственно, до 1 и 0,6 ГГц и ультравысокую скорость записи, достигающую 10 дел/нс, и развертку с 15 линиями. Скорость захвата осциллограмм достигает 1 млн/с. Яркость изображения при осциллографии одиночных и редко повторяющихся импульсов в 1000 раз больше, чем у осциллографов с обычными ЭЛТ, что делает осциллографы АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064 незаменимыми при исследовании в ядерной технике, где важна регистрация даже одиночных быстропротекающих процессов.

Технические характеристики осциллографов АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064 представлены в таблице рис. 4.25. Они дают достаточно полное представление об этих уникальных приборах.

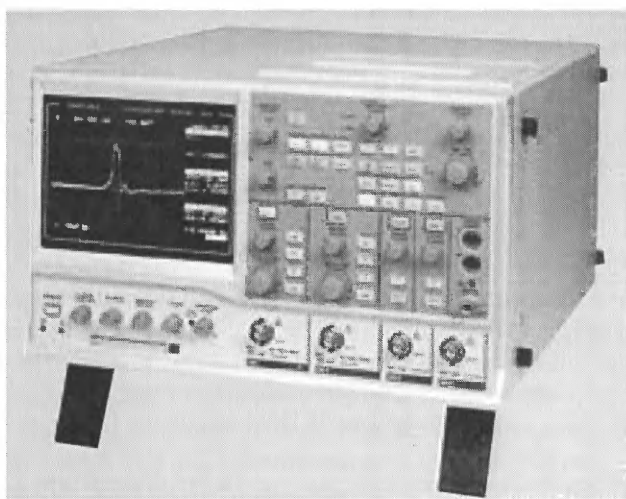


Рис. 4.24. Внешний вид сверхширокополосных осциллографов АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064

| Спецификация                          | Тип                                    | АСК-8104   | АСК-8064   | АСК-7474   | АСК-7484   |  |
|---------------------------------------|--|--|--|--|--|--|
| Экран                                 | Размер                                 | Цв. ЖК-дисплей<br>8x10 см  | Цв. ЖК-дисплей<br>8x10 см                                  | ЭЛТ<br>8x10см  | ЭЛТ<br>8x10см  |  |
| Вертикальное отклонение               | Угол наклона                           | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Подсветка шкалы                        | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | ADD/ALT/CHOP                           | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Задержка                               | >20 нс   | >20 нс   | >20 нс   | >20 нс   |  |
|                                       | Каналы 1 и 2                           | Диапазон<br>Точность<br>Главная  | 5 мВ-5 В/дел<br>2 %<br>-12,5 В/дел                         | 5 мВ-5 В/дел<br>2 %<br>-12,5 В/дел                         | 2 мВ-5 В/дел<br>2 %<br>-12,5 В/дел                         | 2 мВ-5 В/дел<br>2 %<br>-12,5 В/дел                         |
|                                       | Режимы ввода                           | Импеданс   | 1 Гц (50 Ом)   | 600 МГц (50 Ом)  | 470 МГц  | 400 МГц  |
|                                       |  | Макс. напряжение (пик-пик)   | AC, DC, GND<br>1 МОм/50 Ом<br>250 В (1 МОм)                | AC, DC, GND<br>1 МОм/50 Ом<br>250 В (1 МОм)                | AC, DC, GND<br>1 МОм/50 Ом<br>400 В                        | AC, DC, GND<br>1 МОм/50 Ом<br>400 В                        |
|                                       |  | Фильтры  | 200 МГц, 20 МГц  | 200 МГц, 20 МГц  | 100 МГц, 20 МГц  | 100 МГц, 20 МГц  |
|                                       |  | Распознавание пробников  | Да   | Да   | Да   | Да   |
|                                       |  | Инвертирование Канала 2  | Да   | Да   | Да   | Да   |
| Звук                                  | Звук пьедестала ТВ-сигнала             | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Смещение                               | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
| Подстройка задержки в каналах K1 и K2 | Подстройка задержки в каналах K1 и K2  | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Канал 3                                | Диапазон<br>Точность<br>Полоса<br>Режимы входов<br>Импеданс<br>Распознавание пробников | 100, 500 мВ/дел<br>2 %<br>500 МГц<br>AC, DC<br>1 МОм<br>Да | 100, 500 мВ/дел<br>2 %<br>500 МГц<br>AC, DC<br>1 МОм<br>Да | 100, 500 мВ/дел<br>3 %<br>400 МГц<br>AC, DC<br>1 МОм<br>Да | 100, 500 мВ/дел<br>3 %<br>400 МГц<br>AC, DC<br>1 МОм<br>Да |
| Канал 4                               | Канал 4                                | Как в канале 3   | Как в канале 3   | Как в канале 3   | Как в канале 3   |  |
|                                       | Источники                              | К1, 2, 3, 4, Сеть  | К1, 2, 3, 4, Сеть  | К1, 2, 3, 4, Сеть  | К1, 2, 3, 4, Сеть  |  |
| Запуск развертки                      | Режимы                                 | AC, DC, ФНЧ, ФВЧ   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | События: Номер, Длительность           | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | ТВ-синхронизм                          | NTSC, PAL (SECAM)  | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Выбор строки                           | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Выбор строки                           | Да   | Да   | Да   | Да   |  |
| Горизонтальная развертка              | А-развертка                            | Макс. развертка  | 2 мс/дел   | 5 мс/дел   | 5 мс/дел   |  |
|                                       |  | Мин. развертка   | 200 мс/дел   | 200 мс/дел   | 500 мс/дел   |  |
|                                       | В-развертка                            | Точность   | 2 %  | 2 %  | 2 %  |  |
|                                       |  | Удержание  | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       |  | Задержка запуска   | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       | Вертикальное разделение трексов А и В  | Макс. скорость   | 2 мс/дел   | 5 мс/дел   | 5 мс/дел   |  |
|                                       |  | Мин. скорость  | 20 мс/дел  | 20 мс/дел  | 500 мс/дел   |  |
|                                       |  | Точность   | 2 %  | 2 %  | 2 %  |  |
|                                       | Лупа времени                           | Вертикальное разделение трексов А и В  | Да   | Да   | Да   |  |
|                                       |  | Двойная задержка   | Да   | Да   | -  |  |
| Режим ALT для А и В                   |  | Да   | Да   | Да   |  |  |
| В в конце А                           |  | Да   | Да   | Да   |  |  |
| X-Y                                   | Лупа времени                           | Да   | Да   | Да   |  |  |
|                                       | Макс. развертка                        | 200 мс/дел   | 500 мс/дел   | 500 мс/дел   |  |  |
| Курсорные измерения                   | Полоса                                 | 10 МГц   | 10 МГц   | 2 МГц  |  |  |
|                                       | $\Delta V, \Delta t, 1/\Delta t$       | Да   | Да   | Да   |  |  |
| Частотомер                            | Частотный диапазон/разрядность         | 1 ГГц/6 разряд   | 600 МГц/6 разряд   | 400 МГц/5 разряд   |  |  |
|                                       | Автостановка                           | Да   | Да   | Да   |  |  |
| Скор. Лавин настрок                   | Развертки, синхронизация               | 256  | 256  | 256  |  |  |
|                                       | Яркий вход Z,                          | Полоса   | 5 МГц  | 5 МГц  |  |  |
| Выход сигнала                         | Канал 2 - полоса                       | 500 МГц  | 300 МГц  | 200 МГц  |  |  |
|                                       | Видеовыход                             | Да   | Да   | -  |  |  |
| Калибровка пробника                   | 1 кГц / 0.6 В                          | Да   | Да   | Да   |  |  |
|                                       | Питание пробников                      | Да   | Да   | Да   |  |  |
| Питание                               | Питание пробников                      | Да   | Да   | Да   |  |  |
|                                       | - от 100 В до 240 В                    | -  | -  | -  |  |  |
|                                       | -100 В - 120 В/200 В - 240 В           | -  | -  | -  |  |  |
| Размеры                               | -100, 110-120, 220, 290 В - 240 В      | -  | -  | -  |  |  |
|                                       | Частота сети                           | 50 Гц - 60 Гц  | 50 Гц - 60 Гц  | 50 Гц - 400 Гц   |  |  |
| Вес                                   | Потребляем. мощность                   | 200 ВА   | 200 ВА   | 120 ВА   |  |  |
|                                       | Ш x В x Д (мм)                         | 198x392x406  | 198x392x406  | 920x160x420  |  |  |
| Станд. комплектация                   | Сетевой шнур, руководство по экпл. (1) | Да   | Да   | Да   |  |  |
|                                       | Предохранители                         | Да   | Да   | Да   |  |  |
| Опция                                 | 2 пробн. со считыванием                | -  | -  | Да   |  |  |
|                                       | 2 пробн. без считывания                | -  | -  | -  |  |  |
| Опция                                 | Защитная крышка передней панели (1)    | -  | -  | - сумка  |  |  |
|                                       | Вход Z и выход K2                      | Да   | Да   | Да   |  |  |

Рис. 4.25. Технические характеристики осциллографов АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064

Уникальную технику высокоскоростного запоминания осциллограмм иллюстрирует рис. 4.26. Осциллографы АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064 способны отлавливать и представлять короткие и

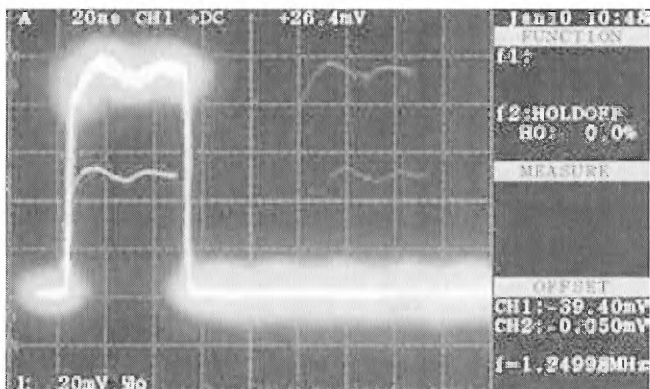


Рис. 4.26. Захват и представление одиночных и редко повторяющихся импульсов

редко повторяющиеся импульсы, что и видно на рис. 4.20. При этом они обеспечивают уникально высокую яркость осциллограмм таких импульсов, которая на три порядка превосходит ту, что дают осциллографы на обычных ЭЛТ.

Обширные возможности эти осциллографы открывают при исследовании телевизионных сигналов – рис. 4.27. Такие сигналы весьма сложны и представляют собой смесь импульсных и видеосигналов с большим числом строк и кадров. Система синхронизации осциллографов АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 и 8064 имеет расширенные возможности в выделении любых строк и кадров и в детальном ис-

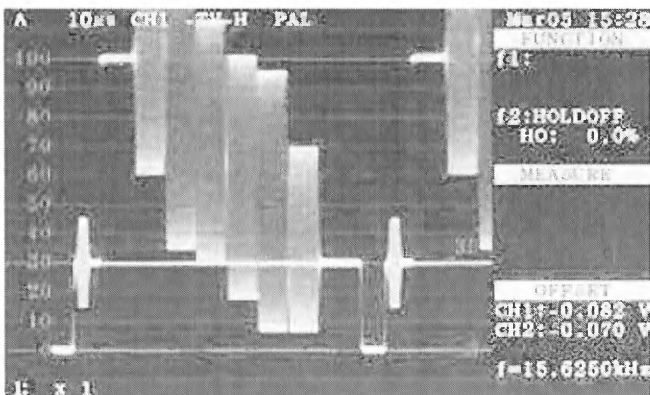


Рис. 4.27. Осциллография телевизионных сигналов

следовании любого малого или большого участка телевизионного сигнала. Поддерживаются измерения с телевизионными сигналами различных стандартов, в том числе телевидения высокой точности с заметно расширенным спектром видеосигналов.

Серия 4-канальных приборов с 10 линиями развертки АСК-7474/7404/7304 имеет полосу частот вертикального отклонения 470/400/300 МГц. Приборы имеют: две развертки (основную и задержанную для создания «лупы времени»), быстрые функции установки, запоминание 10 установок, полную телевизионную синхронизацию с выбором заданного кадра и строки, 5-разрядный встроенный частотомер и курсорные измерения.

Выпускаются и более простые аналоговые осциллографы АКТАКОМ-IWATSU АСК-7203 (200 МГц), АСК-7103 (100 МГц), АСК-7042 (40 МГц) и АСК-7022 (20 МГц). Это типичные универсальные осциллографы с широкополосными ЭЛТ и с несколько расширенными возможностями. Например, приборы имеют задержанную развертку.

Следует отметить, что широкополосные аналоговые осциллографы в настоящее время стоят заметно дороже, чем их цифровые собратья с аналогичной полосой пропускания. Например, стоимость модели АКТАКОМ-IWATSU АСК-8104 с полосой частот до 1 ГГц примерно на 40% больше стоимости самого современного цифрового запоминающего осциллографа DPO 4104 фирмы Tektronix, имеющего при той же полосе в 1 ГГц куда больше возможностей. За исключением одной – прямого тракта усиления от входа до пластин вертикального отклонения сканирующей ЭЛТ. Он есть только у аналоговых осциллографов. Однако эта особенность цифрового осциллографа компенсируется его большой памятью.

## **4.4. Работа с аналоговым осциллографом**

### **4.4.1. Подготовка осциллографа к работе**

Современный аналоговый осциллограф – достаточно сложный прибор, по крайней мере для начинающего пользователя. Поэтому стоит сказать несколько слов о его включении и подготовке к работе.

Прежде чем включить аналоговый осциллограф, надо сделать следующие действия:

- выбрать место для прибора и установить его;

- отрегулировать наклон ручки и прибора;
- проверить подключение (обычно сзади) кабеля питания и установки напряжения сети;
- заземлить прибор, подключив провод земли к специальной клемме;
- вставить в розетку сети вилку провода питания осциллографа.
- включить прибор и дождаться появления луча (или лучей) на экране.

Если лучей на экране не видно, проверьте установку развертки на автоколебательный режим работы и увеличьте до предела яркость лучей, повернув ручку регулировки яркости по часовой стрелке до упора. Обычно это приводит к появлению линий развертки на экране. Если их по-прежнему нет, поищите линии с помощью ручек смещения луча по вертикали и горизонтали. Линии от луча (лучей) должны быть при среднем положении этих ручек. Проверьте их работу, установите нормальную яркость луча и сфокусируйте луч с помощью ручки фокусировки.

Для наблюдения какого-либо источника сигнала нужно прежде всего правильно подключить его ко входу осциллографа или к нескольким входам, если используется многоканальный осциллограф для просмотра нескольких сигналов. Входы современных осциллографов представлены радиочастотными разъемами – обычно BNC-типа. Для подключения входа к источнику сигнала чаще всего используется *осциллографический пробник* [184–188] в виде малоемкостного кабеля, имеющего разъем для подключения ко входу осциллографа, кабель и головку с иглой или крючком, нередко съемным. Иногда вместо такой головки используется пара коротких проводов, оснащенных зажимами – «крокодилами». Некоторые пробники оснащены делителем напряжения или даже активной головкой, обеспечивающей повышенное *входное сопротивление* и уменьшенную *входную емкость*.

Такое подключение обеспечивает большое входное сопротивление (обычно от 0,5 до 2–10 МОм) и умеренную входную емкость (десятки пикофард). К сожалению, чем длиннее кабель пробника, тем выше входная емкость осциллографа. Она может достигать 100 пФ, тогда как емкость входа осциллографа без кабеля составляет 15–30 пФ. Подобный способ подключения осциллографа к источнику сигнала практикуется при испытании устройств на ТТЛ- или МОП-микросхемах, исследовании электротехнических устройств и т. д. Всегда надо помнить, что один из зажимов пробника – земля –

должен быть подключен к земле испытываемого устройства, а другой – к той точке, откуда снимается сигнал.

У широкополосных осциллографов чаще всего применяется низкоомный вход сопротивлением 50, 75 или 100 Ом (обычно 50 Ом). В этом случае осциллограф подключается к источнику сигнала, имеющему аналогичный выход, с помощью отрезка коаксиального кабеля с ВЧ-разъемами на концах. При этом важно обеспечить точное *согласование* волнового сопротивления кабеля с входным сопротивлением осциллографа и выходным сопротивлением генератора. Нужно, чтобы они были одинаковыми, например 50 Ом. В случае разных волновых сопротивлений применяются коаксиальные переходники. В режиме согласования отсутствуют *отражения* сигнала, и форма импульсов практически не искажается. При отсутствии согласования наблюдаются отражения от мест рассогласования, и форма импульсов может сильно искажаться. Много тонкостей работы с высокочастотными и широкополосными согласованными цепями и узлами можно найти в справочнике [103].

#### 4.4.2. Выбор режимов работы усилителей канала Y

Каждый вход канала Y осциллографа имеет переключатель режимов работы, входной аттенюатор, регулятор чувствительности и регулятор положения линии канала. Переключатель режимов работы обычно имеет три позиции:

- AC – подача только переменной составляющей сигнала;
- DC – подача сигнала с постоянной составляющей;
- GROUND – заземление входа.

В положении AC обычно исследуются сигналы небольшого уровня с отфильтрованной постоянной составляющей. Это могут быть, например, сигналы с выхода усилительных каскадов усилителей. Для отсева постоянной составляющей используются разделительные RC-цепи. Следует помнить, что в этом случае АЧХ осциллографа содержит спад на низких частотах и характеризуется низшей частотой среза  $f_{сн}$ , равной 5–20 Гц. Она тем ниже, чем больше постоянная времени разделительной RC-цепи.

В положении DC разделительная цепь отключена, и осциллограф реагирует на постоянную составляющую сигнала соответствующим смещением линии канала. Это можно использовать для измерения постоянной составляющей сигнала по отклонению линии от поло-

жения, которое она занимает при отсутствии сигнала. Для установки линии в отсутствие сигнала у многих осциллографов есть положение переключателя режимов входа GROUND. Если его нет, то надо просто заземлить вход.

Следует отметить, что большинство осциллографов могут измерять и индцировать сигналы только с одним заземленным выходом – второй именуют «горячим». никоим образом нельзя подключать осциллограф к двум произвольным точкам испытываемой схемы, если одна из них не земля. Лишь очень дорогие осциллографы с гальванической развязкой входов допускают подобное подключение. Кроме того, есть двухканальные осциллографы, у которых входы можно включать по дифференциальной схеме и получать отображение сигналов (CH1–CH2). Однако «холодные» входы должны подключаться к земле испытываемого устройства.

Двухканальные осциллографы, помимо переключателей режимов входа, имеют переключатель режимов работы каналов – MODE. Он имеет следующие позиции:

- CH1 – просмотр сигнала канала 1;
- CH2 – просмотр сигнала канала 2;
- DUAL – просмотр обоих сигналов (с двумя линиями);
- ADD – просмотр суммарного сигнала от обоих каналов.

В каждом канале современного осциллографа имеются калиброванные аттенюаторы, позволяющие менять чувствительность осциллографа по вертикальному отклонению. Обычно чувствительность задается в мВ/дел или В/дел по правилу 1, 2, 5, например 1 мВ/дел, 2 мВ/дел, 5 мВ/дел, 10 мВ/дел, 20 мВ/дел и т. д. Чаще всего с таким переключателем совмещена ручка плавного изменения (уменьшения) чувствительности. Иногда эта ручка делается отделенной от переключателя.

### 4.4.3. Калибровка чувствительности

Убедившись в работоспособности осциллографа, можно приступить к его *калибровке*. Она заключается в установке с заданной (по возможности минимальной) погрешностью коэффициентов отклонения вертикального тракта. У современного осциллографа простейший калибратор имеется в его составе. Он создает прямоугольные симметричные импульсы (меандр) с заданной амплитудой и заданным периодом. Это позволяет осуществить изначальную калибровку осциллографа по напряжению и по времени. Выход калибратора выводится на специальный разъем или на небольшую «петлю» с надписью

PROBE, на которую можно повесить крючок входного кабеля (в старых осциллографах для калибровки надо было соединить кабелем вход осциллографа с выходом калибратора).

Для калибровки следует вращением ручек изменения чувствительности и смещения луча по вертикали добиться точного соответствия размера изображения значению двойной амплитуды калибратора. Например, двойная амплитуда сигнала (меандра) калибратора сервисного осциллографа ОСУ20 равна 0,25 В с погрешностью  $\pm 5\%$ . Частота сигнала 1 кГц. Если установить чувствительность осциллографа 0,1 В/дел (деление большое), то расстояние между вершинами полувольт меандра должно быть 2,5 большого деления шкалы ЭЛТ. Вид сигнала калибратора показан на рис. 4.28. Калиброванные коэффициенты отклонения указаны для крайнего положения ручки плавного их изменения при ее вращении по часовой стрелке до упора.

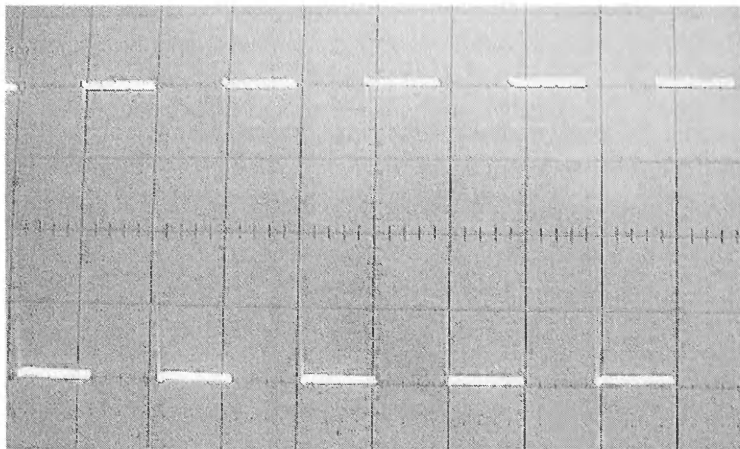


Рис. 4.28. Сигнал калибратора (меандр)

Калибровки современного осциллографа по времени обычно не требуется, поскольку при установке ручки плавной регулировки длительности развертки в крайнее положение (тоже до упора) длительность развертки устанавливается равной той длительности, которая указана позициями переключателя длительности развертки. Тем не менее стоит убедиться в этом, измерив длительность периода меандра. Позже мы обсудим подробно работу с разверткой.



#### 4.4.4. Учет влияния входной цепи осциллографа

Полное сопротивление  $Z_{\text{вх}}$  у аналоговых осциллографов на входе ДС носит комплексный характер, поскольку его компонентами являются активное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  и емкость  $C_{\text{вх}}$ . Типичные значения  $R_{\text{вх}} = 0,5\text{--}2 \text{ МОм}$ ,  $C_{\text{вх}} = 15\text{--}30 \text{ пФ}$ . Например, у осциллографа ОСУ20  $R_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$ , а  $C_{\text{вх}} = 25 \text{ пФ}$ .

Если источником входного сигнала является ток  $i(t)$ , то постоянная времени входной цепи будет равна  $R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$  и имеет довольно большую величину, например у осциллографа ОСУ20 она равна 25 мкс. Поэтому не приходится рассчитывать на возможность наблюдения импульсов тока с малыми временами нарастания и спада. Для этого надо применять осциллографы с  $R_{\text{вх}} = 50\text{--}100 \text{ Ом}$ , что и характерно для сверхскоростных осциллографов. Как правило, это значение согласуется со стандартным волновым сопротивлением коаксиальных кабелей, по которым можно передавать сигналы без заметных искажений на расстояния до нескольких метров, иногда и десятков метров.

Вообще говоря, токи наблюдаются и измеряются осциллографом с применением шунта или трансформатора тока той или иной конструкции. Например, если мы хотим, чтобы токи до 1 мА соответствовали входному напряжению осциллографа до 0,1 В, то надо параллельно входу включить резистор – шунт  $R_{\text{ш}}$  с номиналом 100 Ом. Естественно, что при этом постоянная времени входной цепи резко упадет – примерно до  $R_{\text{ш}} C_{\text{вх}}$ . Так что проблема большой постоянной времени исчезнет, но возникает необходимость в усилении сигнала.

При наблюдении импульсов напряжения  $u(t)$  надо учитывать внутреннее сопротивление реальных источников напряжения  $R_{\text{и}}$ . Даже на постоянном напряжении это ведет к уменьшению напряжения на входе со значения  $U_{\text{и}}$  источника до входного напряжения

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{и}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{и}} + R_{\text{вх}}}. \quad (4.28)$$

Если  $R_{\text{и}} = R_{\text{вх}}$ , то ослабление входного сигнала составит 2 раза. Но если  $R_{\text{и}}$  составляет 1 кОм, то при  $R_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$  это ослабление составит всего примерно 0,1%, а коэффициент передачи входной цепи будет 0,999. Таким образом, всегда желательно работать при  $R_{\text{и}} \ll R_{\text{вх}}$ .

В этом случае значительно уменьшается и постоянная времени входной цепи, равная

$$\tau_{\text{вх}} = C_{\text{вх}} \frac{R_{\text{и}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{и}} + R_{\text{вх}}} \approx C_{\text{вх}} R_{\text{и}}. \quad (4.29)$$

Приближенное выражение справедливо при  $R_{и} \ll R_{вх}$ . Например, при  $R_{и} = 1$  кОм и  $C_{вх} = 25$  пФ она составит 25 нс против 25 мкс при регистрации токов без шунта.

Для оценки влияния входной цепи на вид импульсов проделаем следующий эксперимент. От практически любого генератора прямоугольных импульсов подадим на вход осциллографа прямоугольные импульсы – меандр с частотой 100 кГц. Отрегулируем развертку так, чтобы на экране появилось несколько периодов практически идеальных прямоугольных импульсов. Из рисунка видно, что форма импульсов весьма близка к прямоугольной, так что быстрые перепады почти не видны.

Теперь подадим те же импульсы, но через резистор  $R = 51$  кОм, имитирующий увеличение выходного сопротивления генератора. Картинка на экране осциллографа меняется разительно – от прямоугольности импульсов не осталось и следа (рис. 4.29). Теперь импульсы имеют вид отрезков экспонент заряда и разряда входной емкости осциллографа, при этом амплитуда импульсов заметно упала. Подобные искажения уже явно недопустимы и связаны с увеличением постоянной времени входной цепи сверх разумных значений. Этот пример наглядно иллюстрирует влияние даже небольшой емкости входа.

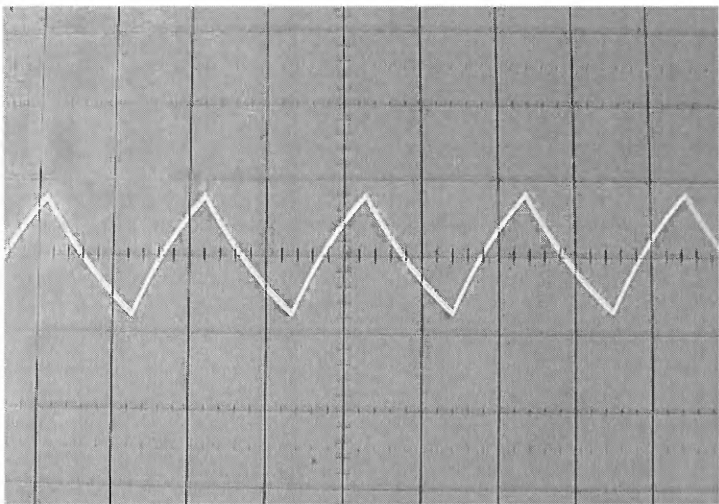


Рис. 4.29. Искажения прямоугольного импульса после увеличения выходного сопротивления генератора на 51 кОм

Иногда бывает полезно оценить частотные искажения, вносимые входной цепью осциллографа. Граничная частота входной цепи, оцениваемая, как обычно, на уровне спада АЧХ на  $-3$  дБ, записывается как  $f_{\text{ВВХ}} = 0,35/\tau_{\text{ВВХ}}$ . Например, для нашего примера получим  $f_{\text{ВВХ}} = 14$  МГц. Даже для  $10\text{--}20$  МГц осциллографов влияние входной цепи оказывается весьма значительным и означает не только ухудшение точности измерений, но и существенное искажение формы импульсных сигналов.

#### 4.4.5. Применение пробников в виде компенсированных делителей напряжения

К сожалению, далеко не всегда можно подключать источник сигнала прямо к входному разъему каналов вертикального отклонения осциллографов. Для этого приходится использовать экранированный коаксиальный кабель. Это ведет к двум неприятным моментам:

- будучи не согласованным с высокоомным входом осциллографа, кабель, являясь линией передачи, создает отражения от входа осциллографа, сильно искажающие короткие перепады напряжения или фронты импульсов;
- кабель резко увеличивает входную емкость осциллографа и постоянную времени входной цепи.

В силу указанных причин такое соединение не рекомендуется. Если осциллограф обладает высокой чувствительностью по напряжению, что справедливо для большинства современных осциллографов, то можно улучшить параметры входной цепи, применяя компенсированные делители напряжения, выполненные в виде пробников. Типичный вид стандартного пробника серии НР показан на рис. 4.30. К пробнику продаются различные аксессуары для его эффективного применения.

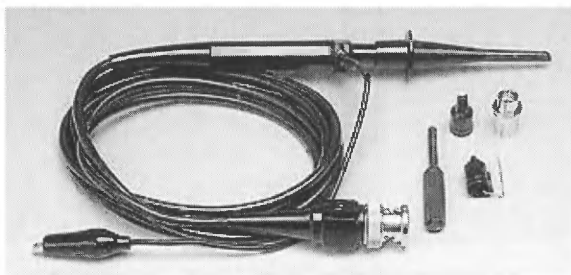


Рис. 4.30. Пробник для массовых осциллографов

Пробники часто выполняют и еще одну важную функцию – увеличивают предельно допустимый уровень напряжения, подаваемый на вход осциллографа. Без делителей этот уровень обычно не превышает 50 В, а с делителем 1:10 увеличивается до 400–500 В.

Порой даже применение стандартного делителя позволяет уменьшить искажения формы наблюдаемых импульсов. Возьмем, к примеру, стандартный делитель от осциллографа ОСУ20 и, установив его переключатель в положение 1:10, подадим на вход осциллографа испытательный прямоугольный сигнал с частотой 100 кГц. Увеличив чувствительность осциллографа в 10 раз, получим на экране форму импульсов, показанную на рис. 4.31.

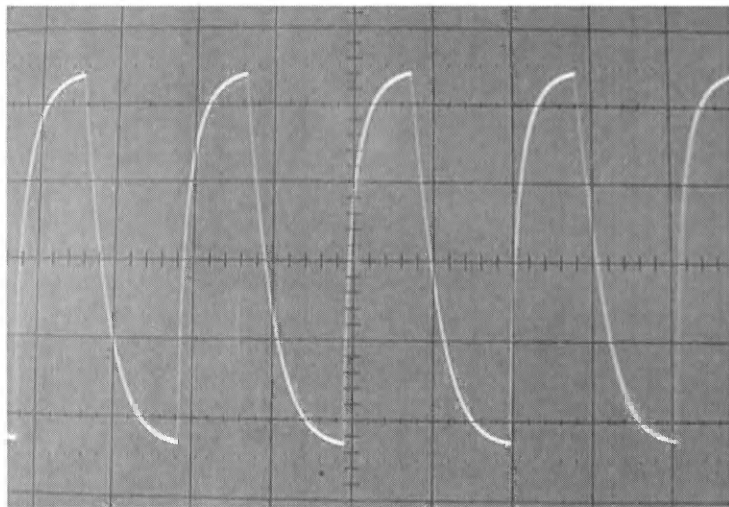


Рис. 4.31. Искажения прямоугольного импульса после увеличения выходного сопротивления генератора на 51 кОм, но при подаче сигнала через делитель 1:10

Мы видим, что искажения формы импульсов довольно заметно уменьшились, хотя и явно наблюдаются и на этот раз. Но амплитуда импульсов уже почти достигает исходной величины. Это свидетельствует о том, что входная емкость осциллографа при применении делителя заметно уменьшилась. Разберемся, в чем тут дело.

Компенсированные делители строятся по схеме, приведенной на рис. 4.32 [113]. Собственно делитель напряжения строится на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ , причем  $R_2$  может быть просто входным сопротивлением

осциллографа. Параметры делителя на постоянном токе вычисляются по формулам:

$$R_{\text{вх}} = R_1 + R_2 \text{ и } K_{\text{д}} = R_2 / (R_1 + R_2).$$

Например, если  $R_2 = 1 \text{ МОм}$  и  $R_1 = 9 \text{ МОм}$ , то имеет  $R_{\text{вх}} = 10 \text{ МОм}$  и  $K_{\text{д}} = 1/10$ . Таким образом, входное сопротивление увеличено в 10 раз, но в 10 раз падает и уровень напряжения, поступающего на вход осциллографа.

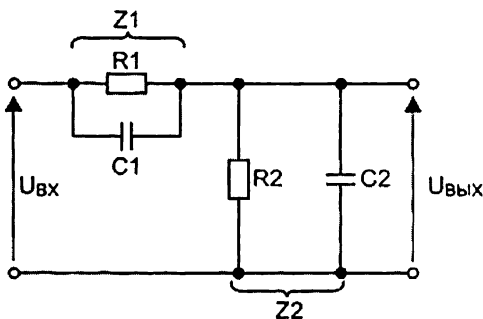


Рис. 4.32. Схема компенсированного делителя осциллографа

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  служат для коррекции АЧХ и переходной характеристики делителя. Цепь  $R_1 C_1$  вызывает подъем АЧХ на высоких частотах, а цепь  $C_2 R_2$  дает завал на высоких частотах. При определенном выборе постоянных времени этих цепей возможна компенсация искажений, откуда и название – компенсированные делители. В самом деле, для коэффициента передачи делителя можно записать:

$$K_{\text{д}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega\tau_2}}{\frac{R_1}{1 + j\omega\tau_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega\tau_2}}. \quad (4.30)$$

Если  $\tau_1 = \tau_2$ , то значение  $K_{\text{д}}$  определяется как

$$K_{\text{д}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (4.31)$$

Таким образом, при равенстве постоянных времени цепей  $R_1 C_1$  и  $C_2 R_2$  коэффициент передачи делителя перестает зависеть от частоты. Практически для достижения условия компенсации емкость  $C_1$

нужно подстраивать, например с помощью подстроечного конденсатора переменной емкости. Для делителя 1:10 резистор  $R_1$  должен быть равен  $9R_2$ . Это означает, что емкость  $C_1$  должна быть в 9 раз меньше входной емкости  $C_2$ . Входная емкость делителя определяется последовательным соединением  $C_1$  и  $C_2$ :

$$C_{\text{вх.дел.}} = C_1 \frac{C_2}{C_1 + C_2} \approx C_1. \quad (4.32)$$

Приближенное значение справедливо при  $K_d \gg 1$  и  $C_1 \ll C_2$ . При  $K_d = 10$  входная емкость делителя почти в 10 раз меньше входной емкости осциллографа. Следует помнить, что в  $C_2$  входит не только истинная входная емкость осциллографа, но и емкость монтажа и кабеля. Поэтому на самом деле уменьшение входной емкости делителя, по сравнению с входной емкостью осциллографа, будет не столь заметным. Тем не менее именно это и объясняет заметное уменьшение искажений импульсов при работе с делителем. Отсюда вывод: если чувствительность по входу  $Y$  позволяет наблюдать сигнал с делителем, то всегда применяйте его. Это заодно является и средством защиты входов от больших напряжений.

Увеличение активной составляющей входного сопротивления делителя не всегда полезно, поскольку ведет к изменению нагрузки на испытуемое устройство и получению разных результатов при отсутствии делителя и при его применении. Поэтому делители часто проектируются так, чтобы входное сопротивление осциллографа оставалось неизменным как при работе без делителя, так и при работе с ним. В этом случае делитель не увеличивает входное сопротивление осциллографа, но все же уменьшает входную емкость.

#### 4.4.6. Установка точной компенсации делителя

Конструкция стандартного щупа с делителем 1:10 современного осциллографа представлена на рис. 4.33. Для подключения делителя к нужному месту испытываемой схемы используется миниатюрный крючок, обнажаемый при помощи отжима. На корпусе делителя имеется миниатюрный переключатель – движок, который отключает делитель в положении 1:1 или включает его в положении 1:10.

В конце провода у разъема подключения ко входу осциллографа имеется подстроечный конденсатор переменной емкости – *триммер*. Им и устанавливается *компенсация* (с помощью маленькой отвертки) – см. рис. 4.34. Для подстройки компенсации обычно пользуются

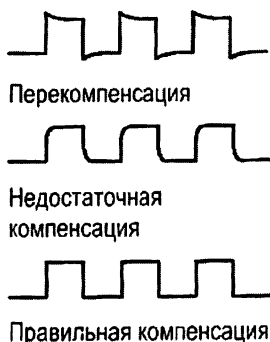


Рис. 4.34. Осциллограммы меандра при различной степени компенсации делителя осциллографического пробника

сигналом калибратора, выдающего симметричные прямоугольные импульсы – меандр.

Напротив, если емкость  $C_1$  выше нужной для компенсации, будут наблюдаться осциллограммы, показанные на рис. 4.34а. При этом коэффициент передачи пробника растет с ростом частоты, и наблюдаются заметные выбросы на фронтах импульсов и спад их вершины. В данном случае преобладает дифференцирование импульсного сигнала. Кстати, к такого рода искажениям низкочастотных импульсов ведет и применение разделительной  $RC$ -цепи на входе осциллографа, применяемой для отсева постоынной составляющей сигналов.

Если емкость  $C_1$  меньше заданной из условия компенсации, то будет иметь место недокомпенсация искажений делителя. При этом коэффициент передачи пробника падает с ростом частоты и осциллограммы меандра имеют характерные подъемы вершины – рис. 4.34б. В этом случае преобладает интегрирование сигнала.

Правильная установка триммера позволяет наблюдать прямоугольные импульсы калибратора практически без искажений – рис. 4.34в. Допустимы очень небольшие выбросы на фронтах, но вершины импульсов должны быть строго горизонтальными.

Еще раз уместно напомнить, что на практике нужна точная компенсация делителей и форма меандра должна быть почти идеальной – как на рис. 4.28, на котором показана реальная осциллограмма сигнала калибратора. При неточной компенсации возможны заметные искажения формы импульсов, причем не только меандра.

#### 4.4.7. Работа с разверткой и ее синхронизация

Осциллограммы на экране осциллографа получаются как результат развертки сигналов во времени. Для этого служит генератор пилообразных импульсов, называемый генератором развертки осциллографа – иногда просто разверткой. Он может работать в различных режимах работы, переключаемых с помощью переключателя режимов работы развертки MODE (не путать с MODE в тракте вертикального отклонения). Например, в осциллографе ОСУ20 этот переключатель имеет следующие позиции:

- AUTO – автоколебательный режим, при котором луч (лучи) есть на экране даже в отсутствие сигнала синхронизации;
- NORM – ждущий режим, когда развертка срабатывает от однократного или повторяющегося импульса синхронизации;
- TV-V – запуск развертки телевизионным сигналом кадров;
- TC-H – запуск развертки телевизионным сигналом строк.

В автоколебательный режим развертка переводится для начального поиска сигнала или при исследовании периодически повторяющихся сигналов. В этом случае даже при отсутствии сигналов на экране виден один луч или два луча в двухканальном осциллографе. У некоторых осциллографов нет позиции AUTO, а переход в автоколебательный режим возможен с помощью ручки чувствительности развертки к запуску (TRIG LEVEL – уровень запуска триггера развертки). Эта ручка позволяет изменять стартовую точку запуска – на рис. 4.35 это показано на примере синусоидального сигнала, фаза которого меняется при изменении уровня запуска развертки.

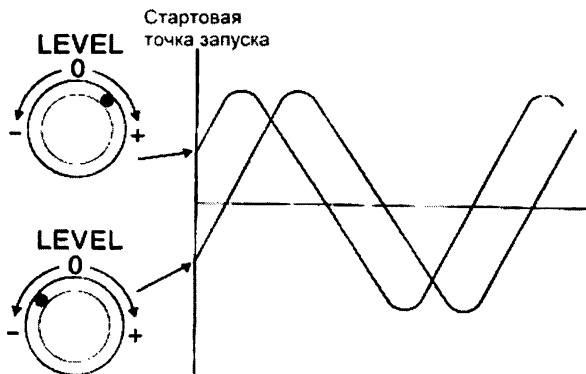


Рис. 4.35. Изменение уровня запуска развертки при синусоидальном сигнале



Действие ручки TRIG LEVEL при просмотре прямоугольных импульсов показано на рис. 4.36. Здесь особенно важно отметить роль полярности запуска – ее изменение позволяет производить запуск развертки нарастающей или спадающей частями импульса (или его передним и задним фронтами). Для переключения этого служит кнопка **SLOPE**, имеющая позиции (+) и (-) для запуска нарастающим и спадающим изменениями сигнала запуска.

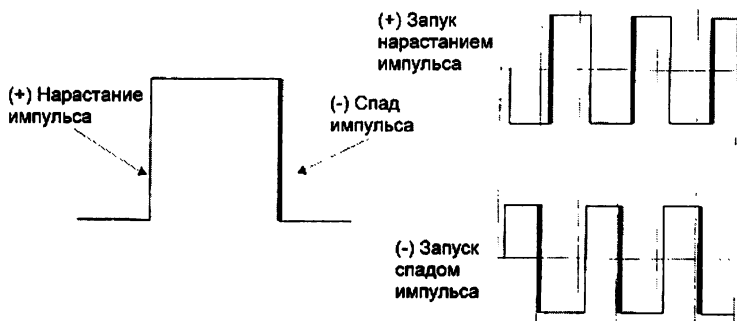


Рис. 4.36. Влияние полярности запуска развертки при просмотре прямоугольных импульсов

Для установки длительности развертки служит переключатель, содержащий ряд позиций. Для каждой позиции указывается длительность развертки, например 1 мкс/дел, 2 мкс/дел, 5 мкс/дел и т. д. (по правилу 1, 2, 5). Число позиций зависит от типа осциллографа. Например, у осциллографа ОСУ20 это позиции от 0,2 мкс/дел до 2 с/дел.

Некоторые осциллографы, например ОСУ20, имеют дополнительно переключатель растяжки развертки в 10 раз, переключатель CALL-VAR установки калиброванных и плавно изменяемых длительностей развертки и ручку плавного изменения длительности развертки VARIABLE (работает в положении переключателя VAR).

Следует отметить, что при использовании растяжки развертки ее длина увеличивается в 10 раз, но на экране видна только примерно 1/10 часть сигнала. С помощью ручки перемещения луча по горизонтали  $\leftrightarrow$  можно перемещать область просмотра по всему лучу, то есть в простейшем виде осуществлять функцию «лупы времени».

Некоторые типы довольно дорогих осциллографов имеют два генератора развертки. Один А используется как основной и создает обзорное изображение исследуемого процесса. Другой генератор более быстрой задержки Б запускается с любого места основной разверт-

ки, которое может перемещаться плавно специальной ручкой сдвига. Таким образом, на отдельном канале можно наблюдать небольшой участок осциллограммы. На основной осциллограмме он обычно подсвечивается и имеет более яркий вид. Так реализуется полноценная «лупа времени».

У некоторых современных аналогово-цифровых и цифровых осциллографов возможна запись сигналов в память большого размера. Видимое изображение составляет лишь малую часть развертки сигнала во времени, соответствующую так называемому *окну просмотра*. Перемещение окна просмотра по записи сигнала осуществляется специальной (нередко многооборотной) ручкой, но у большинства дешевых осциллографов ее функции объединены с функциями ручки смещения луча по горизонтали.

Для выбора источника запуска и синхронизации развертки у осциллографов имеется специальный переключатель – Trigger Source у осциллографа OCU20. Последний имеет следующие позиции:

- VERT (DUAL ALT) – в одноканальном режиме синхронизация от канала 2, в двухканальном поочередно с канала 1 и канала 2;
- CH1 – синхронизация от канала 1;
- EXT – синхронизация от внешнего источника (вход EXT TRIG IN);
- LINE – синхронизация от сети.

В двух первых положениях переключателя синхронизация осуществляется исследуемыми сигналами. Однако при изменении параметров сигналов приходится подстраивать синхронизации. Кроме того, у простых осциллографов линия задержки в каналах вертикального отклонения часто отсутствует, поэтому наблюдать передний фронт импульсных сигналов полноценно не удастся – часть фронта обрезается из-за задержки запуска развертки. В таких условиях удобно пользоваться внешней синхронизацией. Наконец, при исследовании электротехнических устройств полезна синхронизация от сети переменного тока – позиция переключателя LINE.

## 4.5. Основные осциллографические измерения сигналов

### 4.5.1. Измерение амплитуды и уровней сигнала

Измерение параметров сигнала – одно из самых известных применений аналогового осциллографа. Наличие калиброванных коэффициентов для чувствительности по оси Y позволяет легко проводить

амплитудные измерения (рис. 4.37). Нетрудно заметить, что двойной размах осциллограммы составляет 4 больших деления. Если чувствительность осциллографа равна 1 В/дел, то это значит, что двойной размах синусоидального напряжения равен 4 В. Следовательно, амплитуда синусоидального напряжения равна 2 В, а его эффективное значение  $2 \cdot 0,707 = 1,414$  В.

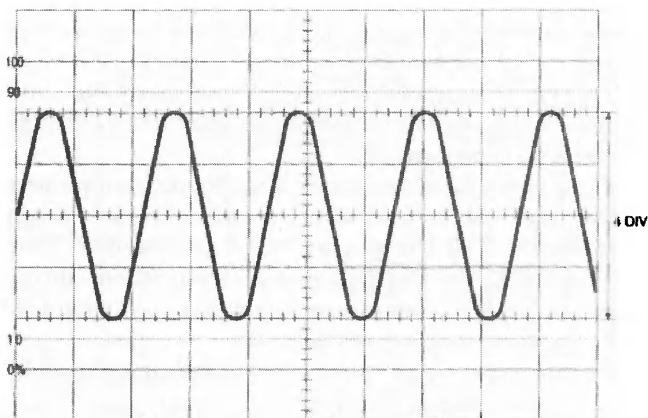


Рис. 4.37. Измерение двойного размаха синусоидального напряжения

Для амплитудных измерений импульсных сигналов (рис. 4.38) надо наметить нулевую линию (REFERENCE LINE) и отсчитывать уровни сигнала относительно нее. Эта линия не обязательно должна совпадать с центральной линией масштабной сетки. Например, за нулевую линию отсчета на рис. 4.38 взята первая линия. Высота импульса в этом случае составляет 5 делений. Умножив это значение на коэффициент отклонения луча по оси Y, можно вычислить амплитуду импульса. Аналогично можно оценить уровни полков импульса.

На рис. 4.39 показано измерение времени задержки между двумя синусоидальными сигналами. Смысл измерений очевиден.

На рис. 4.40 показан пример вычисления времени нарастания RISE TIME сигнала с выхода ограничителя синусоидального напряжения. Время нарастания оценивается как время, за которое сигнал нарастает от 10% уровня от полного размаха до 90% уровня. Время спада можно оценить как время спада напряжения от уровня 90% от полного размаха до 10% от полного размаха.

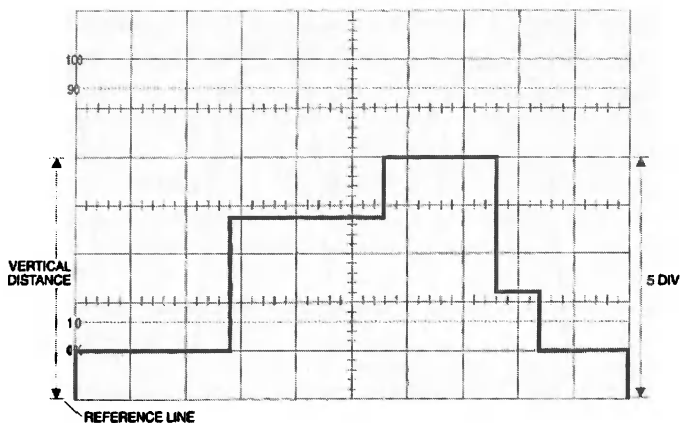


Рис. 4.38. Пример амплитудных измерений для импульсного сигнала

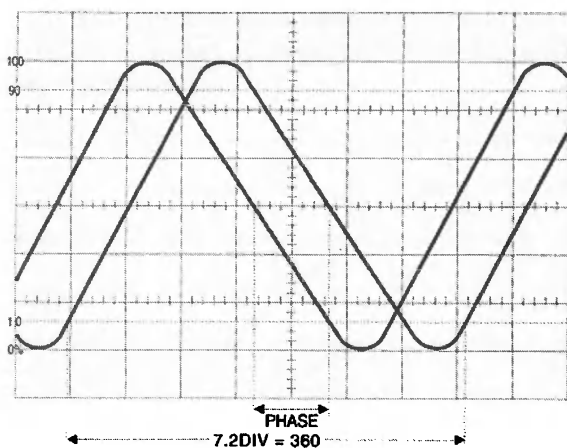


Рис. 4.39. Измерение времени задержки между двумя синусоидальными сигналами

Аналогичным образом оцениваются времена нарастания и спада импульсных сигналов. Для этого плавной установкой чувствительности добиваются размаха напряжения, при котором нижний и верхний уровни соответствуют линиям 0% и 100%, затем осциллограмму смещают по горизонтали так, чтобы было удобно измерить время на уровнях 10% и 90%. Пример измерения времени нарастания импульсного перепада таким методом представлен на рис. 4.41.

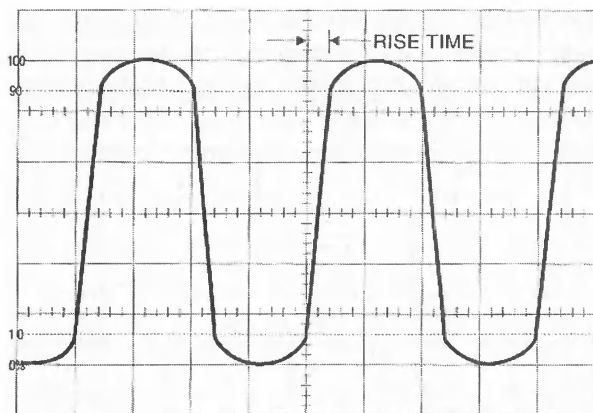


Рис. 4.40. Определение времени нарастания сигнала с выхода ограничителя

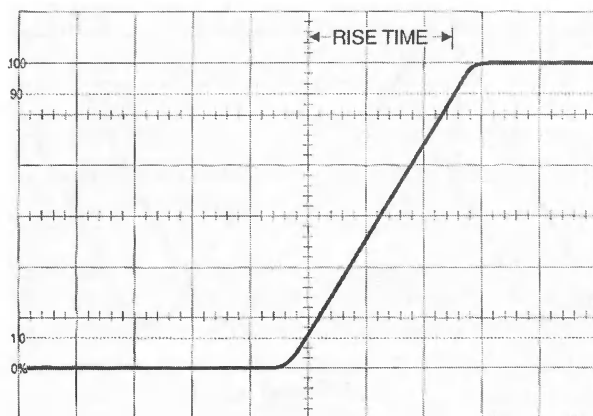


Рис. 4.41. Пример измерения времени нарастания импульсного перепада

## 4.5.2. Измерение сдвига фазы сигналов по их временному сдвигу

Для измерения фазы синусоидального сигнала необходима точка отсчета его начала. Поскольку она, как правило, неизвестна, то принято говорить об измерении сдвига фаз между двумя одинаковыми синусоидальными сигналами. Если один сигнал сдвинут относительно

другого на период  $T$ , то это означает сдвиг фаз на угол  $2\pi$  радиан, или на  $360^\circ$ . На рис. 4.39 период колебаний занимает 7,2 дел.

Для определения сдвига фаз двух сигналов надо подать их на входы каналов CH1 и CH2 осциллографа и добиться равенства их амплитуд и положений по вертикали. На рис. 4.39 разность фаз определена длиной отрезка PHASE. Поделив ее на 7,2 деления и умножив результат на  $360^\circ$ , получим искомый фазовый сдвиг в градусах, а умножив на  $2\pi$ , получим фазовый сдвиг в радианах.

### 4.5.3. Измерение фазового сдвига с помощью фигур Лиссажу

Некоторые осциллографы имеют режим X–Y, то есть позволяют строить параметрические кривые, полученные подачей двух сигналов на входы каналов X и Y. При синусоидальных сигналах их обычно называют *фигурами Лиссажу* (рис. 4.42). Фазовый сдвиг определяется как  $\varphi = \sin^{-1}(A/B)$ . Строго говоря, этот результат относится только к первому квадранту, так что каждому значению фазового сдвига соответствуют еще 3 значения.

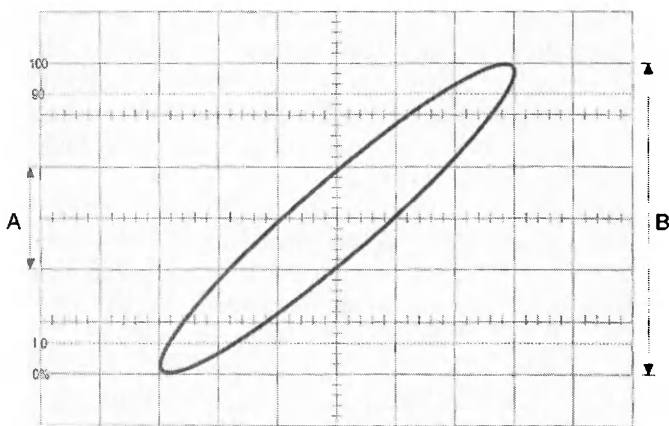


Рис. 4.42. К измерению фазового сдвига двух синусоидальных сигналов

На рис. 4.43 показан вид фигур Лиссажу для нескольких значений фазового сдвига. Эти фигуры позволяют судить о точности описанного метода измерения разности фаз. Разумеется, в наше время кажется куда проще измерить фазы с помощью специального прибора – фа-

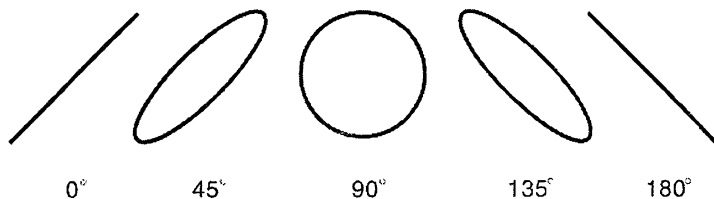


Рис. 4.43. Фигуры Лиссажу для двух синусоидальных сигналов с одинаковой частотой и разной фазой

зометра. Однако это куда более редкий прибор, чем осциллограф, который всегда под рукой. Впрочем, измерение фазы ныне есть даже у некоторых мультиметров.

#### 4.5.4. Сравнение частот с помощью фигур Лиссажу

Фигуры Лиссажу можно использовать и для сравнения частот двух сигналов. В наше время частоту сигнала довольно просто и точно можно измерить с помощью цифрового частотомера или даже мультиметра. Однако если их нет, то несложно измерить частоту сигнала путем сравнения ее с частотой опорного генератора. Несмотря на примитивность этого метода, он находит широкое применение для сравнения частот различных генераторов (даже кварцевых) с частотами высокостабильных сигналов эталонов частоты. Такие сигналы передаются, в частности, по радио.

Если фигура неподвижна и имеет вид эллипса (возможно, искаженного), то это означает точное равенство частот сигналов. Если фигура делает 1 оборот в секунду, то это означает расхождение частот на 1 Гц, а если за 100 секунд, то расхождение составит 0,01 Гц. Таким образом, данный метод позволяет с высокой точностью оценивать малые расхождения частот. Именно поэтому он рекомендуется для сравнения частот высокостабильных по частоте сигналов.

Если вращающаяся фигура напоминает цифру 8 или знак  $\infty$ , то частоты сигналов различаются в два раза. На рис. 4.45 показаны фигуры Лиссажу для кратных частот сигналов, определяемых соотношением:

$$\frac{f_x}{f_y} = \frac{m}{n}, \quad (4.33)$$

где  $m$  и  $n$  – целые числа.

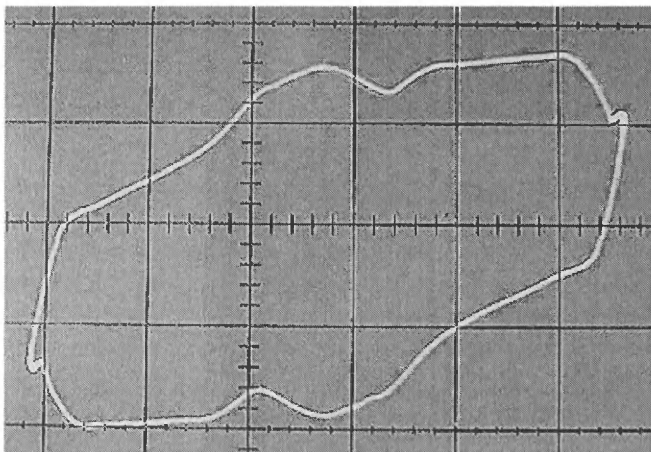


Рис. 4.45. Фигуры Лиссажу при сравнении кратных частот

#### 4.5.5. Осциллограф в роли характериографа

Работа многих высокоскоростных устройств (например, на диодах, кремниевых стабилитронах, туннельных диодах и т. д.) основана на использовании специфических особенностей их вольт-амперных характеристик. Осциллограф вместе с генератором синусоидального напряжения нетрудно превратить в *характериограф* – прибор для снятия вольт-амперных характеристик различных нелинейных приборов, например варисторов, диодов, кремниевых стабилитронов и т. д. Простейшая схема характериографа на базе осциллографа ОСУ20 и звукового генератора ГЗ-111 представлена на рис. 4.46.

Ограничивающий резистор  $R_{огр} = 16$  кОм задает через испытуемое устройство ИУ ток, амплитуда которого ограничена. Этот ток контролируется осциллографом по падению напряжения на измерительном резисторе  $R_{изм} = 100$  Ом. Для этого напряжение с этого резистора подается на вход усилителя канала Y. Напряжение с ИУ подается на вход X осциллографа.

Если в качестве испытуемого прибора ИУ применить кремниевый стабилитрон КС156А, то, помимо роста прямого тока, при малом напряжении на диоде (примерно 0,8 В) будет наблюдаться и рост тока в обратном направлении, связанный с электрическим пробоем такого диода, – рис. 4.47. Нетрудно заметить, что пробой в обратном направлении у этого диода выражен менее резко, чем отпирание диода в пря-



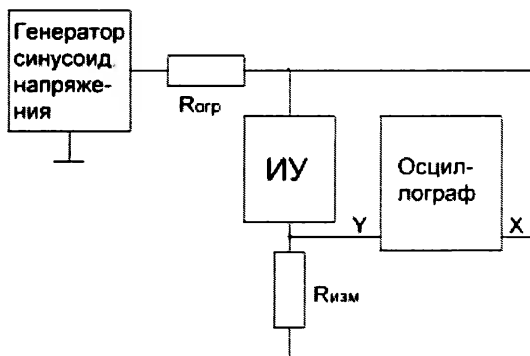


Рис. 4.46. Схема простейшего характериографа для снятия вольт-амперных характеристик двухполюсников

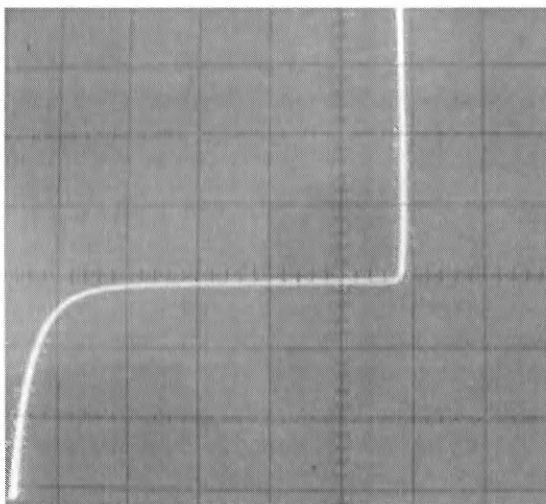


Рис. 4.47. Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона

мом направлении. ВАХ кремниевого стабилитрона, как и ВАХ диода, имеют вид, хорошо соответствующий виду теоретических расчетных ВАХ этих приборов.

С помощью характериографа можно снимать характеристики с других приборов, например резисторов, варисторов, туннельных диодов и т. д. На основе этого принципа строятся специальные ха-

рактиографы, позволяющие снимать не только одну кривую, но и семейства ВАХ таких приборов, как биполярные и полевые транзисторы.

### 4.5.6. Курсорные измерения

Большинство современных осциллографов среднего и высокого класса имеют так называемые *курсорные измерения*. Необходимость их введения была обусловлена сложностью обычных осциллографических измерений и их низкой точностью. Она обусловлена рядом факторов: параллаксом из-за удаления масштабной сетки от слоя ЭЛТ с люминофором, крутизной экрана, низкой точностью, оценкой положения осциллограмм относительно масштабной сетки на глазок и т. д. В связи с этим погрешность обычных осциллографических измерений очень редко бывает меньше 5%.

Курсорные измерения выполняются с помощью специальных прямых линий – курсоров, которые создаются на экране ЭЛТ осциллографа. С помощью ручек управления курсорами эти линии могут плавно перемещаться по экрану – рис. 4.48. Обычно создаются две пары курсоров – горизонтальные для измерения напряжений (уровней) сигнала и вертикальные для измерения временных интервалов. Курсорные измерения обычно проводятся при неподвижной осциллограмме, причем каждый курсор перемещается своей ручкой управления.

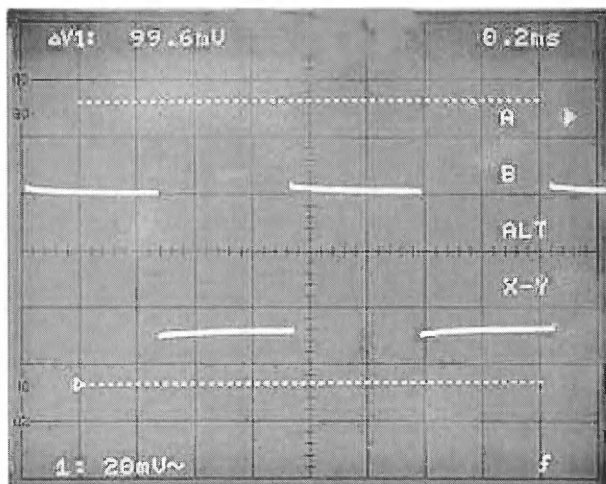


Рис. 4.48. Экран осциллографа с горизонтальными курсорами

Наиболее удобно курсорные измерения реализованы в аналого-цифровых и цифровых осциллографах, у которых данные о положении каждого курсора в виде чисел указываются на экране дисплея, чаще всего у одной из его сторон – рис. 4.48. При этом они автоматически пересчитываются в уровни напряжений или длительности разверток. Нередко могут автоматически вычисляться максимальные отклонения (амплитуды), разности значений уровня или времени и иные параметры сигналов. Кроме того, заметно повышается точность фиксации курсором того или иного уровня отсчета напряжений или времени.

На рис. 4.49 дан пример курсорных измерений периода прямоугольных импульсов. Один из вертикальных курсоров установлен на задний фронт импульсов одного из периодов, а второй – на задний фронт следующего периода. Таким образом, на осциллограмме выделен один из периодов. На экране отображены время (разность времен двух курсоров) и вычисленная частота как величина, обратная периоду колебаний.

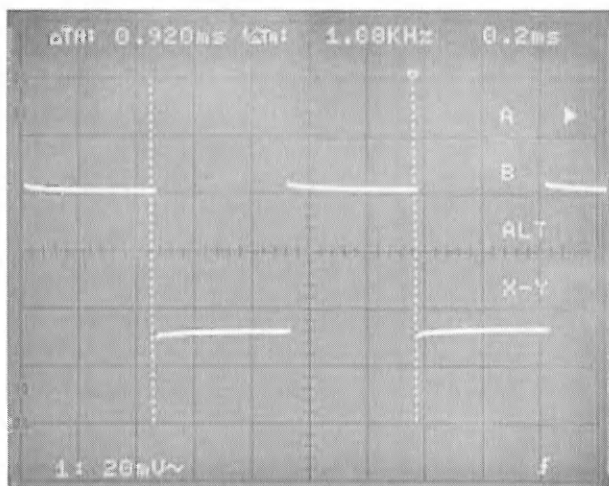


Рис. 4.49. Пример курсорного измерения периода колебаний

Ожидать чудес от курсорных измерений в части повышения их точности не стоит. Такие факторы, как нелинейность усилителей или развертки и неточность их калибровки, остаются. Да и точность совмещения курсоров с нужными точками осциллограммы тоже не

очень высока. Тем не менее курсорные измерения позволяют уменьшить погрешность вычислений с 4–10% у обычных осциллографов до 2–4%.

## **4.6. Наблюдение высокоскоростных процессов аналоговыми осциллографами**

### **4.6.1. Проверка переходной характеристики осциллографа**

Если осциллограф используется в научной работе или при точных измерениях, то его временные и частотные параметры должны быть достаточно точно измерены и, по возможности, откалиброваны. К сожалению, это требует применения специальных приборов и методик и зачастую возможно только в специализированных измерительных лабораториях.

В России до сих пор действует ГОСТ 8.311–78 «ГСИ. Осциллографы электронно-лучевые. Методы и средства поверки», который был разработан более четверти века тому назад и ныне безнадежно устарел. Тем не менее проверка обычно осуществляется по нему. Проверка коэффициентов чувствительности для современных осциллографов с усилителями постоянного тока рекомендуется на постоянном токе, но возможна и с помощью генераторов импульсов – калибраторов, вырабатывающих меандр на частоте 1 кГц. Имеющиеся в России старые калибраторы ПХ типа И1-11, И1-14, И1-15 и И1-12 полноценной проверки современных широкополосных аналоговых и цифровых осциллографов не обеспечивают. Эти приборы были описаны в предшествующей главе.

Для измерения времени нарастания и установления переходных характеристик современных осциллографов нужны специальные генераторы испытательных импульсов со временем нарастания в доли наносекунды. Один из таких простых приборов HZ60-3 с названием Scope Tester (осциллографический тестер) выпускается фирмой NAMEG. Его внешний вид показан на рис. 4.50.

Этот очень простой прибор с батарейным питанием имеет следующие технические характеристики:

- семь высокостабильных кварцованных частот для калибровки разверток: 1–10–100 Гц, 1–10–100 КГц и 1 МГц;

- калиброванные постоянные напряжения;
- выход импульсов с временем нарастания менее 1 нс;
- три уровня напряжений: 25 мВ на нагрузке 50 Ом, 0,25 В и 2,5 В;
- работа от батарей – 4×1,5 В (элементы АА);
- три высокоэкономичные интегральные микросхемы;
- размеры: 125×80×42 мм.

Для проверки переходной характеристики осциллографа достаточно подать на него импульсный сигнал от тестера и установками синхронизации и развертки добиться наблюдения фронта импульса – рис. 4.51. Время нарастания переходной характеристики определяется как время, отсчитанное на уровнях роста напряжения от 0,1 до 0,9 от амплитуды импульса, видимого на экране.

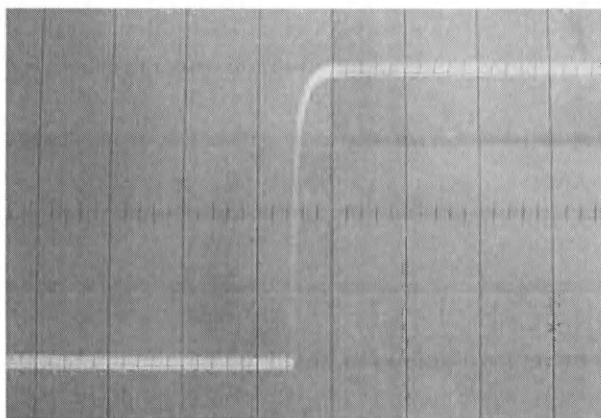


Рис. 4.51. Наблюдение фронта импульса от тестера

Даже с помощью специального прибора измерение временных параметров широкополосных аналоговых осциллографов связано с большими проблемами. Такие измерения приходится выполнять на самых коротких развертках, но даже в этом случае развернуть фронт импульса на значительную часть экрана удастся далеко не всегда. Кроме того, надо обеспечить время нарастания испытательного импульса  $t_{\text{фи}} \ll t_{\text{фо}}$ , где  $t_{\text{фо}}$  – время нарастания осциллографа. Поскольку  $t_{\text{фо}} = 0,35f_{\text{в}}$ , то уже для 350 МГц осциллографа имеем  $t_{\text{фо}} = 1$  нс, то есть для испытания такого осциллографа нужны испытательные импульсы со временем нарастания заметно меньше 1 нс. Если по осцил-

лограмме определить  $t_{\text{осц}}$ , то время нарастания осциллографа можно оценить как

$$t_{\text{ф0}} = \sqrt{t_{\text{осц}}^2 - t_{\text{фи}}^2}. \quad (4.34)$$

Например, если  $t_{\text{осц}} = 2$  нс, а  $t_{\text{фи}} = 1$  нс, то  $t_{\text{ф0}} = 1,73$  нс.

#### 4.6.2. Проверка частотной характеристики осциллографа

Измерение АЧХ-каналов вертикального (иногда и горизонтального) отклонения осциллографов выполняется подачей на вход синусоидального сигнала с рядом частот и постоянной амплитудой. При этом вычисляется амплитуда этого сигнала по осциллограмме и строится график АЧХ. Верхняя частота среза осциллографа определяется как частота синусоидального сигнала, на которой его измеренная амплитуда падает до уровня 0,7 (–3 дБ) от уровня синусоиды на низкой частоте – обычно 1 кГц. Обычно АЧХ осциллографа соответствует АЧХ НЧ-фильтра Гаусса. Как известно, такая АЧХ дает переходную характеристику без выброса. Но из-за наличия в усилителе  $Y$  корректирующих цепей и паразитных индуктивностей у пластин трубки нередко АЧХ отклоняется от гауссовской, что ведет к появлению выброса и даже его колебательному характеру.

Схема для снятия АЧХ осциллографов представлена на рис. 4.52. Сигнал от генератора синусоидальных колебаний подается на вход тройника. С одного его выхода сигнал подается на вход осциллографа, с другого – на контрольный ВЧ-вольтметр. С его помощью конт-

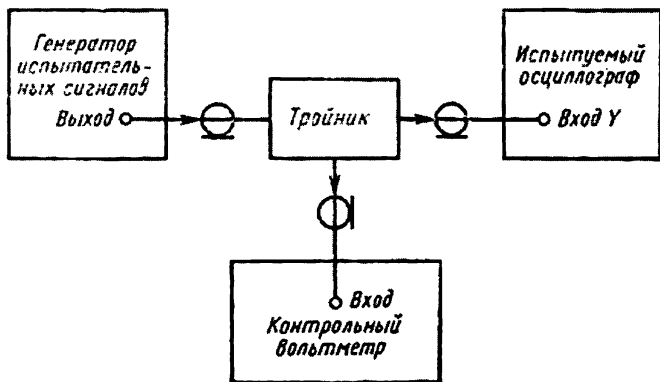


Рис. 4.52. Измерительная схема для снятия АЧХ осциллографа

ролируется постоянство амплитуды синусоидального напряжения, подаваемого на осциллограф. Желательно, чтобы при измерениях размер осциллограммы по вертикали составлял 60–80% от полного размера экрана по вертикали.

Подключение широкополосного вольтметра (или милливольтметра) нужно, если генератор имеет не очень стабильный уровень выходного сигнала. Наиболее подходящим для этой цели является широкополосный милливольтметр АКТАКОМ АВМ-7070 с полосой частот измеряемого сигнала от 20 кГц до 1 ГГц и диапазоном измеряемых напряжений от 0,8 мВ до 10 В (–50...+33 дБ). Погрешность измерения  $\pm 3$  дБ. Прибор имеет большой стрелочный индикатор – рис. 4.53.

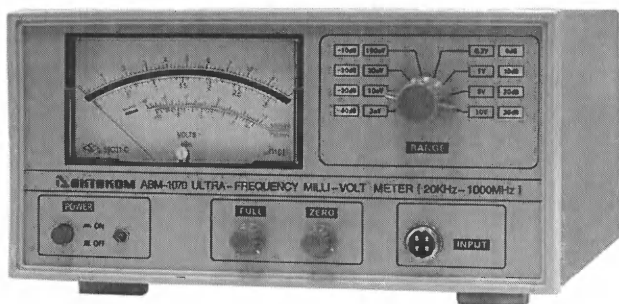


Рис. 4.53. Ультравысокочастотный милливольтметр АВМ-1070

Для проведения измерений можно использовать различные генераторы, описанные в главе 1. Их диапазоны частот намного шире, чем у аналоговых осциллографов, поэтому найти подходящий тип генератора несложно. Единственным ограничением может оказаться высокая стоимость генераторов. Многие современные генераторы имеют режим качания частоты и позволяют наблюдать АЧХ осциллографа прямо на его экране за счет автоматического измерения частоты от десятков-сотен герц до частот выше предельной частоты исследуемых сигналов у тестируемого осциллографа.

### 4.6.3. Подключение осциллографа к источникам сигналов

Источниками сигналов для осциллографов могут быть как специальные генераторы (НЧ, ВЧ, функциональные и т. д.), так и исследуемые устройства на интегральных микросхемах и дискретных компонен-

тах. При работе со специальными генераторами подключение к ним осциллографа, как правило, осуществляется с помощью специальных кабелей. Тут нужно соблюдать следующие правила:

- использовать кабели со стандартным волновым сопротивлением (в осциллографической технике 50 Ом, а в телевизионной 75 Ом);
- применять коаксиальные согласованные делители (50 или 75-омные);
- использовать только кабели, гарантированно предназначенные для данного осциллографа;
- при необходимости использовать специальные коаксиальные переходники, например переходник со входным сопротивлением 75 Ом и выходом на 50 Ом для подключения к осциллографу 75-омных выводов телевизионных сигналов;
- применять по возможности наиболее короткие кабели из имеющихся;
- если есть возможность откалибровать тракт измерений с помощью генератора тестовых прямоугольных импульсов с малым временем нарастания и спада.

Двухканальные аналоговые осциллографы позволяют наблюдать сразу два сигнала. Например, на рис. 4.54 показан амплитудно-модулированный сигнал (снизу) и модулирующий сигнал (сверху). Качественное наблюдение АМ-сигналов является одним из важных преимуществ аналоговых осциллографов.

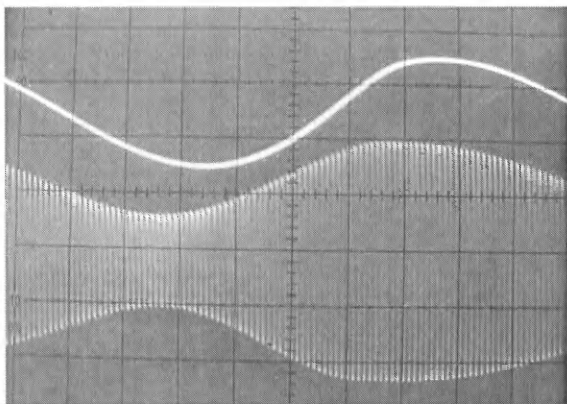


Рис. 4.54. Осциллограммы АМ-сигнала (снизу) и модулирующего сигнала (сверху)



Двухканальные осциллографы полезны также при исследовании переходных процессов в четырехполюсниках, например таких, как показанный на рис. 4.55.

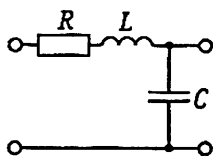


Рис. 4.55. Четырехполюсник в виде RLC-схемы

На рис. 4.56 показаны реальные осциллограммы сигналов на входе и на выходе четырехполюсника ( $R$  и  $L$  – обмотка трансформатора,  $C = 10$  пФ). Сигнал на вход (прямоугольные импульсы с частотой) подавался от генератора с выходным сопротивлением 50 Ом. Обратите внимание, что сигнал на входе не является идеальным – на нем отчетливо заметна наложенная компонента выходного сигнала – говорят, что выходной сигнал просачивается на вход. Это следствие конечного сопротивления генератора импульсов.

Особенно часто осциллографы используются для просмотра сигналов на выводах транзисторов и интегральных микросхем. Для

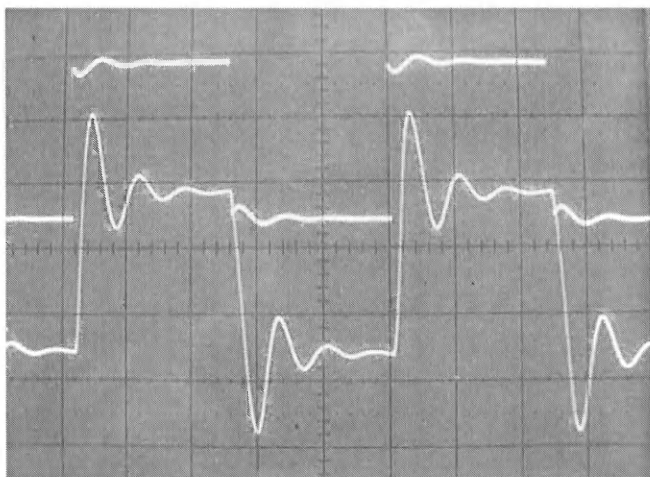


Рис. 4.56. Осциллограммы импульсов на входе и на выходе четырехполюсника

этого может использоваться стандартная конструкция осциллографического пробника с насадкой в виде жесткого крючка – рис. 4.57. Земляной зажим 1 с крокодилом 2 следует подключать достаточно близко к микросхеме 3, сигналы на выводах которой предполагается исследовать. Как видно по рис. 4.57, хотя крючок вполне устойчиво цепляется за выход сравнительно большой (по размеру) микросхемы, есть риск замыкания вывода с ним с соседними выводами.

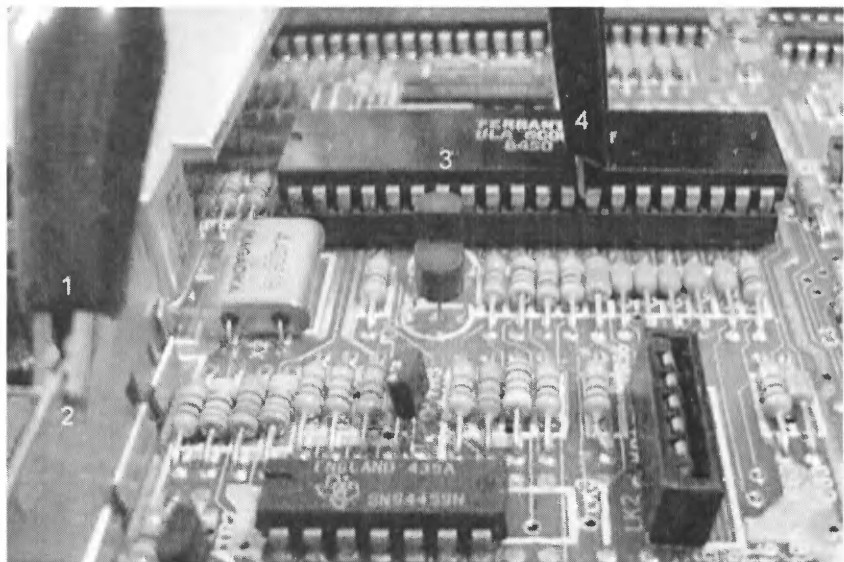


Рис. 4.57. Подключение осциллографического пробника к выводу микросхемы с помощью крючка

Если крепление пробника на выводе микросхемы необязательно, то более удобным является подключение с помощью иглового наконечника пробника – рис. 4.58. Для доступа к игле достаточно снять с пробника насадку с крючком. Заодно это, как и предельное укорочение земляного вывода, гарантирует минимальные искажения на высоких частотах и отсутствие звона при осциллографии импульсов с фронтами малой длительности (примерно от 10 нс и менее).

Но и в этом случае при неаккуратной работе возможно замыкание выводов микросхемы. Поэтому в состав аксессуаров пробника входит простой пластмассовый наконечник с двумя язычками, создающими изолированную прослойку между основным выводом, к которому

подводится игла, и соседними выводами. Подключение пробника к выводу микросхемы с такой насадкой показано на рис. 4.59.

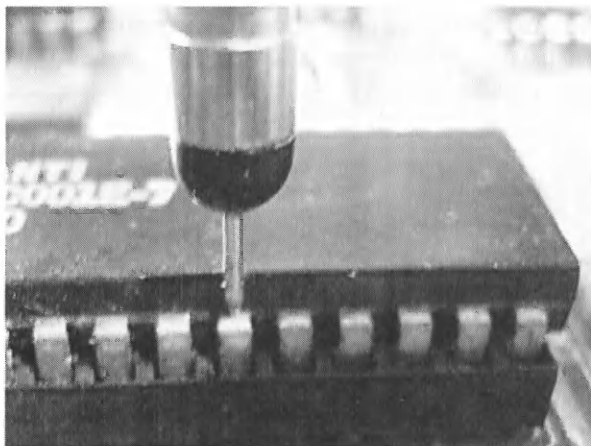


Рис. 4.58. Подключение осциллографического пробника к выводу микросхемы с помощью иглы

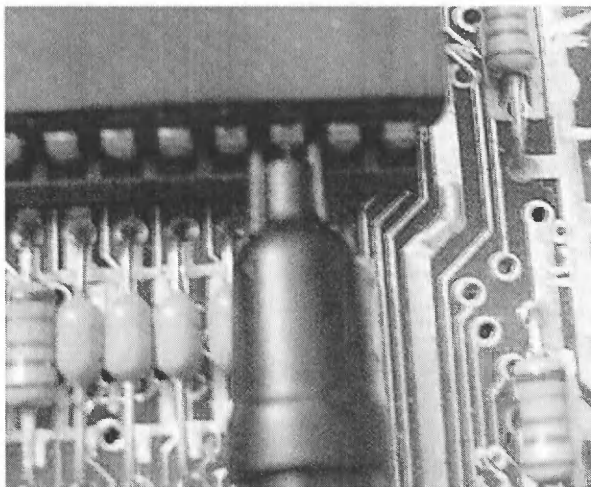


Рис. 4.59. Подключение осциллографического пробника к выводу микросхемы с помощью иглы с наконечником для изоляции от соседних выводов

Иногда возникает необходимость в подключении стандартного пробника к коаксиальному разъему. Для этого в состав аксессуаров пробника включен специальный переходник – рис. 4.60. На рис. 4.61 показан щуп пробника с надетым на него коаксиальным переходником.

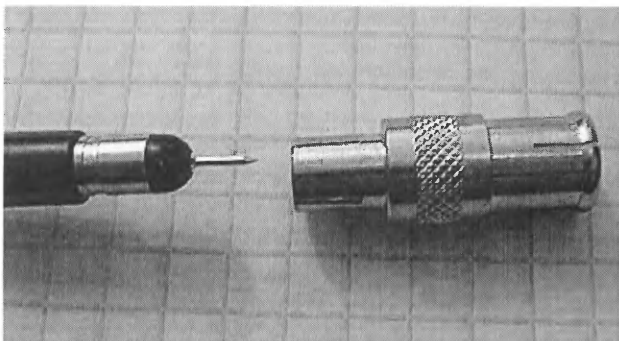


Рис. 4.60. Коаксиальный переходник для подключения к осциллографическому пробнику

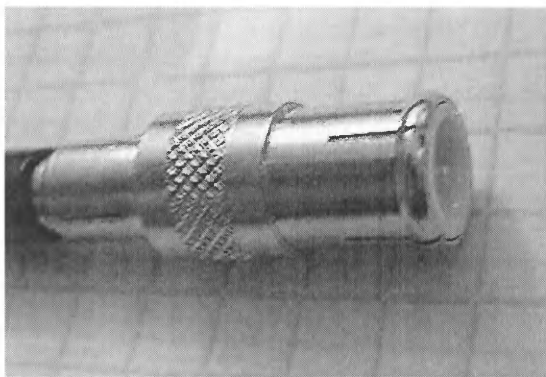


Рис. 4.61. Щуп пробника с коаксиальным переходником

#### 4.6.4. Влияние провода заземления пробника

При исследовании импульсных сигналов с малым временем нарастания и спада большое значение имеет учет сравнительно длинного провода земли. Прямой провод с длиной  $l$  и диаметром  $d$  имеет индуктивность  $L$  (нГ), вычисляемую из формулы

$$L = 2l(2,803 \lg(4L/d) - 1).$$

Даже для провода с длиной 1 см и диаметром 0,05 см индуктивность имеет порядок десятка наногенри, и ее необходимо учитывать при осциллографировании импульсов с наносекундными (и тем более субнаносекундными) длительностями фронтов. Между тем длина земляного провода у многих пробников достигает 10–15 см, а индуктивность возрастает до 100 нГ и более, если земляной провод образует кольцо или часть кольца.

Характер этого влияния поясняет схема, показанная на рис. 4.62. А в положении делителя 1/1 затухающие колебания пропали, но явно заметно значительное возрастание постоянной времени системы «пробник–осциллограф». В результате вместо меандра наблюдаются пилообразные импульсы с экспоненциальными нарастанием и спадом.

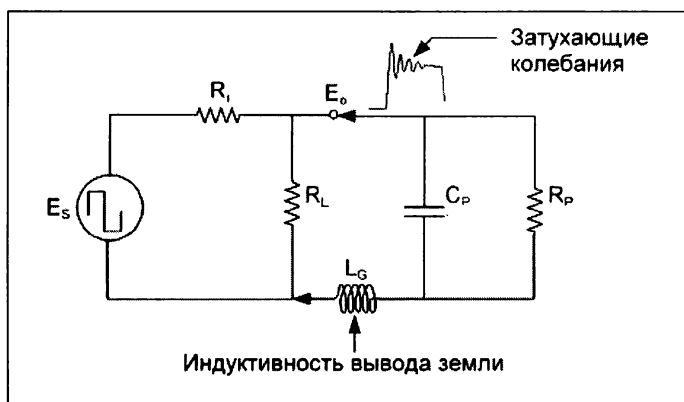


Рис. 4.62. Схема включения пробника к нагрузке  $R_L$

Приведем типовые данные схемы рис. 4.62: внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_i = 50$  Ом, сопротивление нагрузки  $R_L \gg R_p$ , входное сопротивление пробника  $R_p = 10$  МОм, входная емкость пробника  $C_p = 15$  пФ. При таких данных элементах схемы она вырождается в последовательный колебательный контур, содержащий сопротивление  $R \approx R_p$ , индуктивность земляного провода  $L \approx L_G$  (порядка 100–120 нГ) и емкость  $C \approx C_p$ .

Если на вход такого контура подать идеальный перепад напряжения  $E$ , то временная зависимость напряжения на  $C$  (и входе осциллографа) будет иметь вид:

$$u(t) = E \left[ 1 - e^{-\omega} \left( \frac{\alpha}{\delta} \sin(\delta t) + \cos(\delta t) \right) \right], \quad (4.35)$$

где

$$\alpha = R/2L$$

и

$$\delta = (1/LC - R^2/4L^2)^{1/2}.$$

Расчеты показывают, что эта зависимость может иметь значительный выброс при больших  $L$  и малых  $R$ . При  $\alpha/\delta = 1$  этот выброс составляет не более 4% от амплитуды перепада, что является вполне удовлетворительным показателем. Для этого величину  $L = L_c$  надо выбирать равной

$$L = \frac{CR^2}{2}. \quad (4.36)$$

Например, если  $C = 15$  пФ и  $R = 50$  Ом, то  $L = 19$  нГ. Для уменьшения  $L$  до такой величины (с типовой порядка 100–120 нГ для земляного провода длиной 10 см) надо укоротить земляной (возможно, и сигнальный) провод до длины менее 2 см. Для этого следует снять насадку с головки пробника и отказаться от использования стандартного земляного провода. Начало пробника в этом случае будет представлено контактной иглой и цилиндрической земляной полоской (рис. 4.58 слева) с малой индуктивностью. Некоторые пробники снабжаются съёмным проводом заземления, и он дается в двух вариантах – длинном с «крокодилом» и коротким (гибким или жестким).

#### 4.6.5. Время нарастания системы пробник–осциллограф

Большинство осциллографов комплектуется своими щупами-пробниками. Но есть и выпускаемые промышленностью достаточно универсальные пробники. Например, к ним относится серия пробников (щупов) НР – выпускаются на диапазон частот от 0 до 60/100/150/250/350/500 МГц и имеют коэффициент деления 1:10, максимальное входное напряжение до 600 В (у НР-9258 до 1200 В при коэффициенте деления 100:1). Длина кабеля у пробников 1,4 м, вес пробников 90 г. Вид одного из пробников этой серии был показан на рис. 4.30.

Важными параметрами системы пробник–осциллограф являются время нарастания системы (на уровнях 0,1 и 0,9) и полоса частот или максимальная частота (на уровне спада чувствительности на 3 дБ). Входная цепь осциллографа эквивалентна  $LRC$ -контуре при съеме напряжения с емкости  $C$ . Если воспользоваться известным значением резонансной частоты контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

то можно выразить значение  $R$  через резонансную частоту контура, определяющую предельную частоту тракта отклоняющей системы:

$$R = \frac{1}{f_0 C \sqrt{2\pi}} = \frac{0,22}{f_0 C}.$$

Нетрудно доказать, что время достижения напряжением  $u(t)$  значения  $E$  амплитуды перепада будет равно:

$$t_p = 3RC/4 = 2,2RC. \quad (4.37)$$

Это значение обычно и принимают за время установления пробника с оптимальной переходной характеристикой. Общее время нарастания осциллографа с пробником можно оценить как

$$t_0 = \sqrt{t_{\text{осц}}^2 + t_p^2}, \quad (4.38)$$

где  $t_{\text{осц}}$  – время нарастания осциллографа (при подаче сигнала прямо на вход соответствующего канала). Верхняя граничная частота  $f_{\text{макс}}$  (она же и полоса частот) определяется как

$$f_{\text{макс}} = 0,35/t_0. \quad (4.39)$$

К примеру, осциллограф, у которого  $t_0 = 1$  нс, имеет  $f_{\text{макс}} = 350$  МГц. Иногда множитель 0,35 увеличивают до 0,4–0,45, поскольку АЧХ многих современных осциллографов с  $f_{\text{макс}} > 1$  ГГц отличается от гауссовой, для которой характерен множитель 0,35.

Не стоит забывать о еще одном важном параметре пробников – времени задержки сигнала  $t_3$ . Это время определяется прежде всего погонным временем задержки (на 1 м длины кабеля) и длиной кабеля. Оно обычно составляет от единиц до десятков наносекунды.

Поведение пробника за пределами его полосы пропускания может быть совершенно непредсказуемым. Поэтому рекомендуется применять с осциллографом только те пробники, которыми прибор комплектуется изготовителем. Другие пробники стоит применять

в исключительных случаях, проверяя соответствие их применяемому осциллографу – прежде всего по полосе частот и входному импедансу.

#### 4.6.6. Применение активных пробников

Нередко параметры тракта вертикального отклонения осциллографов не удовлетворяют нужным для решения тех или иных задач параметрам. Чаще всего неудовлетворенность вызывает недостаточная чувствительность или чрезмерно большая входная емкость тракта вертикального отклонения. Как уже отмечалось, грамотное применение компенсированных делителей позволяет значительно снизить входную емкость тракта вертикального отклонения и увеличить его входное сопротивление. Но это сопровождается уменьшением чувствительности осциллографа.

С некоторыми осциллографами поставляются активные пробники, содержащие повторитель напряжения на биполярном или полевом транзисторе [184, 188]. Подобные пробники может изготовить даже начинающий радиолюбитель. Однако они имеют серьезные недостатки: большое напряжение сдвига, большой температурный дрейф и меньший коэффициент передачи. Все это нарушает калибровку осциллографа и ухудшает точность измерений.

В наше время высококачественные усилители для повышения чувствительности осциллографов целесообразно строить только на основе специализированных интегральных микросхем – операционных и широкополосных дифференциальных усилителей и аналогов транзисторов. Такие микросхемы имеют полосу частот от десятков до сотен мегагерц при коэффициенте усиления от 1 до 10, малые шумы и ничтожный температурный дрейф, высокую стабильность работы и ничтожно малый сдвиг по напряжению. Именно такие усилители и устройства на них описываются ниже.

Наиболее совершенными пробниками на сегодняшний день являются активные *дифференциальные пробники*. Основное их назначение – исследование разности напряжений в двух точках независимо от среднего их потенциала. Различают два режима работы пробника: дифференциальный (противофазный) и синфазный. В дифференциальном режиме выходное напряжение дифференциального пробника задается выражением

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{д}}(U_{1\text{вх}} - U_{2\text{вх}}), \quad (4.40)$$

где  $K_{\text{д}}$  – дифференциальный коэффициент передачи. В синфазном включении на оба входа подается напряжение  $U_{12\text{вх}}$  и



$$U_{\text{вых}} = K_{\text{сф}} U_{12\text{вх}}. \quad (4.41)$$

В идеале  $K_{\text{д}} \gg 1$  и  $K_{\text{сф}} = 0$ , то есть дифференциальный усилитель усиливает только разность входных напряжений. На практике отличие  $K_{\text{сф}}$  от 0 учитывают коэффициентом подавления синфазной составляющей

$$K_{\text{псф}} = K_{\text{д}}/K_{\text{сф}}. \quad (4.42)$$

Его часто выражают в децибелах. Реальные значения  $K_{\text{псф}} = 40\text{--}60$  дБ. Упрощенная схема включения дифференциального усилителя с источниками противофазного и синфазного сигналов показана на рис. 4.63.

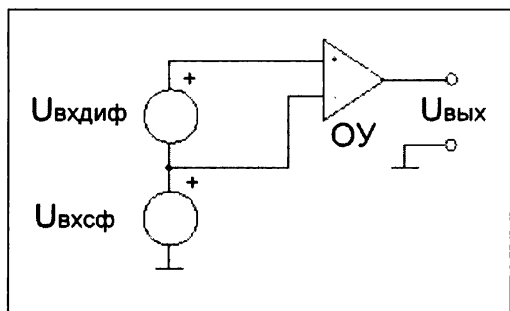


Рис. 4.63. Схема включения дифференциального усилителя

Выходное напряжение ее равно:

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{д}} U_{\text{вхдиф}} + K_{\text{сф}} U_{\text{вхсф}}. \quad (4.43)$$

Желательно, чтобы второй член в этом выражении был как можно меньшей величины.

Промышленность выпускает массу интегральных операционных усилителей с огромными значениями  $K_{\text{д}}$  (от тысяч до многих миллионов) и  $K_{\text{псф}}$ . Однако полоса частот их редко достигает десятков и еще реже сотен мегагерц. Поэтому интегральные усилители общего назначения для пробников широкополосных осциллографов не подходят. Разработчики осциллографов вынуждены создавать свои собственные сверхскоростные дифференциальные усилители на уникальной элементной базе.

Для осциллографов широкого применения выпускаются дифференциальные пробники DP-25 с полосой частот от 0 до 25 МГц и

питанием от отдельного источника питания 9 В. Пробники имеют переключаемый коэффициент деления 1:20/50/100 и максимальное напряжение 1 кВ. Входной импеданс пробников 27 МОм параллельно с емкостью 2,5 пФ.

#### 4.6.7. Осциллографирование высоковольтных сигналов

Большинство пробников позволяют увеличить максимальное исследуемое напряжение на постоянном токе и низкой частоте с десятков вольт до 500–600 В. Однако на высоких частотах реактивная мощность (и активная, выделяемая на сопротивлении потерь конденсаторов пробника) резко растет, и нужно снижать максимальное напряжение на входе пробника – рис. 4.64. Если не учитывать этого обстоятельства, то можно просто сжечь пробник!

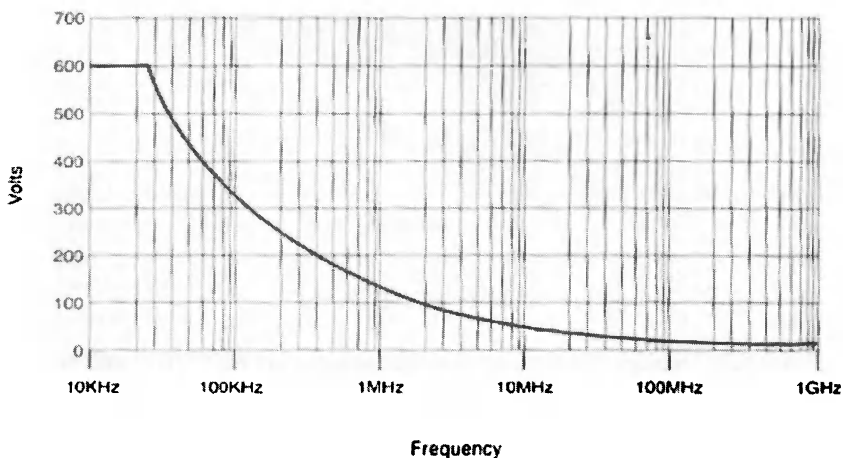


Рис. 4.64. Зависимость максимального напряжения на входе пробника от частоты

Разновидностью пассивных пробников являются высоковольтные пробники. Обычно они имеют коэффициент деления 1/100 или 1/1000 и входное сопротивление 10 или 100 МОм. Маломощные резисторы делителя пробника обычно выдерживают без пробоя напряжения до 500–600 В. Поэтому в высоковольтных пробниках резистор  $R_1$  (и конденсатор  $C_1$ ) приходится выполнять с применением последовательно включенных компонентов или с применением специальных

высоковольтных резисторов увеличенной длины. Это увеличивает размеры измерительной головки пробника.

Вид высоковольтного пробника Tektronix P6015A показан на рис. 4.65. Пробник имеет корпус с хорошей изоляцией с выступающим кольцом, предотвращающим соскальзывание пальцев к цепи, осциллограмма напряжения которой снимается. Пробник можно использовать при напряжении до 20 кВ на постоянном токе и до 40 кВ при импульсах большой скважности. Частотный диапазон осциллографа с таким пробником ограничен 75 МГц, что с избытком достаточно для измерений в высоковольтных цепях.

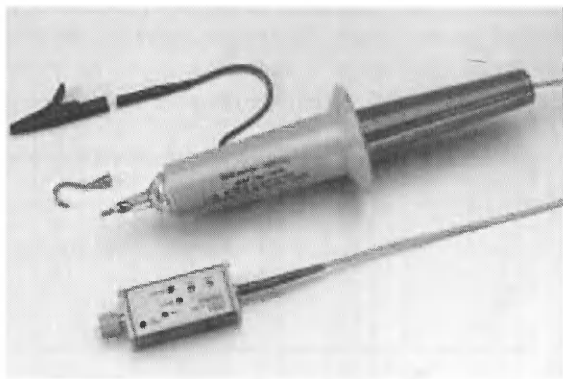


Рис. 4.65. Внешний вид высоковольтного пробника Tektronix P6015A

Фирма Printek выпускает высоковольтные (6,5 кВ) дифференциальные пробники DP-50/100 с полосой частот от 0 до 50/100 МГц. Они имеют входное сопротивление 27 МОм параллельно с емкостью 2,5 пФ и коэффициенты деления 1:100/200/500/1000. Внешний вид пробников с аксессуарами показан на рис. 4.66. Под торговой маркой АКТАКОМ пробники этого типа поставляются фирмой «Эликс».

При работе с высоковольтными пробниками надо соблюдать максимально возможные меры предосторожности. Вначале подключите провод заземления, а лишь затем подключите иглу или иглы пробника к точкам, осциллограмму напряжения на которой нужно получить. В пробниках используется специальная конструкция наконечника с охранными изолирующими кольцами – см. рис. 4.65 и 4.66. Рекомендуется закрепить наконечники пробника и вообще убрать руки от него при проведении измерений. Следует также работать в спе-



Рис. 4.66. Внешний вид высоковольтных дифференциальных пробников DP-50

циальных защитных перчатках. Не допускается проведение измерений в высоковольтных цепях одним человеком.

Для уникальных широкополосных аналоговых осциллографов серии АСК7000/8000 выпускается высоковольтный пробник HV-P30 с полосой частот до 50 МГц, коэффициентом деления 1/100, максимальным напряжением синусоиды (от пика до пика) 30 кВ и максимальным напряжением импульсного сигнала до 40 кВ. Входное сопротивление пробника 100 МОм, входная емкость 7 пФ, длина кабеля 4 м, выходной разъем BNC. Другой пробник HV-P60 с коэффициентом деления 1/2000 может применяться при максимальных напряжениях до 60 кВ для синусоиды и до 80 кВ для импульсного сигнала. Входное сопротивление пробника 1000 МОм, входная емкость 5 пФ. О серьезности этих изделий красноречиво говорит их высокая цена – около 66 000 и 124 000 рублей (по данным прайс-листа компании «Эликс»).

#### 4.6.8. Измерение токовых сигналов

Часто возникает необходимость в снятии осциллограмм не напряжений, а токов. Для этого нередко используются включение в разрыв цепи низкоомного шунта и преобразование тока в напряжение в со-

ответствии с формулой  $U = RI$ . Например, если чувствительность осциллографа равна 5 мВ/дел, то при сопротивлении шунта  $R = 1$  Ом получаем чувствительность по току 5 мА/дел. Этот метод имеет целый ряд недостатков:

- шунт включается в разрыв цепи, что требует отключения устройства и проведения монтажных работ;
- прецизионный шунт является дорогим и редким изделием;
- при измерении больших токов шунт надо делать очень низкоомным;
- возможен разогрев шунта;
- даже малая индуктивность шунта создает большую постоянную времени  $L/R$ , что удлиняет фронты наблюдаемых импульсов тока и ограничивает полосу наблюдаемых частот.

В связи с этим были созданы *бесконтактные токовые пробники*, принцип действия которых основан на регистрации магнитного поля, появляющегося вокруг проводника при пропускании через него тока  $I$  (рис. 4.67). Для повышения чувствительности головка пробника выполняется в виде *токового трансформатора*, принцип действия которого хорошо известен.

С помощью отжима «токовых ключей» их можно разомкнуть и вставить в отверстие провод, ток в котором измеряется и наблюдается. Для увеличения чувствительности и измерения малых токов

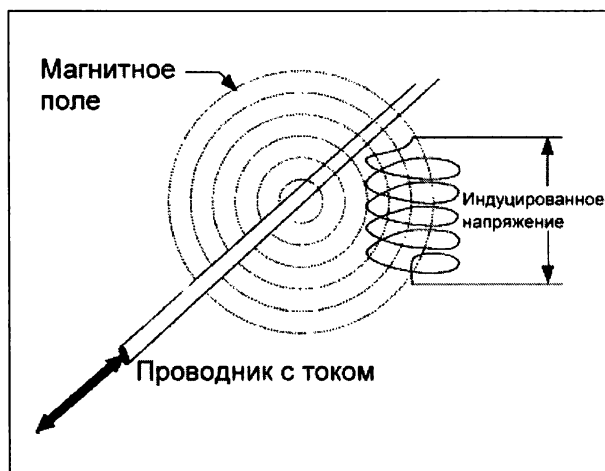


Рис. 4.67. Принцип контроля тока в проводнике по его магнитному полю

можно создать обмотку из провода, содержащую несколько витков, – рис. 4.68. Для измерения суммарных и разностных токов возможна вставка в отверстие измерительной головки двух проводников. Значения чувствительности для того или иного способа измерений можно найти в описании пробника.

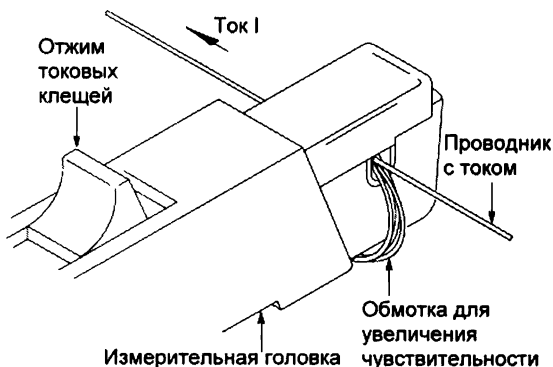


Рис. 4.68. Измерительная головка пробника

При отказе от измерения постоянного тока можно существенно расширить диапазон измеряемых токов. Tektronix, к примеру, выпускает токовые пробники А621 с диапазоном токов от 0,1 до 2000 А в диапазоне частот от 5 Гц до 50 кГц с диаметром токовых клещей 54 мм. Такие пробники используются для контроля за мощными энергетическими установками, например подстанциями и силовыми трансформаторами.

При измерениях средних и больших токов (от единиц микроампер до тысяч ампер) разумно применять специальные бесконтактные токовые пробники на основе датчиков магнитного поля, возникающего вокруг проводника с током. Повышение чувствительности достигается созданием обмотки датчика из одного или нескольких витков. Обращайте внимание на такие важные параметры токовых датчиков, как диапазон измеряемых токов, погрешность измерений и частотный диапазон (он обычно уже, чем у пробников напряжения).

#### 4.6.9. Измерения в режиме согласования линий передачи сигнала

Тут уместно отметить, что наибольшую полосу частот и наименьшее время нарастания можно получить только при использовании режи-

ма согласования линии передачи пробника (кабеля). До сих пор они рассматривались как сосредоточенные элементы с общей емкостью. Однако на самом деле кабели и иные (например, микрополосковые) линии передачи являются распределенными и характеризуются погонной (на единицу длины) индуктивностью  $L_1$  и емкостью  $C_1$ . Величины

$$R_{\lambda} = \sqrt{L_1 / C_1} \text{ и } t_1 = \sqrt{L_1 C_1} \quad (4.44)$$

называют волновым сопротивлением и погонной (на единицу длины) временной задержкой линии с распределенными постоянными. В измерительной технике используются кабели с волновым сопротивлением 50 Ом, а в телевизионной – 75 Ом.

Входное сопротивление осциллографов с умеренной полосой частот (примерно до 1 ГГц) может выбираться высоким (обычно 1 МОм параллельно с емкостью 10–20 пФ) и низким (50, а иногда и 75 Ом). Выбор работы с высоким входным сопротивлением означает отказ от режима согласования и может приводить к значительным искажениям при наблюдении импульсов с малыми длительностями фронтов. Это имеет место, даже если подключение осциллографа выполнено правильно.

Если линия (кабель) согласованы со стороны источника сигнала и осциллографа (то есть нагружены на сопротивления, равные  $R_{\lambda}$ ), то характер передачи сигналов качественно меняется – по кабелю, представляющему собой распределенную линию передачи, движется бегущая волна сигнала, и искажения сигнала почти отсутствуют. Однако при этом сигнал ослабляется вдвое. У хорошего кабеля время нарастания перепадов импульсов в режиме согласования составляет всего несколько пикосекунд.

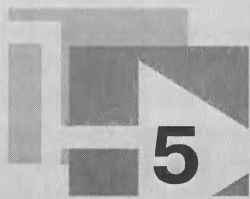
При выборе входного сопротивления у современных осциллографов важно учитывать еще одно обстоятельство – максимальное входное напряжение при низкоомном входе значительно ниже, чем на высокоомном, из-за нагрева встроенного 50-омного резистора. У большинства осциллографов чувствительность на 50-омном входе равна 1 В/дел, а на высокоомном – 5 или 10 В/дел. Есть соблазн при исследовании сигналов с большой амплитудой установить входное сопротивление осциллографа равным 1 МОм и использовать (с помощью тройника) внешнюю 50-омную нагрузку с достаточно большой рассеиваемой мощностью. Однако при этом надо учитывать, что параметры входа осциллографа резко ухудшаются, поскольку емкость высокоомного входа в 10–20 пФ оказывается подключенной

к внешнему сопротивлению в 50 Ом. Нетрудно подчитать, что при входной емкости 20 пФ постоянная времени входа будет равна 1 нс, а время нарастания составит 2,2 нс.

При особо ответственных измерениях в области сверхмалого времени (доли–единицы наносекунды) надо использовать характерную для СВЧ технику согласованных по волновому сопротивлению трактов с применяемыми в них коаксиальными линиями передачи (кабелей), аттенюаторами, тройниками, 50-омными заглушками и т. д. При этом надо согласовывать отрезки кабелей с обеих сторон – со стороны генератора и со стороны осциллографа. Однако в подобном случае уровень сигнала ослабляется вдвое.



# Скоростные цифровые и стробоскопические осциллографы



В этой главе описано новое направление электронной осциллографии – скоростные цифровые запоминающие осциллографы различного класса. Особое внимание уделено скоростным и высокочастотным осциллографам с полосой пропускания выше 100 МГц и приборам высшего класса с уникальными техническими характеристиками, таким как цифровые запоминающие осциллографы реального времени и стробоскопические осциллографы с полосой исследуемых частот до 70–100 ГГц (для серийных приборов).

## 5.1. Цифровое представление аналоговой информации

### 5.1.1. О выборе числа отсчетов и восстановлении сигналов

Основной трудностью в создании аналоговых осциллографов является проектирование широкополосных и сверхширокополосных ЭЛТ и усилителей с высоким выходным напряжением, достаточным для возбуждения отклоняющих систем ЭЛТ. Между тем, чтобы получить изображение формы сигнала, вовсе не обязательно усиливать его до уровня возбуждения пластин ЭЛТ в десятки вольт. Можно воспользоваться цифровым кодированием сигнала и использовать давно известные и широко используемые в вычислительной технике преобразования сигналов в цифровую форму и затем представление их на экранах низкочастотных осциллографов, как с ЭЛТ с магнитным отклонением – кинескопах, так и на более современных жидкокристаллических дисплеях.

Цифровыми называют осциллографы, у которых входной сигнал с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преобразует-

ся в поток цифровых данных, запоминается в блоке памяти и затем обрабатывается цифровыми методами. Таким образом, приборы данного класса являются *цифровыми запоминающими осциллографами (ЦЗО)*. Затем цифровой сигнал отображается в нужном виде (чаще всего графическом) на экране дисплея – обычно жидкокристаллического (ЖКИ).

Принципиально важным теоретически и практически является вопрос о выборе числа отсчетов сигнала для его преобразования в цифровую форму и дальнейшего восстановления сигнала по его отсчетам. Как часто надо делать равномерные выборки произвольного сигнала, чтобы после преобразования в цифровую форму, а затем снова в аналоговую была сохранена форма сигнала? Ответ на этот важный вопрос дает теорема об отсчетах, или *теорема Котельникова* (за рубежом именуемая также теоремой Найквиста): «Если спектр сигнала  $e(t)$  ограничен высшей частотой  $f_B$ , то он без потери информации может быть представлен дискретными отсчетами с числом, равным  $2f_B$ ». При этом сигнал восстанавливается по его отсчетам  $e(kdt)$ , следующим с интервалом времени  $dt = 1/f_B$ , с помощью фильтра, реализующего восстановление по формуле

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(k \cdot dt) \frac{\sin(\pi(t - k \cdot dt)/dt)}{\pi(t - k \cdot dt)/dt}. \quad (5.1)$$

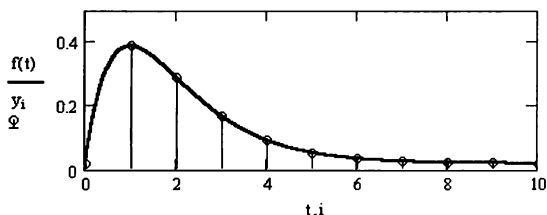
Для восстановления непрерывного сигнала по его выборкам достаточно располагать функцией  $\text{sinc}(t) = \sin(t)/t$  с учетом ее особого значения  $\text{sinc}(t) = 1$  при  $t = 0$ . Рисунок 5.1 показывает пример дискретизации некоторого сигнала (нарастающая, а затем спадающая экспоненты) с периодом квантования  $dt$  и затем восстановления сигнала по выражению (5.1). Несмотря на малое число отсчетов (их 11), восстановленная форма сигнала близка к форме исходного сигнала.

Чтобы восстановить исходный сигнал по его отсчетам, надо иметь ряд численных значений их и значение интервала дискретизации  $dt$ . Пока будем считать его постоянным. Все эти данные нетрудно хранить в запоминающем устройстве. Если увеличить  $dt$  при восстановлении сигнала по формуле (5.1) в  $k$  раз, то восстановленный сигнал без изменения формы будет растянут в  $k$  раз и его можно отобразить на экране достаточно низкочастотной ЭЛТ с простым низкочастотным усилителем (или на экране ЖКИ).

Для восстановления сигнала не обязательно пользоваться сложным фильтром на основе базиса Котельникова. Возможно применение

**Задание дискретных отсчетов сигнала**

$$f(t) := t \cdot \exp(-t) + 0.2 \quad i := 0..10 \quad y_i := f(i)$$



|    |       |
|----|-------|
|    | 0     |
| 0  | 0.02  |
| 1  | 0.388 |
| 2  | 0.291 |
| 3  | 0.169 |
| 4  | 0.093 |
| 5  | 0.054 |
| 6  | 0.035 |
| 7  | 0.026 |
| 8  | 0.023 |
| 9  | 0.021 |
| 10 | 0.02  |

**Восстановление сигнала по его дискретным отсчетам**

$$\text{sinc}(t) := \text{if}(t = 0, 1, \frac{\sin(t)}{t}) \quad f_1(t) := \sum y_i \cdot \text{sinc}[\pi \cdot (t - i)] \quad t := 0, 0.1..10$$

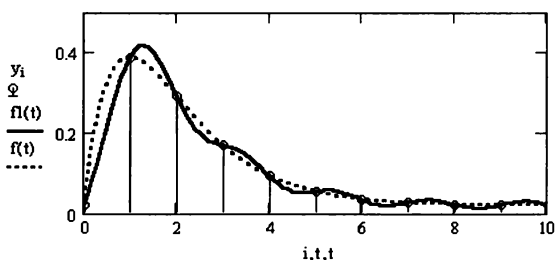


Рис. 5.1. Демонстрация дискретизации и восстановления сигнала в системе компьютерной математики Mathcad [10]

ние и более простых фильтров, вплоть до обычного *RC*-фильтра нижних частот. Правда, при этом нужно несколько увеличивать частоту выборок.

### 5.1.2. Дискретизация сигнала – равномерная и неравномерная

Следует отметить, что число отсчетов для точного восстановления сигналов, согласно теореме Котельникова, должно хотя бы вдвое превышать частоту повторения сигналов. Однако это идеальная ситуация. Как видно по рис. 5.1, сигнал после восстановления совпадает с исходным только в узловых точках дискретизации. В промежутках этого нет. Поэтому на самом деле число точек дискретизации должно выбираться из условия дискретизации самых высоких частот спектра сигнала, который характерен для исследуемого сигнала. Даже для простых сигналов число отсчетов при дискретизации надо выбирать

не менее 4–5 для самой высокочастотной компоненты сигнала – рис. 5.2. На каждый импульс тут приходится несколько отсчетов.

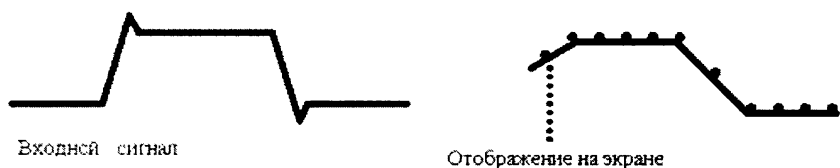


Рис. 5.2. Дискретизация импульсного сигнала в цифровом осциллографе реального времени с постоянной частотой выборок

Как нетрудно заметить, тонкие детали исследуемого сигнала (например, выброс на вершине импульса после его переднего фронта) могут быть потеряны. Это обстоятельство часто считается принципиальным недостатком цифровых осциллографов. Скорость выборки сигналов должна соответствовать полосе частот осциллографа и обычно выбирается больше ее в 3–10 раз.

В ряде моделей цифровых осциллографов используется другой способ дискретизации входного сигнала – нерегулярная дискретизация. Дискретизация входного сигнала происходит с максимальной частотой всего 100 Мв/с в секунду, причем за каждый период развертки точки дискретизации выбираются хаотически, и повторные попадания в ранее выбранные точки исключаются – рис. 5.3.

За достаточно большое количество  $N$  периодов развертки на периодическом сигнале не остается точек, не подвергшихся дискре-

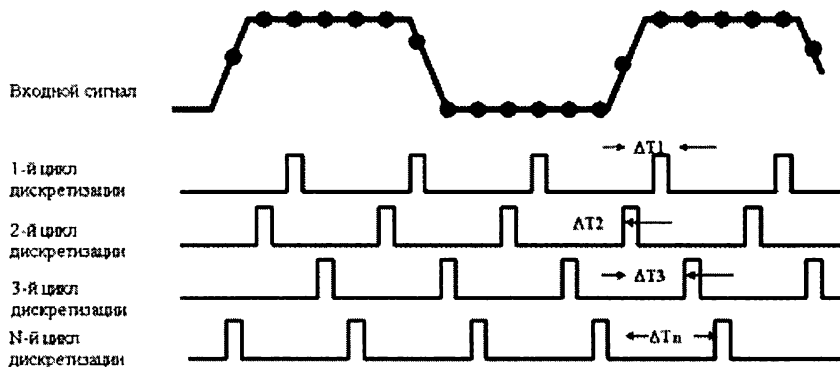


Рис. 5.3. Дискретизация за  $N$  циклов развертки со случайным сдвигом моментов стробирования

тизации, включая мелкие детали (рис. 5.4). Достоинством такого способа являются возможность использовать «длинную» память и большая достоверность воспроизведения периодических сигналов. Недостатком – трудность исследования однократных сигналов.



Отображение на экране

Рис. 5.4. К дискретизации со случайным выбором отсчетов

Если частота равномерной выборки недостаточна для воспроизведения высокочастотного сигнала, то у цифровых осциллографов наблюдается стробоскопический эффект. Его суть проясняет рис. 5.5.

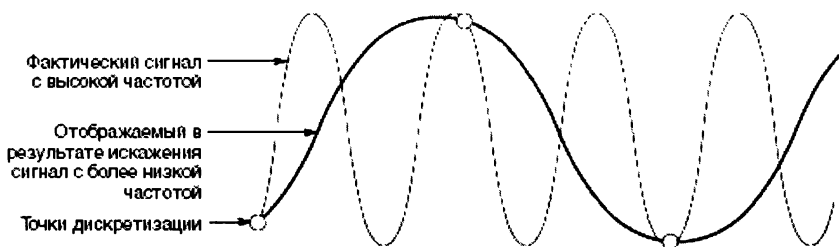


Рис. 5.5. К возникновению стробоскопического эффекта

Обычно низкочастотные сигналы воспроизводятся с тем же шагом, что и при их дискретизации. Это означает работу в реальном масштабе времени. Однако высокочастотные сигналы нередко воспроизводятся при умножении периода дискретизации. Этот переход иногда заметен и бросается в глаза. К тому же он реализуется поразному в различных типах осциллографов [59–86], что часто служит причиной недоразумений при их сравнении. Наивысшими частотами, реализующими режим реального времени, обладали осциллографы фирмы Tektronix, имеющие высокоскоростные АЦП с частотой дискретизации до 40 ГГц. В последнее время им «на пятки» явно наступают осциллографы фирмы LeCroy, построенные на базе компью-

терной платформы Intel-IBM с микропроцессорами Pentium IV, и осциллографы выросшей из компании Hewlett Packard фирмы Agilent Technologies. Именно эти три кита мировой осциллографии задают моду в разработке и серийном производстве современных цифровых осциллографов. При этом компания Tektronix утверждает, что поставила около 80% цифровых осциллографов, проданных во всем мире в последние годы.

Длинная память и применение передовых принципов обработки сигнала дают возможность получить эквивалентную частоту дискретизации периодических сигналов до 25 Гв/с даже у простых цифровых осциллографов. *Эквивалентная частота дискретизации* связана с длиной памяти формулой

$$f_{\text{вэkv}} = \frac{\text{Длина памяти}}{n \cdot \text{Длительность развертки}}. \quad (5.2)$$

Здесь  $n$  – число делений шкалы осциллографа. При длине памяти простых цифровых осциллографов (например, фирмы GW Instek) 500 бит (это аппаратное ограничение длины памяти на развертке более 200 нс при переходе на эквивалентную дискретизацию) и времени развертки 1 нс получаем  $f_{\text{вэkv}} = 25$  Гв/с. Еще раз подчеркнем, что понятие эквивалентной дискретизации применимо только для периодических сигналов. При исследовании однократных сигналов даже простые осциллографы фирмы Tektronix серии TDS-1000/2000 обеспечивают максимальную частоту дискретизации 1 Гв/с. Этого при полосе частот 100/200 МГц достаточно для обеспечения работы данных осциллографов в режиме реального времени.

### 5.1.3. Функциональные схемы цифровых осциллографов

Современные цифровые осциллографы – очень сложные приборы. Они выполняются на БИС и СБИС, порою содержащих сотни тысяч и миллионы транзисторов. Поэтому рассмотреть принципиальные и достаточно полные функциональные схемы конкретных осциллографов просто невозможно. Ограничимся рассмотрением упрощенных функциональных схем, дающих общее представление о принципах построения цифровых осциллографов и их работе.

Несколько упрощенная (без делителей, усилителей входного сигнала и цепей синхронизации) блок-схема одноканального цифрового осциллографа представлена на рис. 5.6.

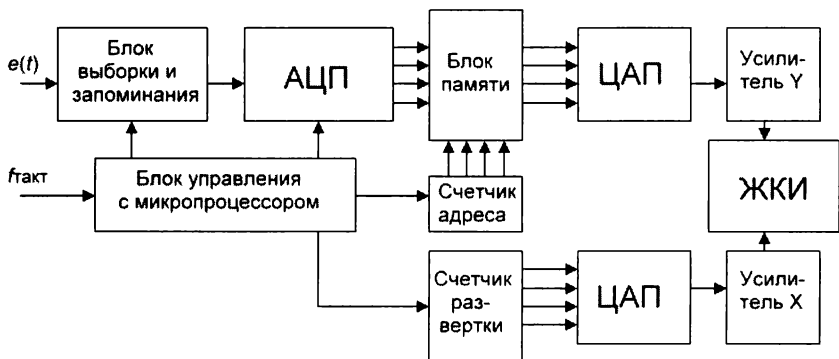


Рис. 5.6. Упрощенная блок-схема одноканального цифрового запоминающего осциллографа

Входной сигнал  $e(t)$  после некоторой нормировки (усиления или ослабления) подается на вход блока выборки и запоминания. Запоминание в блоке выборки обычно является аналоговым (реализуется с помощью конденсатора, заряжаемого до мгновенного значения сигнала) и необходимо для поддержания почти неизменным уровня сигнала вплоть до следующей выборки или до момента его цифрового представления. Моменты выборок задаются блоком управления с микропроцессором, тактируемым с заданной частотой  $f_{\text{такт}}$ . Каждая расширенная выборка обрабатывается скоростным аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и превращается в число.

Поток чисел, несущих информацию о точках (выборках) сигнала, запоминается в запоминающем устройстве (блоке памяти). При этом новым важным параметром осциллографа является объем памяти (как общий, так и на канал или осциллограмму). Цифровые данные из памяти могут быть записаны на магнитные диски или в модули флэш-памяти виде файлов, храниться на них неограниченно долгое время и использоваться по мере необходимости.

Для управления запоминающим устройством служит счетчик адресов. Он задает последовательное извлечение данных из ячеек памяти. Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует полученный при этом поток цифр, обычно поступающий в ином (чаще всего замедленном) темпе вновь в аналоговый сигнал, который после усиления усилителем канала  $Y$  поступает на жидкокристаллический индикатор (ЖКИ) или пластины тракта  $Y$  ЭЛТ (если индикатором осциллографа является обычная осциллографическая трубка).

Развертка цифрового осциллографа чаще всего построена на основе счетчика развертки, с помощью второго ЦАП последовательность цифр со счетчика развертки преобразуется в линейно (точнее ступенчато) нарастающий сигнал, который после усиления усилителем канала X поступает также на индикатор осциллографа.

Общее управление последовательностью работы узлов цифрового осциллографа осуществляет блок управления, снабженный *микропроцессором*. Он с встроенной памятью (постоянной ПЗУ и оперативной ОЗУ), регистрами ввода/вывода и блоком управления образует классический компьютер фоннеймановской архитектуры, встроенный в цифровой осциллограф закрытой *архитектуры*. В ПЗУ хранятся программы, задающие последовательность работы цифрового осциллографа и выполняемые им функции, в том числе по обработке осциллограмм в цифровой форме. Из видов обработки прежде всего надо отметить интерполяцию осциллограмм, выполнение автоматических измерений и математических операций над осциллограммами (например, быстрого оконного преобразования Фурье).

На рис. 5.7 показана обобщенная функциональная схема цифровых запоминающих осциллографов реального времени фирмы Tektronix. Она настолько укрупнена, что служит только для самого общего знакомства с этими осциллографами. Назначение крупных узлов осциллографа, показанных на этой функциональной схеме, вполне очевидно.

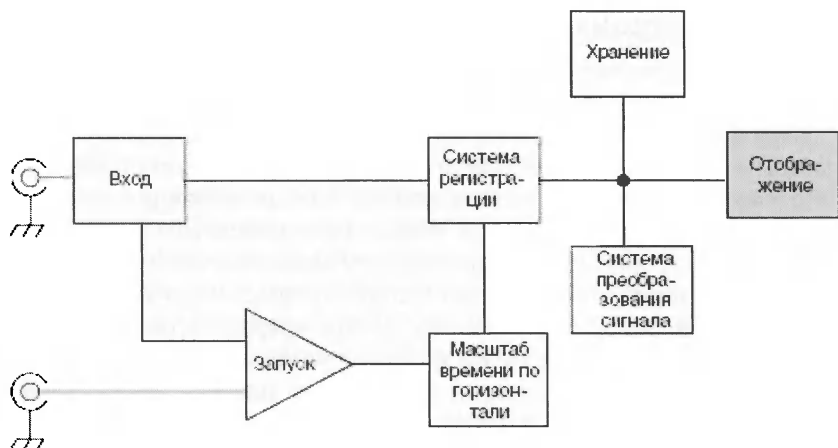


Рис. 5.7. Обобщенная функциональная схема цифровых запоминающих осциллографов реального времени фирмы Tektronix



Отметим, что входные узлы, обозначенные блоком **Вход**, содержат аналоговую часть осциллографов. Она является двух- или четырехканальной. Функциональная схема входной части одного канала приведена на рис. 5.8. Назначение элементов этой схемы очевидно: она содержит переключатель видов работы (высокоомный вход, низкоомный вход и вход для переменного тока), аттенуатор (делитель напряжения), предварительный усилитель и фильтр, задающий полосу аналогового тракта. Примерно так же строятся тракты аналоговых осциллографов до их выходного каскада.

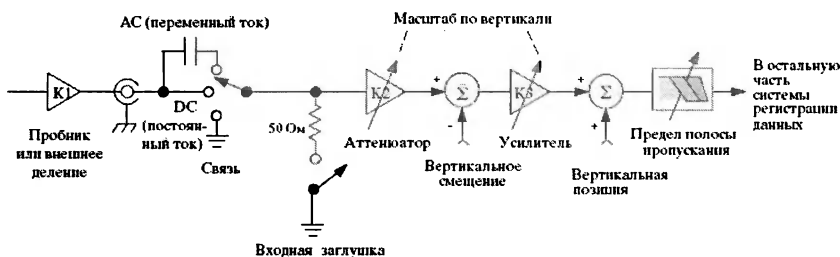


Рис. 5.8. Функциональная схема одного канала входной части цифровых запоминающих осциллографов реального времени фирмы Tektronix

### 5.1.4. Достоинства и недостатки цифровых запоминающих осциллографов

Важное принципиальное достоинство (и одновременно недостаток) цифрового осциллографа заключается в отсутствии сквозного тракта усиления сигнала – от входа до индикатора. Именно этот тракт ограничивает полосу частот аналогового осциллографа и требует применения широкополосных усилителей с большим выходным напряжением. Их построение – трудная задача, а потому широкополосные аналоговые осциллографы очень дороги, громоздки и имеют большой вес.

Однако отсутствие сквозного входного тракта с других позиций является недостатком. В аналоговом осциллографе практически вся информация о входном сигнале (с учетом, разумеется, некоторого ограничения спектра сигнала) доходит до пластин вертикального отклонения, хотя и с некоторыми искажениями. Это значит, что, в принципе, из такой информации ничто не исчезает, и аналоговый осциллограф способен уловить любую тонкость или аномалию входного сигнала. На практике современный аналоговый осциллограф

способен отразить до 99% временной зависимости сигналов. Не отражается та часть сигнала, которая приходится на время обратного хода развертки.

Другое дело, что короткие и редко повторяющиеся выбросы сигнала мы чаще всего просто не успеваем отметить. Их фиксация требует применения запоминающих ЭЛТ – очень дорогих и редких. Или специальной аппаратуры фотографической регистрации.

Цифровой осциллограф вначале накапливает в цифровой форме данные о входном сигнале при минимальном его усилении, а затем в резко замедленном темпе строит осциллограмму сигнала. При этом нередко только 1–2% от текущего времени уходят на использование и запоминание выборок сигнала. Остальные 98–99% времени цифровой осциллограф выводит уже зарегистрированный короткий фрагмент входного сигнала. Таким образом, без существенных усовершенствований он принципиально плохо приспособлен для регистрации сигналов во всем интервале времени исследований.

Ситуация тут, однако, не является тупиковой. Многие сигналы периодические, и с их просмотром на экране цифрового осциллографа проблем не возникает, за исключением отмеченного выше стробоскопического эффекта. Кроме того, если цифровой осциллограф оснастить достаточно большой памятью, то можно разместить в ней оцифрованные выборки за довольно большой промежуток времени, достаточный для фиксации особенностей или аномалий реальных сигналов в памяти осциллограмм. Затем можно просматривать фрагменты сигнала, вызывая их из памяти и храня на экране сколь угодно длительное время. Есть множество и других тонкостей, помогающих решить проблему доступности большей части временной области действия сигналов. Они будут описаны в последующих главах.

Цифровой осциллограф требует входных усилителей с малым выходным напряжением, достаточным для работы блока выборки. Это напряжение составляет доли-единицы вольт. Поэтому существенно упрощается решение проблемы расширения полосы частот входных усилителей, и они строятся на основе широкополосных интегральных усилителей с очень малым уровнем дрейфа выходного напряжения, высоким входным сопротивлением и очень малой (до 1 пФ) входной емкостью.

Это бесспорное достоинство цифровых осциллографов. Но и тут не обходится без недостатка. Аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразование сигнала в тракте  $Y$  всегда выполняется с конечной разрядностью, что ведет к появлению характерных шумов квантования,

принципиально отсутствующих у аналоговых осциллографов. Шум квантования виден на осциллограммах ряда цифровых осциллографов, особенно дешевых с малой разрядностью АЦП и ЦАП. Необходимость в применении высокоскоростного АЦП перед блоком памяти также является специфическим недостатком цифровых осциллографов.

В приведенной ниже таблице (табл. 5.1) суммируются основные достоинства и недостатки современных цифровых запоминающих устройств.

**Таблица 5.1. Достоинства и недостатки цифровых осциллографов в сравнении**

| <b>Достоинство</b>  | <b>Недостаток</b>   |
|---|---|
| Малый коэффициент усиления входных усилителей, их малое выходное напряжение                                   | Нет   |
| Широкая полоса пропускания входных усилителей   | Чувствительность к импульсным и ВЧ-наводкам (характерна и для аналоговых осциллографов)                   |
| Цифровая форма представления сигнала  | Наличие шумов квантования, потеря информации между выборками  |
| Применение вместо ЭЛТ плоского ЖКИ с точечным построением изображений   | Конечное геометрическое разрешение и высокая стоимость ЖКИ, наблюдение осциллограмм с мелкими ступеньками |
| Преобразование временного масштаба при отображении сигнала и отсутствие высокоскоростной аналоговой развертки | Потеря информации о большей части сигнала и необходимость в специальных решениях для устранения этого     |
| Получение осциллограмм как до нулевого отсчета времени, так и после него                                      | Нет   |
| Запоминание осциллограмм после их построения и их вывод   | Нет   |
| Программная реализация ряда функций, например спектрального анализа   | Нет   |
| Автоматизация настройки осциллографа, хранение нескольких настроек  | Нет   |
| Автоматизированное измерение множества параметров сигналов  | Нет   |
| Подключение к компьютеру, возможность управления осциллографом от него, запись в файл осциллограмм            | Нет   |
| Уменьшение габаритов и веса вследствие отказа от громоздкой ЭЛТ и высоковольтных источников питания           | Нет   |

Нетрудно заметить, что достоинств у цифрового осциллографа гораздо больше, чем недостатков. В целом сейчас за умеренную цену можно приобрести цифровой осциллограф с большей в 2–5 раз полосой частот усиливаемых сигналов (по сравнению с аналоговым осциллографом), с меньшими габаритами, массой, весом и потребляемой мощностью и с огромным числом новых возможностей, таких как автоматически выполняемые вычисления множества параметров сигналов, проведение спектрального и статистического анализа сигналов и др.

### 5.1.5. Специальные параметры цифровых осциллографов

Итак, важным параметром является *объем памяти* цифрового осциллографа, который задает интервал времени, во время которого запоминаются отсчеты сигнала. Чем большей памятью обладает цифровой осциллограф, тем больше отрезок времени, в течение которого данные запоминаются и затем обрабатываются.

Другим важным параметром АЦП является частота его работы, или *частота выборки*. В случае сложных форм исследуемых сигналов она должна быть в десятки, а иногда и в сотни раз выше частоты повторения периодического сигнала. В случае регистрации однократных сигналов с длительностью  $t_{и}$  для его представления также надо иметь определенное число  $N$  отсчетов, так что период равномерного по времени квантования сигнала будет равен  $dt = t_{и}/N$ , а частота квантования  $f_{к} = 1/dt = N/t_{и}$ . Например, если сигнал с длительностью  $t_{и} = 0,1$  мкс представить 100 отсчетами, то получим  $dt = 1$  нс и  $f_{к} = 1$  ГГц. Чтобы исключить путаницу между обычной граничной частотой и частотой выборок, последнюю обычно указывают в числе выборок в секунду, например Мвыб/с или Мв/с.

Этот пример наглядно иллюстрирует основную проблему в построении цифровых осциллографов, работающих в реальном масштабе времени, – необходимость в быстродействующих АЦП. *Частота квантования* сигналов АЦП должна хотя бы в несколько раз превышать максимальную частоту наблюдаемого сигнала, с тем чтобы на самый короткий сигнал пришлось хотя бы десять отчетов. При этом возможно исследование как однократных, так и периодических сигналов. В случае периодических сигналов возможна статистическая обработка отсчетов, например усреднением тем или иным способом и построение усредненной осциллограммы.

Промышленность выпускает множество АЦП, и наиболее скоростные из них (например, фирмы National Instrument [212]) могут использоваться для создания цифровых осциллографов с эффективной полосой тракта  $Y$  до 50–200 МГц, иногда и выше. Это означает, что АЦП для таких осциллографов должны иметь частоты дискретизации до 0,5–1 ГГц. Однако для получения более высоких частот нужны специализированные АЦП. Они создаются либо фирмами, разрабатывающими скоростные цифровые осциллографы, либо сторонними фирмами по заказу. Для наиболее скоростных осциллографов используется технология гетеропереходных SiGe транзисторов – самых скоростных на сегодняшний день.

Лидером в разработке скоростных АЦП для цифровых осциллографов является компания Tektronix – мировой лидер в разработке осциллографических измерительных приборов. Она уже давно имеет свои уникальные АЦП с частотой квантования до 100 ГГц и выше. Ныне Tektronix вошла в состав процветающей корпорации Danaher (США) с годовым объемом продаж измерительного оборудования около 10 млрд долларов. Но свое лицо фирма сохранила.

Другим важным параметром АЦП ЦЗО является их *разрядность* – число уровней квантования сигнала в двоичной форме. Подавляющее большинство АЦП для стробоскопических осциллографов имеет стандартную разрядность, равную 8 битам. Это значит, что число различимых уровней сигнала составляет  $2^8 = 256$ . Подобного вполне достаточно для общего представления синусоидального сигнала и большинства сигналов достаточно сложной формы. Однако при этом ступенчатость осциллограмм обычно заметна на глаз. Поэтому некоторые АЦП для цифровых осциллографов могут иметь большую разрядность – до 12–14 бит. Эту разрядность не надо путать с разрядностью встроенного в осциллограф управляющего микропроцессора – она обычно равна 16 или даже 32 битам.

В конечной разрядности квантования (как по уровню, так и по времени) и кроется «ахиллесова пята» цифровой осциллографии. Например, если в осциллограмме сложного сигнала присутствуют мелкие детали, то цифровой осциллограф их просто не заметит. Между тем аналоговый осциллограф с помощью растяжки изображения по вертикали и по горизонтали вполне в состоянии развернуть изображение детали на весь экран или на большую его часть. Впрочем, эта деталь будет воспроизводиться без искажений только в случае больших запасов по ширине полосы пропускания аналогового осциллографа.

Для воспроизведения оцифрованного сигнала низкочастотным устройством отображения информации (дисплеем) достаточно просто увеличить интервал времени между отсчетами и затем превратить их вновь в аналоговый сигнал с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Такие преобразователи также выпускаются в виде микросхем, и их выбор достаточно велик. Правда, большинство из них являются не слишком высокочастотными. Вообще говоря, параметры АЦП и ЦАП в цифровых осциллографах должны быть согласованными.

### 5.1.6. Об интерполяции в цифровых осциллографах

Итак, специфика цифровых осциллографов заключается в представлении реальных процессов их отдельными отсчетами. Для того чтобы получить изображение процесса не в виде отдельных точек, а непрерывных линий, нужно использовать тот или иной вид интерполяции. Напомним, что математически *интерполяция* является вычислением значений некоторой функции, заданной отдельными узловыми точками, в промежутках между узлами.

Простейшей является *линейная интерполяция*, которая сводится к соединению узловых точек отрезками прямых. Она легко реализуется математически и программно и потому часто применяется как в системах компьютерной математики, так и в программах для цифровых осциллографов, «рисующих» осциллограммы на экране осциллографа. Однако при отображении даже простых плавных процессов, например синусоидальных, получаемая из отрезков прямых осциллограмма выглядит очень грубой, если число отсчетов – порядка 10–20 и менее. При большом числе отсчетов, порядка 100 и более, результат оказывается намного лучше, и, вообще говоря, форма отображаемых осциллограмм перестает зависеть от примененной интерполяции.

В большинстве случаев (но вовсе не всегда) было бы желательно применять более тонкую интерполяцию, обеспечивающую плавность осциллограмм на экране дисплея осциллографа. Наиболее распространенной стала интерполяция вида  $\sin(t)/t$ . Почему именно она? Ответ на этот вопрос вполне очевиден из предшествующего раздела – именно эта интерполяция является базисом Котельникова и, согласно его теореме, обеспечивает точное восстановление сигнала. Есть, правда, небольшая проблема – суммирование в (5.1) от  $-\infty$  до  $+\infty$ . Однако если спектр сигнала ограничен частотой  $f_{\max}$ , то можно использовать приближенную формулу интерполяции:

$$e(t) \cong \sum_i^{2f_{\max}T} e(i \cdot dt) \frac{\sin(2\pi f_{\max}(t - i \cdot dt))}{2\pi f_{\max}(t - i \cdot dt)}. \quad (5.3)$$

Эта формула и задает интерполяцию вида  $\sin(t)/t$ , применяемую в современных цифровых осциллографах. Данная интерполяция дает неплохие результаты в большинстве случаев снятия осциллограмм достаточно плавных сигналов.

### 5.1.7. Имитация аналогового послесвечения (технология цифрового фосфора)

До сих пор инженеры и ученые были вынуждены мириться с принципиально разными возможностями аналоговых и цифровых осциллографов, отмеченными выше. И им приходилось иметь в арсенале своих средств измерений как те, так и другие приборы. Объединение лучших черт цифровой и аналоговой технологий в одном приборе привело к созданию новой архитектуры осциллографов. Компанией Tektronix вначале была реализована технология Insta Vu™, увеличивающая скорость вывода сигнала на дисплей до 400 000 осциллограмм в секунду. Последняя техническая реализация, придающая экранам цифровых осциллографов динамику ЭЛТ АО, получила название *Digital Phosphor Oscilloscopes (DPO)* – *осциллографы с цифровым люминофором*.

Новая концепция цифрового люминофора была реализована уже в серии 3000 осциллографов фирмы Tektronix и в последующих сериях. Под цифровым люминофором подразумевается электронный блок с памятью, включенный между АЦП и дисплеем, – рис. 5.9. Здесь: Amp – входной усилитель оси Y, A/D – аналого-цифровой преобразователь, Digital Phosphor – блок цифрового люминофора, Display – дисплей, uP – процессор управления дисплеем. Основное

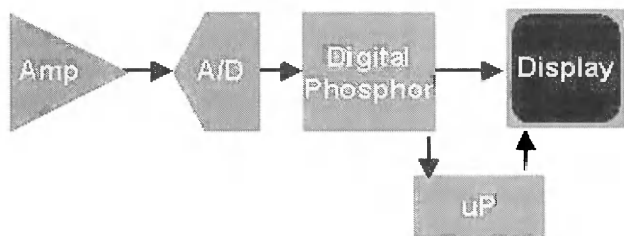


Рис. 5.9. Упрощенная функциональная схема осциллографа с цифровым люминофором

назначение цифрового люминофора заключается в повышении степени визуализации всех, в том числе редко и случайно повторяющихся, сигналов.

Сердце DPO – процессор представления сигнала (Waveform Imaging Processor). Процессор выполнен по технологии КМОП с разрешением 0,65 мкм и содержит 1,3 млн транзисторов. Он преобразует оцифрованный сигнал в дисплейные кадры растровой структуры. Эти кадры накапливаются в динамической трехмерной базе данных, называемой «цифровой фосфор» (Digital Phosphor) и представляющей собой массив данных с размером 500×200. Каждому элементу массива соответствует пиксель на дисплее. При этом в массиве создается карта интенсивности сигнала: если сигнал проходит многократно через одну точку, и факт многократного прохождения отражается на карте. Результатом всех преобразований является след сигнала, яркость которого изменяется пропорционально интенсивности появления сигнала в каждой точке – по типу «градации серого», как происходит на ЭЛТ аналогового осциллографа.

Архитектура DPO позволяет записывать более 200 000 дисплейных кадров в секунду, что в 1000 раз быстрее, чем у типового цифрового осциллографа. При пересылке кадра из «цифрового фосфора» на дисплей процесс работы АЦП не прерывается, в результате чего «образ» реагирует на изменение сигнала в реальном времени, а избыток данных точно отображает мельчайшие изменения сигнала.

Для отображения нестационарных изменений в ЦО иногда используется метод «накопления», но отображение происходит не в реальном времени, а после обработки. В результате часть информации о сигнале неизбежно теряется. Таким образом, для исследования сигналов в реальном времени необходим осциллограф с цифровым люминофором. DPO имеет высокую скорость сбора и вывода информации, следовательно, он не пропустит короткий, нестационарный сигнал, а градация по яркости позволяет рассмотреть все нюансы на осциллограмме.

Поскольку DPO хранит данные о форме сигнала в динамической трехмерной базе данных, то из нее легко может быть получена статистическая информация об этом сигнале. Построение гистограмм является встроенной функцией осциллографа – рис. 5.10. Гистограмма может быть построена как для реального, так и для запомненного во внутренней памяти сигнала. Для расчета гистограммы используется количественная информация относительного распределения сигнала, которая хранится в динамической трехмерной базе («цифровом фосфоре») DPO.



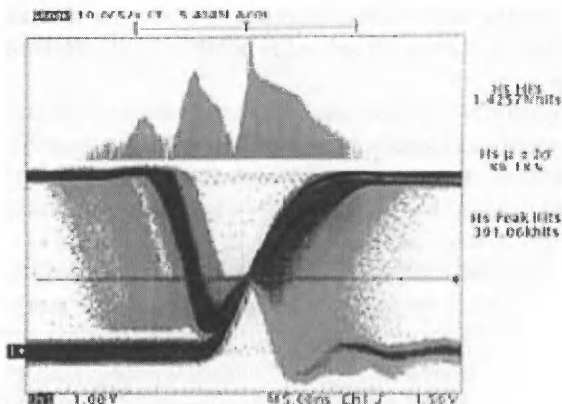


Рис. 5.10. Осциллограмма сложного нестабильного процесса с гистограммой интенсивности

Осциллографы с цифровым люминофором копируют и функции аналоговых запоминающих осциллографов, накапливая в блоке цифрового люминофора множество осциллограмм и отображая затем их на экране дисплея. На рис. 5.11 представлена иллюстрация такого режима работы DSO. Нетрудно понять, что этот режим, подобный режиму аналогового послесвечения в других осциллографах, позволяет эффективно отслеживать случайные сбои в работе исследуемых устройств или редко повторяющиеся неисправности.

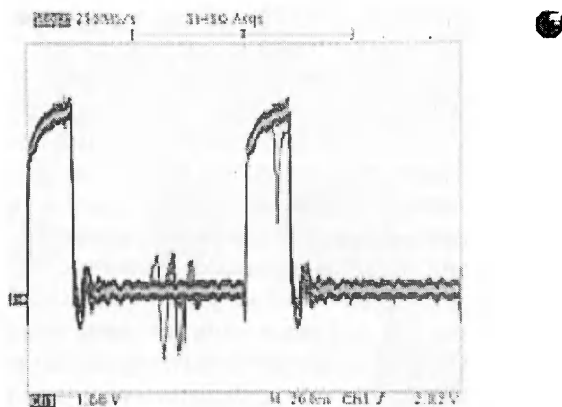


Рис. 5.11. Пример работы осциллографа с цифровым люминофором в режиме накопления осциллограмм

На рис. 5.12 представлена осциллограмма телевизионного сигнала, снятая с помощью осциллографа серии TDS3000B. Осциллограмма показывает наложение видеосигналов, на фоне которого хорошо выделяются строчные синхроимпульсы, практически одинаковые для каждой строки.

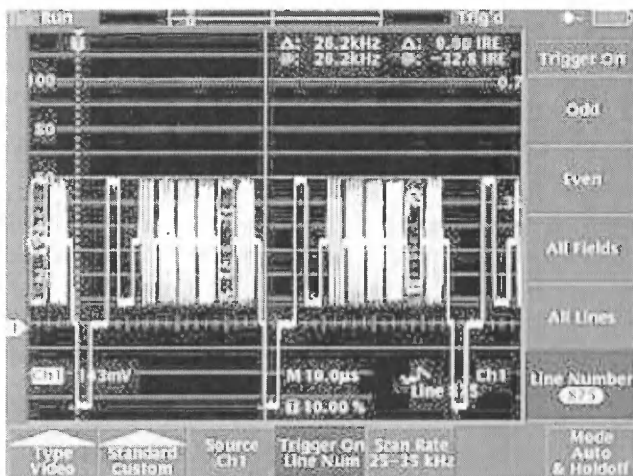


Рис. 5.12. Осциллограмма телевизионного сигнала на экране осциллографа серии TDS3000B

Наличие третьего измерения (интенсивности сигнала или высоты Z) резко расширяет объем информации о сигнале и нередко позволяет выяснить такие его особенности, которые не видны при обычной двумерной (2D) осциллографии. Это открывает широкие возможности в диагностике сложных процессов, например в двигателях внутреннего сгорания при их тестировании в службах сервиса.

Для наблюдения сложных процессов и построения фигур в плоскости X–Y (допустим, сложных фазовых портретов систем с несколькими особыми точками, например фокусами) также полезен цифровой люминофор. Рисунок 5.13 дает пример осциллограммы такого рода.

На рис. 5.14 показан пример осциллограммы нестабильного фронта импульса, снятой цифровым осциллографом Tektronix DPO 4104 с использованием цифрового фосфора. Нетрудно заметить, что хаотические компоненты сигнала отчетливо фиксируются и позволяют наглядно судить о характере его нестабильности.

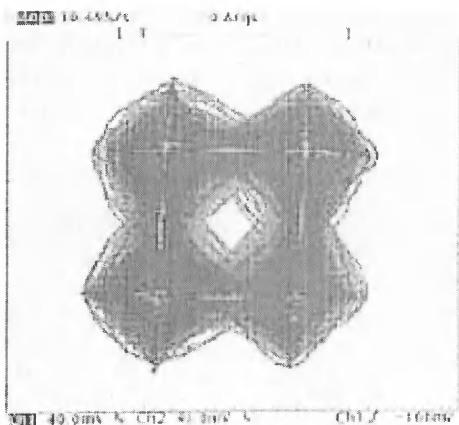


Рис. 5.13. Пример осциллограммы процесса, построенной в плоскости Z

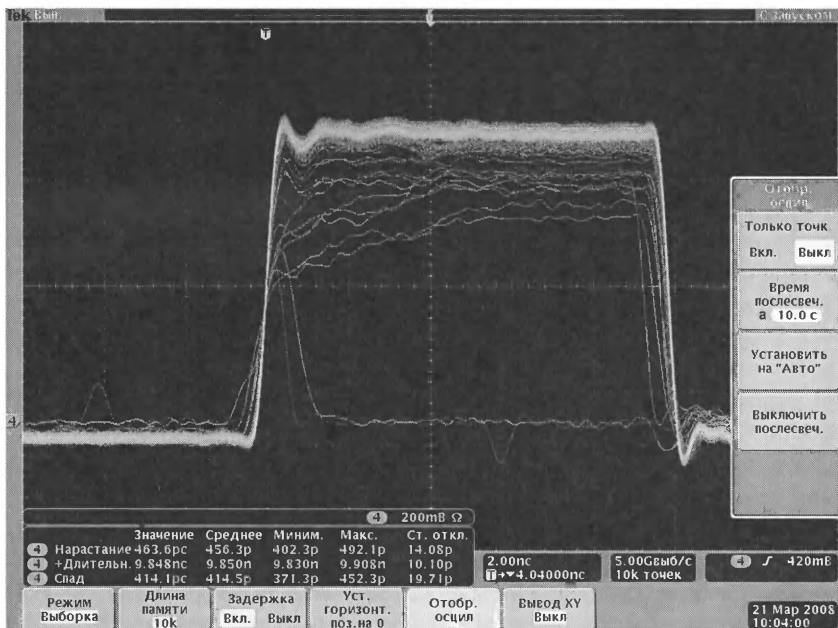


Рис. 5.14. Осциллограмма нестабильного фронта импульса, снятая осциллографом с цифровым фосфором

Разумеется, осциллографы с цифровым люминофором имеют и многие другие возможности. Это курсорные вычисления, автоматические вычисления, представление цифровых данных на экране дисплея вместе с осциллограммами, быстрое преобразование Фурье и работа в режиме анализатора спектра и т. д. Все это делает такие приборы наиболее универсальными в мире современных осциллографов и, несмотря на высокую стоимость таких приборов, обеспечивает им массовость применений и сбыта. Выпуск подобных приборов компанией Tektronix достигает десятков тысяч в год.

### 5.1.8. Автоматические измерения

Большинство цифровых осциллографов имеют средства выполнения автоматических измерений ряда параметров исследуемых сигналов. На рис. 5.15 представлены основные виды таких измерений для цифровых запоминающих осциллографов фирмы Tektronix. Эти измерения характерны и для цифровых осциллографов других фирм, даже менее известных [312, 3134].

Число измерений у простых цифровых осциллографов доходит до 10 или чуть более. Приборы высокого класса имеют до 50–60 автоматических измерений. Одновременно можно выводить до 4–8 измерений, результаты которых представляются на экране. На рис. 5.14 под осциллограммой представлен вывод результатов трех измерений. При этом выводится статистика вычислений: значение результата текущего измерения, среднее, максимальное и минимальное значения и среднеквадратическое отклонение от среднего значения.

Рисунок 5.16 показывает, каким образом задаются те или иные автоматические измерения у осциллографа DPO 4101 (это лучший прибор из серии осциллографов корпорации Tektronix среди цифровых осциллографов с закрытой архитектурой). Примерно так же (с помощью панели задания измерений – она показана снизу на рис. 5.16) производятся измерения и в более старших моделях осциллографов Tektronix и др.

Использование автоматических измерений фактически превращает осциллограф в мощный измерительный комплекс, порою заменяющий множество приборов, например цифровые вольтметры различного типа, цифровые частотомеры и др. Как правило, совместно с цифровым осциллографом нужно применять цифровой многофункциональный генератор, например генератор произвольных функций или сигналов – рис. 5.17.





































| Измеряемый параметр                  |   | TDS1000/<br>TDS2000 | TDS3000B | TDS5000 | TDS7000 | TDS6000 |
|--------------------------------------|---|---------------------|----------|---------|---------|---------|
| Амплитуда                            |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Область                              |    | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Циклическая область                  |    | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Длительность встывки                 |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Среднее значение периода             |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Среднеквадратичное значение цикла    |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Задержка                             |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Время спада                          |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Частота                              |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Высокий уровень                      |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Низкий уровень                       |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Максимум                             |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Среднее                              |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Минимум                              |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Отрицательная скважность             |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Отрицательный выброс                 |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Длительность отрицательного импульса |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Пиковая амплитуда (размах)           |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Фаза                                 |    | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Период                               |    | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Положительная скважность             |   | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Положительный выброс                 |  | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Длительность положительного импульса |  | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Время нарастания                     |  | +                   | +        | +       | +       | +       |
| Среднеквадратичное значение          |  | -                   | +        | +       | +       | +       |
| Среднее значение                     |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Медиана                              |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Стандартное отклонение               |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Число точек в окне гистограммы       |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Число осциллограмм                   |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Число пиковых значений               |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Размах                               |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Максимум                             |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Минимум                              |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Среднее (1 ст. отклонение)           |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Среднее (2 ст. отклонения)           |  | -                   | -        | +       | +       | +       |
| Среднее (3 ст. отклонения)           |  | -                   | -        | +       | +       | +       |

Рис. 5.15. Автоматические измерения, осуществляемые осциллографами корпорации Tektronix

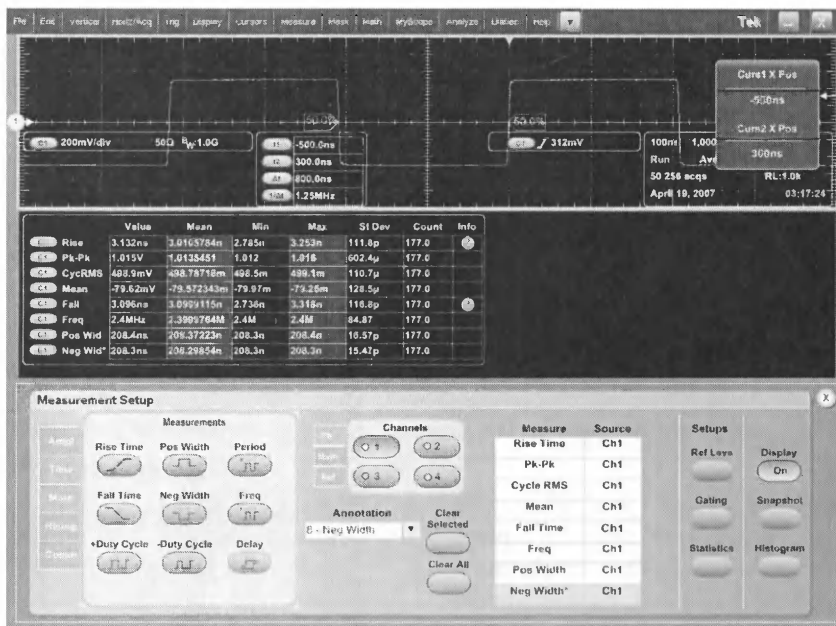


Рис. 5.16. Экран осциллографа DPO 4101 с панелью установки автоматических измерений (снизу)

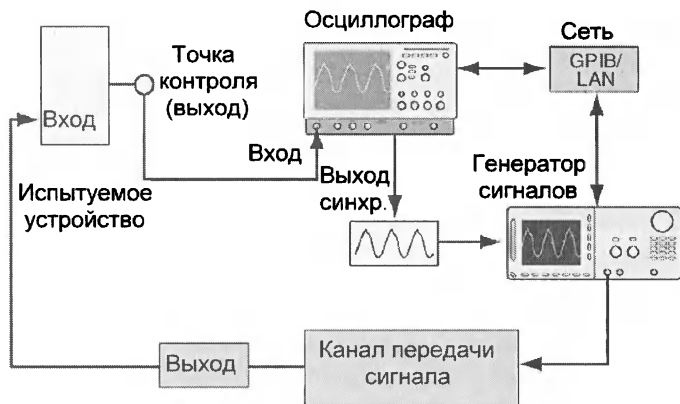


Рис. 5.17. Типовой измерительный комплекс для исследования электронных устройств

## 5.2. Цифровые осциллографы в роли анализаторов спектра

### 5.2.1. Дискретный спектральный анализ

Современные цифровые осциллографы представляют сигнал в виде ряда *дискретных отсчетов*  $y_0, y_1, \dots, y_{N-2}, y_{N-1}$ , обычно размещаемых через постоянные промежутки времени. Последовательность отсчетов фиксирована по длине и характеризуется числом отсчетов  $N$ . Таким образом, сигнал является *периодической последовательностью*  $y_{k+N} = y_k$ . Он может быть представлен как последовательность смещенных во времени дельта-функций:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k \delta(t - k), \quad (5.4)$$

которая может быть продолжена как вперед, так и назад.

Это, кстати, является одним из принципиальных отличий цифровых осциллографов от аналоговых – у последних сигнал определен только для  $t \geq 0$ . Благодаря этому нулевой отчет времени осциллограмм в цифровых осциллографах можно вывести в любую точку горизонтальной оси и наблюдать фронты импульсов, не применяя линии задержки, которые встраиваются в аналоговые осциллографы и вносят дополнительные искажения в наблюдаемые сигналы. К тому же такие линии – довольно громоздкие изделия.

Теоретически ряд Фурье для данного сигнала определяется выражением

$$\dot{Y}_n = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (5.5)$$

Здесь  $j$  – мнимая единица,  $n$  – номер гармоники,  $k$  – индекс отсчетов сигнала (от 0 до  $N - 1$ ). Обычно приведенное выражение нормируется путем задания периода  $T = 1$ :

$$\dot{Y}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (5.6)$$

Используя последнее выражение, можно вычислить отсчеты амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) дискретного сигнала, то есть его спектр. Это широко используется в современных цифровых осциллографах. Для ускорения вычислений обычно применяется специальный алгоритм *быстрого преобразования Фурье*

(БПФ), хорошо известный из техники цифровой обработки сигналов [224–226].

Если принять, что в промежутках между узлами значения функции постоянны, то интегралы при расчете коэффициентов Фурье могут вычисляться простейшим методом прямоугольников. Следовательно:

$$a_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N y_i \cos\left(\frac{2\pi ki}{N}\right) \text{ и } b_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N y_i \sin\left(\frac{2\pi ki}{N}\right). \quad (5.7)$$

Установлено, что полученный таким образом ограниченный ряд Фурье с конечным числом гармоник приближает исходный сигнал с минимизацией ошибки по критерию наименьших квадратов.

### 5.2.2. Оконное быстрое преобразование Фурье и типы окон

Непосредственное применение этих формул часто приводит к сильным искажениям спектра осциллограмм. Это связано с тем, что осциллограмма является не всем сигналом, а лишь вырезкой сигнала – *кадром*, которая искусственно считается периодическим сигналом. Однако в общем случае такая вырезка имеет разрывы в начале и в конце, сильно искажающие спектр. Чтобы ослабить действие таких разрывов, используется оконное БПФ. Суть применения окон поясняет рис. 5.18.

Практически оконное преобразование означает введение в формулу ДПФ (5.6) весовых множителей  $W_k$ , то есть выполнение прямого ДПФ по формуле

$$\dot{Y}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k W_k \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (5.8)$$

Итак, при *прямом оконном преобразовании Фурье* используются окна с плавным спадом по обе стороны от центра. Первым такое

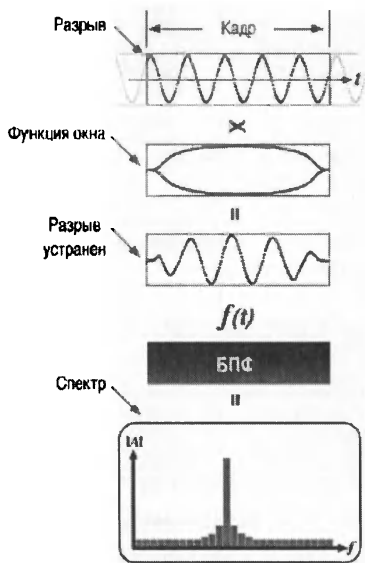


Рис. 5.18. Алгоритм оконного БПФ



окно применил Габор – его окно описывалось колоколообразной (гауссовой) кривой. Поэтому нередко оконное прямое преобразование Фурье называют преобразованием Габора. Некоторые из окон описаны в табл. 5.2. Индекс  $i = 0 \dots N$ .

**Таблица 5.2. Некоторые типы окон и их свойства**

| Тип окна                      | Выражение для окна $W_i$   | Свойство окна  |
|-------------------------------|--|--|
| Прямоугольное (Rectangle)     | 1  | Очень узкий основной лепесток, хорошее частотное разрешение, плохое амплитудное разрешение, хорошее подавление белого шума |
| Гаусса                        | $2 \left( \frac{t-N/2}{\sigma/2} \right)^2$ , где<br>$\sigma = \sqrt{\frac{N+1}{2} \left( \frac{2N+1}{3} - \frac{N+1}{2} \right)}$ | Окно, впервые примененное в оконном преобразовании Фурье. Умеренное амплитудное и частотное разрешение                     |
| Блэкмана (Blackman)           | $0,42 - 0,5\cos(2\pi i/N) + 0,08\sin(4\pi i/N)$  | Широкий основной лепесток, заметный спад боковых лепестков, хорошее амплитудное разрешение и плохое частотное              |
| Хэннинга (Hanning)            | $0,5(1 - \cos(2\pi i/N))$  | Достаточно широкий входной лепесток, быстрый спад боковых лепестков, хорошее разрешение                                    |
| Хэмминга (Hamming)            | $0,54 - 0,46 \cos(2\pi i/N)$   | Умеренно широкий основной лепесток, постоянный уровень боковых лепестков, неплохое разрешение                              |
| Блэкмана–Харриса              | $0,42323 - 0,49755\cos(2\pi i/N) + 0,07922\cos(4\pi i/N)$  | Уникально малый уровень боковых лепестков (–92 дБ)   |
| С плоской вершиной (Flat Top) | $0,2810639 - 0,5208972\cos(2\pi i/N) + 0,1980399\cos(4\pi i/N)$  | Хорошее разрешение по амплитуде, но плохое по частоте, размытые пики   |

Поскольку временные окна обычно используются при цифровой обработке отсчетов сигналов, то они характеризуются зависимостью коэффициента передачи (веса) от текущего отсчета  $i$ , причем  $i$  меняется от 0 до  $N$ .

Ряд окон, используемых в современных цифровых осциллографах и анализаторах спектра, относится к разновидностям косинусоидального окна, описываемого обобщенной формулой:

$$W_i = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos\left(\frac{2\pi i}{N} m\right), \text{ где } 0 \leq i \leq N. \quad (5.9)$$

Здесь  $M = 3$  максимальное количество слагаемых,  $a_m$  – коэффициенты косинусных членов,  $i$  – текущий индекс. Параметры ряда окон этого семейства даны в табл. 5.3.

**Таблица 5.3. Параметры некоторых окон семейства (5.9)**

| Тип окна           | a0    | a1     | A     |
|--------------------|-------|--------|-------|
| Прямоугольное      | 1     | 0      | 0     |
| Хэннинга           | 0,5   | -0,5   | 0     |
| Хэмминга           | 0,54  | -0,46  | 0     |
| С плоской вершиной | 0,281 | -0,521 | 0,198 |
| Блэкмана–Харриса   | 0,423 | -0,497 | 0,079 |

Простейшее прямоугольное окно по существу означает отсутствие специально введенного окна. Его спектр снизу имеет малый уровень ослабления боковых лепестков. Применение такого окна означает возможность появления разрывов в начале и в конце вырезанного окном сигнала. Поэтому спектр сигнала с таким окном будет содержать большие колебания, вызванные эффектом Гиббса, и включать присущие этому окну боковые лепестки. Такое окно плохо устраняет и шумовые составляющие сигнала. Но это окно обладает высоким разрешением по частоте.

### 5.2.3. Реализация спектрального анализа на цифровых осциллографах

Для примера рассмотрим возможности анализа спектра треугольного сигнала функционального генератора у бюджетных моделей цифровых осциллографов фирмы EZ Digital. Для получения спектра используется меню **Math** (Математические операции). Позиции этого меню отражаются в правой части экрана, и их назначение вполне очевидно. Кроме выбора окна, никаких дополнительных установок для спектра не предусмотрено. На рис. 5.19 показаны осциллограммы треугольных импульсов и спектр, полученные при использовании осциллографа DS-1250 фирмы EZ Digital с полосой исследуемых частот до 250 МГц. Спектр строится по вертикали только в логарифмическом масштабе.

Вид спектрограммы сильно зависит от выбранного частотного окна. Так, прямоугольное окно дает спектральные линии в виде очень острых пиков, но с сильно расширенными основаниями. Довольно велик уровень шумов. Масштаб по вертикали только логарифмический. При использовании окна Блэкмана спектр становится более

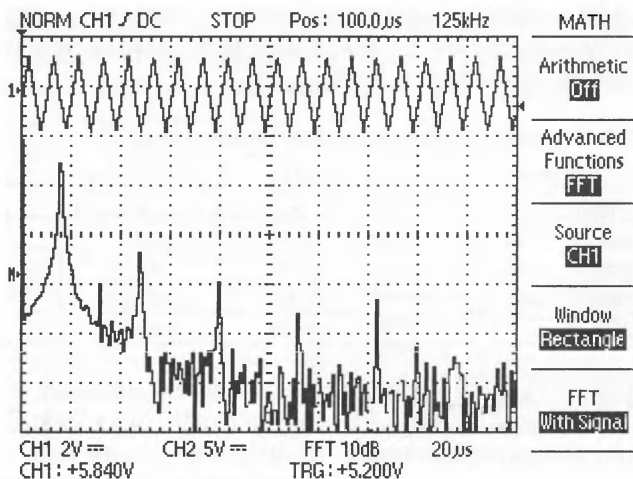


Рис. 5.19. Осциллограмма и спектр треугольного сигнала при выборе прямоугольного окна

качественным – см. рис. 5.20. Спектральные линии выглядят более узкими у основания и имеют плоские верхушки. Заметно снижается уровень шумов, но все же остается значительным.

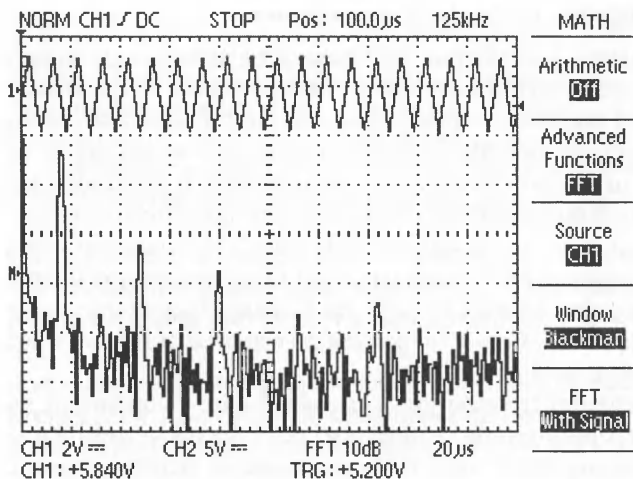


Рис. 5.20. Осциллограмма и спектр треугольного сигнала при выборе окна Блэкмана

Все эти особенности позволяют более или менее сносно анализировать спектр *видеоимпульсов* различной формы, например близких к прямоугольной, треугольной и иной форме. Однако для получения спектров модулированных колебаний или коротких радиоимпульсов приборы приспособлены гораздо хуже. Для радиочастотных сигналов созданы специальные анализаторы спектра радиочастот.

На рис. 5.21 показан экран современного 1-гигагерцевого цифрового осциллографа DPO 4104 с осциллограммой реального импульса типа  $\sin(x)/x$ . Этот осциллограф имеет «лупу времени» – два окна. Верхнее окно дает общий обзор сигнала с возможностью выделения (в квадратных скобках) фрагмента осциллограммы – он строится под окном обзора, и по отношению к нему осуществляется оконное БПФ. Средства последнего представлены в экранном меню снизу и справа от окна дисплея. Есть возможность выбора типа окна и линейного или логарифмического (в децибелах мощности) масштаба спектра по вертикали.

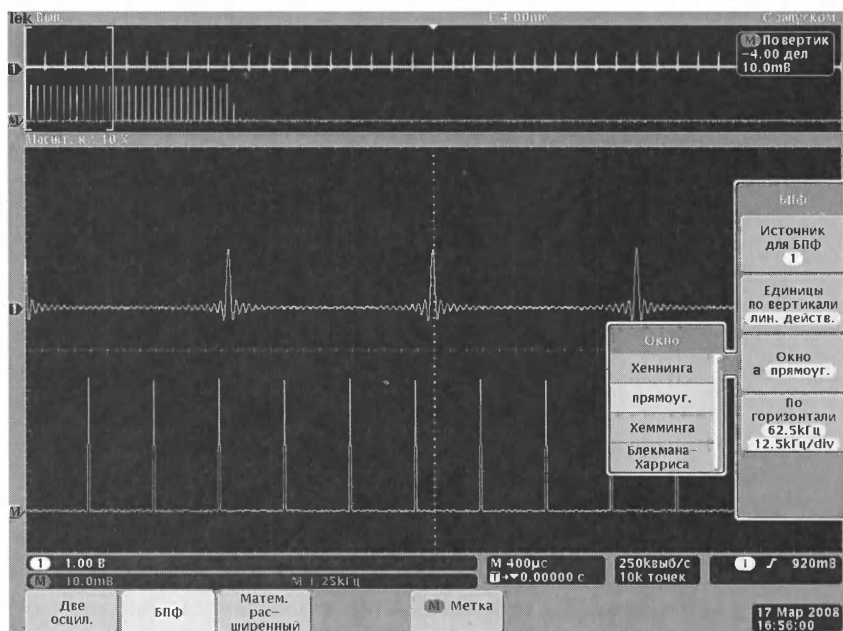


Рис. 5.21. Пример построения спектра импульсов  $\sin(x)/x$

Теоретически импульс вида  $\sin(x)/x$  имеет равномерный спектр вплоть до частоты, обратной его эффективной длительности и гармоники с нулевой амплитудой на более высоких частотах. Эту закономерность неплохо подтверждает спектр такого импульса, показанный на рис. 5.21. Спектральные линии (особенно в спектре сверху) выглядят почти как вертикальные линии. Масштаб спектра по вертикали линейный, используется прямоугольное окно.

На рис. 5.22 показано построение амплитудно-модулированного синусоидального сигнала и его спектра. И здесь спектр (при определенной настройке осциллографа, представленной на рисунке) имеет классический вид – высокая линия спектра соответствует несущей частоте, а две боковые линии – боковым частотам спектра.

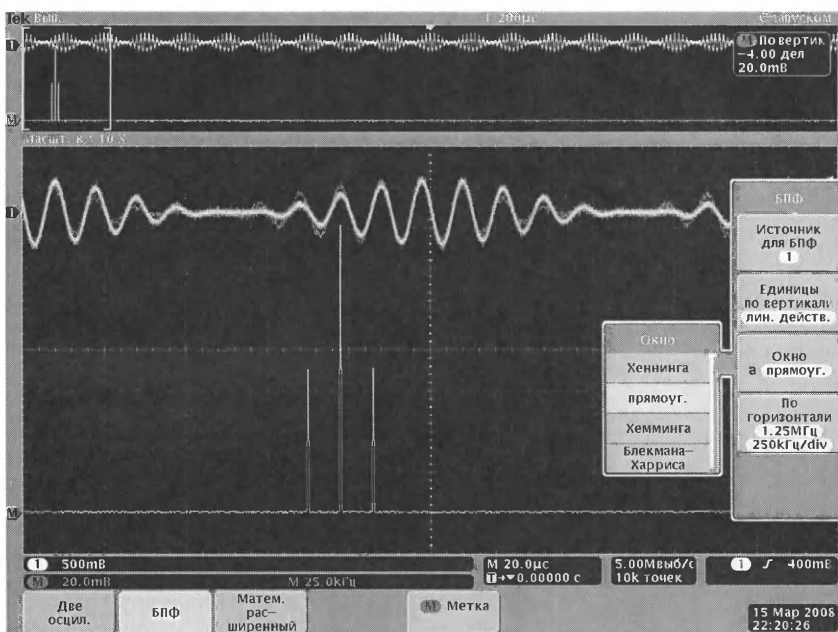


Рис. 5.22. Экран осциллографа DPO4101 с осциллограммой АМ-сигнала и его спектром (построен с применением окна Хэмминга)

При построении спектров возможно применение маркеров – отрезков прямых, перемещаемых мышью и позволяющих устанавливать их на характерные точки осциллограмм (например, на пики).

Текущие маркеры задаются сплошными линиями, дополнительные – пунктирными. Данные маркерных измерений выводятся в правом верхнем углу экрана – рис. 5.23.

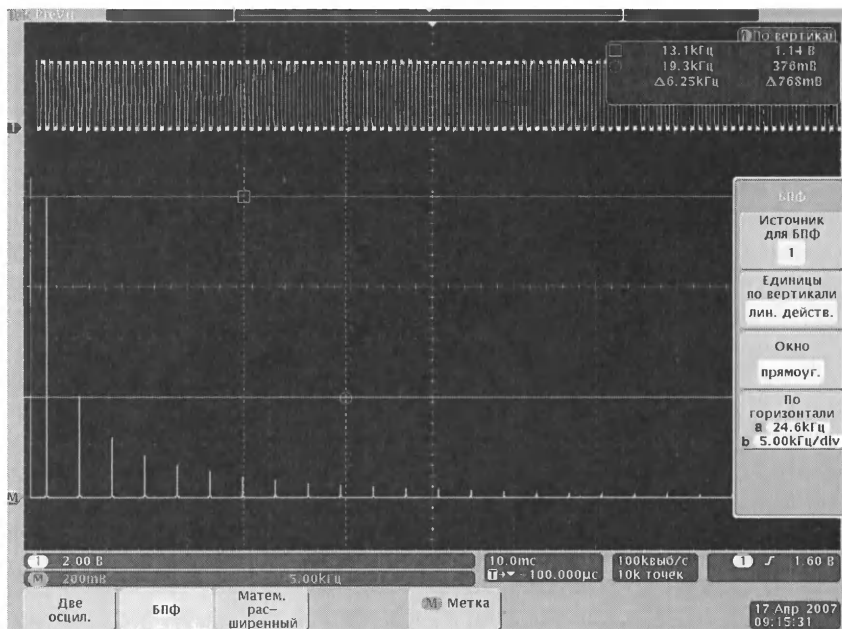


Рис. 5.23. Иллюстрация вывода и применения маркеров

Характерным для приведенных спектров является применение линейного масштаба по вертикальной оси. При этом практически незаметны шумы, которые при логарифмическом масштабе явно заметны в связи с заметным расширением динамического диапазона сигналов – во многих случаях это является достоинством. Возможность снятия спектра при линейном масштабе по вертикали – достоинство анализатора спектра, входящего в осциллографы данной серии. Разумеется, предусмотрена и возможность построения спектра с логарифмическим масштабом по вертикали – см. меню в правой части экрана.

## 5.3. Принципы построения стробоскопических осциллографов

### 5.3.1. Принцип действия стробоскопического осциллографа

Еще в начале 60-х годов прошлого века были созданы стробоскопические осциллографы с резко повышенным временным разрешением для периодических сигналов [3, 5–8]. Эти приборы впервые позволили наблюдать уникально малое время переключения высокочастотных туннельных диодов и диодов с резким восстановлением обратного сопротивления (называемых также диодами с накоплением заряда – ДНЗ), лавинных транзисторов и других высокоскоростных активных приборов и интегральных микросхем.

Принцип действия стробоскопического осциллографа поясняет рис. 5.24. Для стробирования входного периодического сигнала (рис. 5.24а) используются короткие стробирующие импульсы, открывающие скоростной ключ. В результате часть сигнала в моменты действия стробирующего импульса проходит через ключ и заряжает запоминающий конденсатор на выходе ключа. Огибающая сигнала на входе ключа при этом повторяет форму входного сигнала – рис. 5.24в.

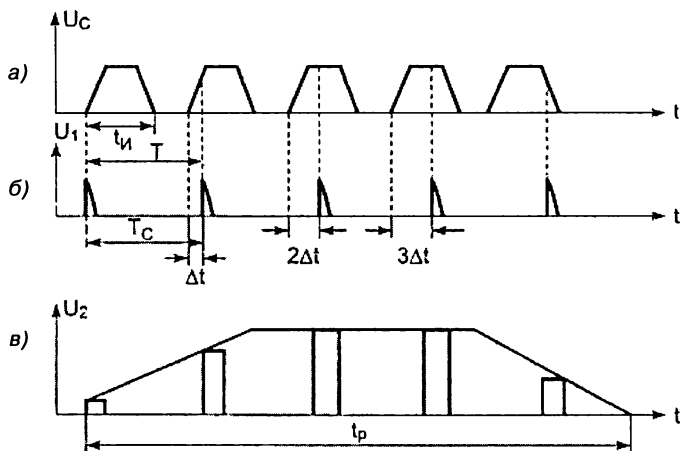


Рис. 5.24. Временные диаграммы работы стробоскопического осциллографа: а – входной сигнал, б – стробирующие импульсы и с – импульсы на выходе стробоскопического преобразователя и их огибающая

Верхняя граничная частота стробоскопического осциллографа оценивается как [8]:  $f_B \approx 0,45t_c$ , где  $t_c$  – длительность стробирующего импульса. Например, если  $t_c = 1$  нс, то  $f_B = 0,45$  ГГц.

Как видно по рис. 5.24, для плавного сдвига стробирующего импульса относительно переднего фронта входного импульса на время  $\Delta t$  достаточно несколько увеличить период следования стробирующих импульсов, по сравнению с периодом следования входных импульсов ( $T_c > T$ ). Однако обеспечить такой сдвиг при широком изменении частоты (или периода) следования входных импульсов  $T$  практически невозможно. В связи с этим используют специальные приемы для смещения стробирующего импульса, реализованные с помощью специальной схемы сдвига.

Как уже отмечалось, во многих цифровых осциллографах этот эффект (как правило, неконтролируемый) носит негативное значение и именуется *алиасингом* (от aliasing). Его суть заключается в появлении в спектре сигнала новых составляющих в виде субгармоник. Часто огибающая субгармоник повторяет форму сигнала, но не всегда.

Поэтому в схеме сдвига наряду с основным генератором развертки, создающим напряжение развертки со временем  $t_p$ , нередко используется генератор быстрой развертки, запускаемый каждым входным импульсом. Напряжения разверток сравниваются быстродействующим компаратором, и сигнал с его выхода запускает генератор стробирующих импульсов. Иногда основной генератор развертки выполняется как генератор ступенчатого напряжения. Функциональная схема стробоскопического осциллографа, реализующего эти идеи, показана на рис. 5.25.

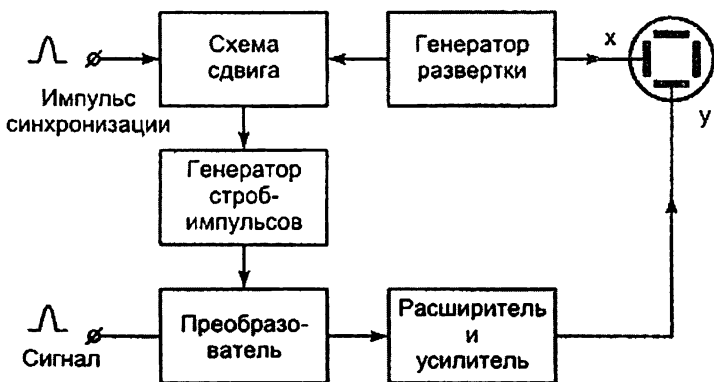


Рис. 5.25. Функциональная схема стробоскопического осциллографа



Из описания принципа действия стробоскопического осциллографа вытекает главный его недостаток – применимость только для получения формы периодических (или повторяющихся) сигналов. Это связано с тем, что на каждый период сигнала приходится только один стробимпульс, и для получения формы сигнала нужно простробировать множество периодов сигнала.

### 5.3.2. Генераторы стробирующих импульсов

Для получения верхних частот порядка нескольких гигагерц нужно довести длительность стробирующего импульса до  $0,1-0,2$  нс. Проектирование генераторов со столь малой длительностью стробимпульса еще недавно представляло трудную задачу. Проще всего она решалась применением релаксационных схем на лавинных транзисторах. Целый ряд таких схем был описан в разделе 3.5. Приведенная там схема генератора на лавинном транзисторе (см. рис. 3.42) позволяет получать пару разнополярных стробирующих импульсов.

Импульсы с субнаносекундными фронтами дают возможность получать и мощные полевые транзисторы, а также диоды с накоплением заряда, переключаемые с прямого направления на обратное за время порядка  $0,1$  нс (например, КД524). Как правило, генераторы стробирующих импульсов имеют коаксиальную конструкцию с принятием всех возможных мер по согласованию с волноводами или коаксиальными кабелями с волновым сопротивлением  $50$  Ом – рис. 5.26 [3].

Наивысшие частоты повторения стробирующих импульсов позволяют получать генераторы, выполненные на гетеропереходных Si-Ge биполярных транзисторах. Их применение дает возможность довести частоты повторения стробирующих импульсов примерно до

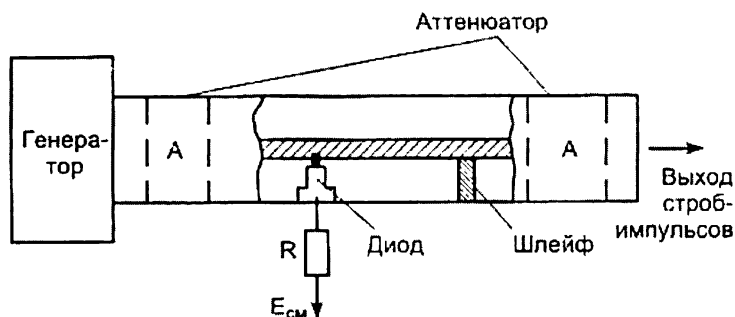


Рис. 5.26. Конструкция генератора стробирующих импульсов на диоде с накоплением заряда

50 ГГц, а длительность импульсов и время их нарастания – до единиц-десятков пикосекунд. Именно эту технологию используют ведущие разработчики цифровых, в том числе стробоскопических, осциллографов – компании Tektronix и LeCroy.

В настоящее время есть явная тенденция объединения генератора стробирующих импульсов с устройством выборки сигналов в единой коаксиальной или микрополосковой конструкции, выполненной на основе технологии интегральных микросхем. Это позволяет минимизировать размеры устройств и свести к минимуму паразитные индуктивности и емкости. В результате удается получить длительность стробимпульсов в единицы-десятки пикосекунд ( $1 \text{ пс} = 1 \cdot 10^{-12} \text{ с}$ ). При этом наиболее скоростными активными приборами для получения таких импульсов стали GaAs полевые транзисторы и отмеченные выше SiGe гетеропереходные транзисторы.

### 5.3.3. Устройства выборки сигналов

Другая проблема – построение высокоскоростного ключа для стробирования сигналов. Первые устройства стробирования на электронных лампах с трудом позволяли получить  $f_{\text{в}}$  порядка 1 ГГц. Немного лучшие результаты давали ключи на высокоскоростных диодах. Это было связано с тем, что процесс закрывания диода инерционен из-за рассасывания накопившихся в базе избыточных зарядов. Несколько лучшие результаты были достигнуты на пути применения кремниевых диодов с барьером Шоттки (контакт металл–полупроводник). Эти диоды не имеют эффекта накопления избыточных зарядов в базе и имеют субнаносекундное время переключения.

На рис. 5.27 показана типовая диодная схема выборки на основе мостовой диодной сборки (микросхемы). Симметрия схемы позволяет в идеальном случае полностью предотвратить просачивание на выход стробирующих импульсов и устранить смещение нуля. Постоянная времени заряда конденсатора  $C$  определяется как  $CR_{\text{дпр}}$ , где  $R_{\text{дпр}}$  – сопротивление открытого диода (единицы ом). Она должна быть малой – десятки пикосекунд у скоростных осциллографов. Время запоминания выборки определяется постоянной времени разряда  $C - CR_{\text{вх}}$ , где  $R_{\text{вх}}$  – входное сопротивление усилителя УПТ.

Хорошие результаты были получены от схем стробирования на лавинных диодах – рис. 5.28. Они работают только на обратной ветви вольт-амперной характеристики диодов, где их собственная емкость мала (доли пикофард), а накопление зарядов отсутствует. Нормаль-

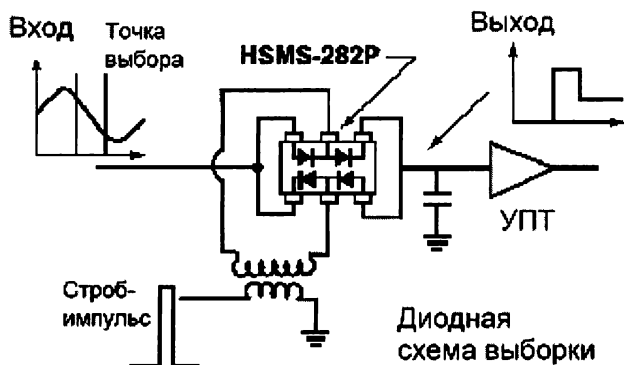


Рис. 5.27. Типичная диодная схема выборки

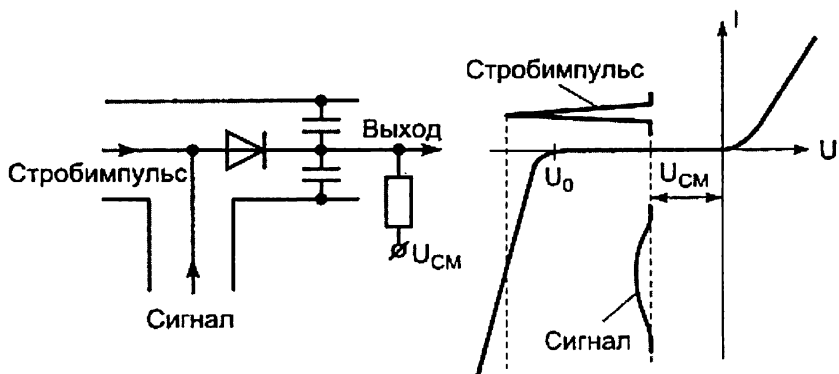


Рис. 5.28. Схема стробирования на скоростном лавинном диоде

но диоды закрыты подачей соответствующего напряжения смещения. Стробимпульс выводит рабочую точку на участок лавинного пробоя, и диод открывается (точнее, пробивается) на короткое время, открывая путь прохода исследуемого сигнала на выход преобразователя. Обычно на выходе стоит запоминающий конденсатор, который заряжается до уровня мгновенного значения сигнала в момент подачи стробимпульса. Недостатком схемы является большое напряжение смещения на выходе схемы.

Следует особо отметить, что устройства выборки и сами стробоскопические осциллографы всегда имеют низкое входное сопротивление – обычно 50 Ом. Этому не стоит удивляться, поскольку

постоянная времени входа обычных осциллографов очень велика – например, при  $R_{вх} = 1$  МОм и  $C_{вх} = 20$  пФ (типичные значения для обычных аналоговых осциллографов) она получается равна 20 нс, что абсолютно исключает регистрацию коротких импульсов тока. Снижение  $R_{вх}$  до 50 Ом не только уменьшает эту постоянную времени, но и позволяет применять коаксиальную или микрополосковую конструкцию генератора стробимпульсов и схемы стробирования, а также использовать стандартные коаксиальные кабели для передачи сигналов.

Современные стробоскопические осциллографы имеют узлы, выполненные на специализированных интегральных микросхемах на основе германиево-кремниевых гетеропереходов, – GaAs-технология, которая позволяет создавать самые высокочастотные транзисторы из существующих. Это дает возможность строить схемы выборки с эффективной полосой частот до 70–100 ГГц и более. Однако и эти, безусловно, выдающиеся результаты на сегодняшний день явно недостаточны. Микроэлектроника развивается так быстро, что скорости переключения микротранзисторов и частоты их работы растут гораздо быстрее, чем аналогичные параметры стробоскопических осциллографов. Например, корпорация Intel объявила о создании интегральных транзисторов с рабочими частотами более 1 ТГц (1000 ГГц), а частоты работы ее микропроцессоров достигли 4 ГГц [4, 32] (естественно, что их транзисторы работают на еще более высоких частотах). Это означает, что частоты новых стробоскопических осциллографов будут и в дальнейшем расти, хотя речь идет тут уже не о массовых, а об уникальных моделях.

## **5.4. Серийные цифровые осциллографы**

### **5.4.1. Проблема выбора аналого-цифровых преобразователей**

Несколько микросхем компании Hittite Microwave – это сверхскоростные АЦП, предназначенные до построения массовых цифровых осциллографов (в том числе выпускаемых в виде USB-приставок к ПК [4]) с полосой пропускания примерно до 250 МГц и анализаторов спектра.

Большинство массовых цифровых осциллографов имеют разрешение по вертикали 8 бит ( $2^8 = 256$  значений уровня исследуе-

мого сигнала). На такое разрешение ориентирована микросхема HMCAD1511 LP7DE фирмы Hittite Microwave. Она выполнена в корпусе QFN 48 (LP7D) с размером 7×7 мм. Основные параметры этой микросхемы представлены в табл. 5.4. Микросхема имеет ряд режимов работы, отличающихся числом каналов и скоростью дискретизации. Максимальная скорость преобразования достигает 1 Гбит/с в одноканальном режиме работы.

**Таблица 5.4. Параметры микросхемы HMCAD1511 LP7DE с 8-битовым разрешением. Значения параметра SFDR (spurious-free dynamic range) указаны для двух случаев: including/excluding и interleaving spurs [2]**

| Разрядность, бит | Скорость, Мбит/с | Каналы, шт. | Мощность, мВт | SNR, дБFS | SFDR, дБс |
|------------------|------------------|-------------|---------------|-----------|-----------|
| 8                | 1000             | 1           | 710           | 49,8      | 49/64     |
| 8                | 500              | 2           | 710           | 49,8      | 44/63     |
| 8                | 250              | 4           | 710           | 49,8      | 57/70     |

Эта микросхема имеет встроенную коррекцию сдвига уровня, к которому чувствительны осциллографические устройства с полосой исследуемых частот, начинающейся с нуля (постоянного тока DC). Микросхема имеет малое (1,8 В) напряжение питания. Управляющие сигналы CMOS логики от 1,6 до 3,6 В. Выход последовательный типа VDS/RS DS.

Функциональная диаграмма микросхемы HMCAD1511 представлена на рис. 5.29. Массовые цифровые осциллографы и USB-осциллографы имеют обычно 1, 2 или 4 одновременно работающих канала. Поэтому микросхема имеет коммутатор класса Cross Point и 4 АЦП (ADC1-ADC4).

При разрешении в 8 бит осциллограмма цифрового осциллографа с АЦП имеет ступеньки, которые видны даже на глаз. Поэтому у некоторых моделей цифровых осциллографов разрядность приходится повышать. Ступеньки перестают быть отчетливо видными при разрядности 12 бит и выше. Выпускается микросхема 12/14-битового АЦП HMCAD1520. Ее параметры представлены в табл. 5.5. Микросхема выполнена в корпусе LP7DE. Максимальная полоса частот достигает 640 МГц в одноканальном режиме работы. Отличительная особенность этой микросхемы – режимы Precision с разрядностью 14 бит и полосой пропускания 105 или 80 МГц в одноканальном режиме работы.

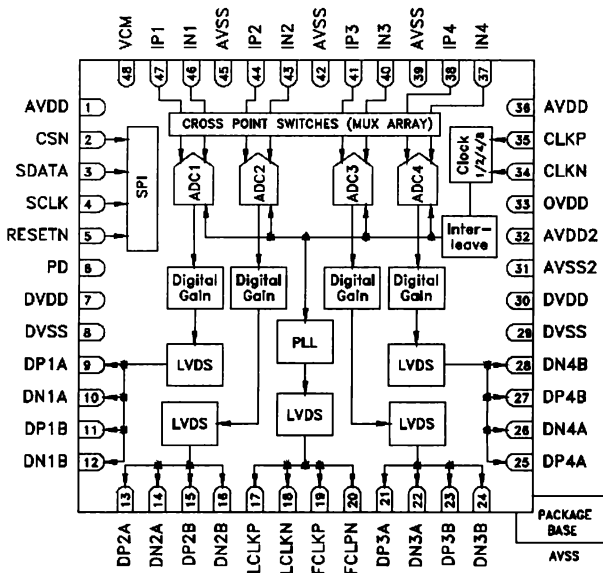


Рис. 5.29. Функциональная диаграмма микросхемы HMCAD1511

**Таблица 5.5. Параметры микросхемы HMCAD1520 с 12-битовым разрешением в корпусе LP7DE**

| Режим работы | Разрядность, бит | Полоса, МГц | Каналы, число | Мощность, мВт | SNR, дБFS | SFDR, дБс |
|--------------|------------------|-------------|---------------|---------------|-----------|-----------|
| HS1          | 12               | 640         | 1             | 490           | 70        | 60/75     |
| HS2          | 12               | 320         | 2             | 490           | 70        | 60/78     |
| HS4          | 12               | 160         | 4             | 490           | 70        | 60/78     |
| Precision    | 14               | 105/80      | 4             | 603/530       | 74/75     | 83/85     |

Из серийных микросхем АЦП наиболее скоростными и высокочастотными являются 12-битовые АЦП фирм Texas Instruments и National Semiconductor – см. табл. 5.6.

**Таблица 5.6. Параметры АЦП фирм Texas Instruments и National Semiconductor с частотой преобразования выше 3,0 Гвыб/с в режиме объединения каналов**

| Тип АЦП      | Бит | Гвыб/с  | Каналы | SNR, дБ | SFDR, дБ | P, мВт |
|--------------|-----|---------|--------|---------|----------|--------|
| ADC12D1800RF | 12  | 1,8/3,6 | 2      | 57,7    | 70       | 4400   |
| ADC12D1600RF | 12  | 1,6/3,2 | 2      | 58,4    | 70,3     | 3880   |
| ADC12D1800   | 12  | 1,8/3,6 | 2      | 58,6    | 73       | 4400   |
| ADC12D1600   | 12  | 1,6/3,2 | 2      | 58,5    | 70,3     | 3880   |

Типовые параметры микросхемы 12-битовых АЦП ADC12D1800 и ADC12D1800RF:

- разрешение 12 бит;
- скорость преобразования при объединении каналов 3,6 Гвыб/с;
- минимальная спектральная плотность шума –153,5 дБ/Гц;
- уровень третьей гармоники –61 дБFS;
- отношение сигнал/шум 48,5 дБ;
- потребляемая от источника питания мощность 4,4 Вт;
- полная полоса частот входного сигнала 2,8 ГГц;
- напряжение питания  $1,9 \text{ В} \pm 0,1 \text{ В}$ ;
- рабочая температура от  $-40$  до  $+85$  °С (индустриальный вариант изготовления);
- корпус BGA с 292 выводами и размерами  $27 \times 27 \times 2,38$  мм;
- встроенная система калибровки.

Все эти АЦП имеют функциональную схему, представленную на рис. 5.30. Они выполнены по стандартной, но существенно улучшенной технологии микросхем на кремниевых СВЧ-микротранзисторах.

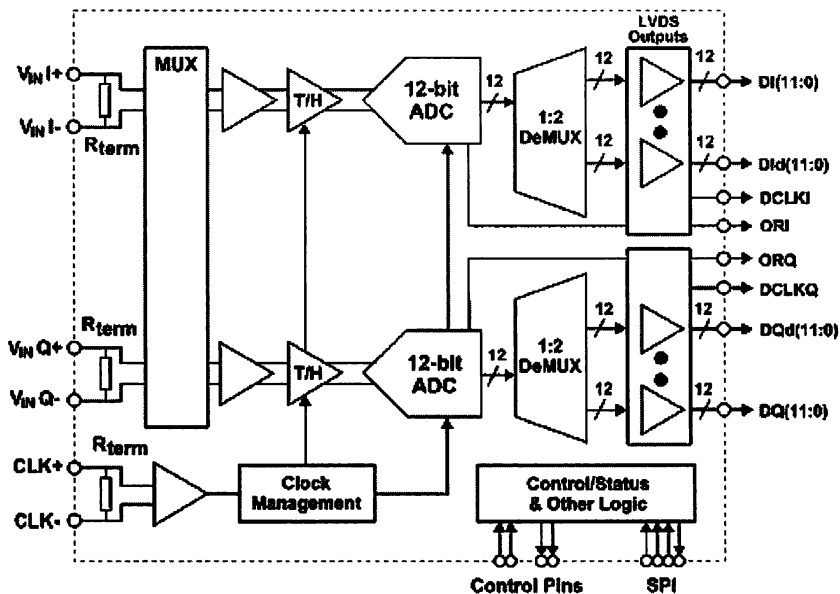


Рис. 5.30. Функциональная диаграмма микросхем АЦП серии ADC12D

Серийные АЦП в виде монолитных микросхем можно применять лишь в сравнительно дешевых массовых цифровых осциллографах с полосой пропускания до 1 ГГц. Во всех осциллографах с полосой частот выше 1 ГГц и частотой квантования сигнала выше 2,5 Гвыб/с применяются фирменные разработки сверхскоростных АЦП, как правило, на базе GaAs, Si-Ge и других технологий. Для этого крупные производители ЦЗО (фирмы Tejtrinox, LeCroy и Agilent) вынуждены иметь свою микроэлектронную промышленность специальной ориентации.

### **5.4.2. Цифровые осциллографы с полосой частот до 1 ГГц**

К цифровым осциллографам относятся приборы, не просто имеющие цифровые средства (например, микропроцессорное управление или встроенные мультиметры), а осуществляющие цифровое преобразование аналоговых сигналов, их запоминание в памяти и вывод сигналов, представленных в цифровой форме. В литературе описаны многие типы цифровых осциллографов [140–168]. В материалах, представленных ниже, они дополнены описанием ряда новых моделей северокорейских и китайских фирм.

#### ***Осциллографы Минского приборостроительного завода***

В России и в странах СНГ, к сожалению, собственных разработок массовых цифровых запоминающих осциллографов реального времени практически нет. Ряд цифровых приборов выпускает Минский приборостроительный завод (Белоруссия). Все они имеют полосу частот менее 200 МГц и к скоростным осциллографам не относятся.

Осциллограф С8-40 имеет полосу пропускания 200 МГц и максимальную частоту дискретизации 200 МГц. Представляет собой 2-канальный цифровой осциллограф с диапазоном частот исследуемых сигналов до 200 МГц. Прибор регистрирует одиночные события с частотой выборки до 200 Мв/с на канал и повторяющиеся сигналы – до 10 Гв/с. Осциллограф С8-40 разработан с применением в своем составе ПЭВМ класса IBM PC. Программное обеспечение осциллографа С8-40, реализованное в операционной системе Windows, в максимальной степени ориентировано на работу с пользователем и обеспечивает управление режимами оцифровки, накопления, отображения и математической обработки измеряемых сигналов в операционной системе Windows 2000/XP.



Однако, к сожалению, приходится констатировать, что по основным характеристикам (прежде всего полосе частот исследуемых сигналов), а также массогабаритным показателям описанные выше осциллографы ныне сильно отстают от подобных разработок зарубежных фирм.

### **Осциллографы фирмы Good Will (Instek)**

Ряд цифровых осциллографов с полосой до 250 МГц выпускает фирма Good Will (Instek) [140–142]. В период мирового кризиса компания Good Will выпустила новую вполне современную серию цифровых осциллографов GDS-73000, в составе которой появились приборы с полосой в 350 и 500 МГц, преодолевшие барьер времени нарастания в 1 нс. Внешний вид приборов показан на рис. 5.31.

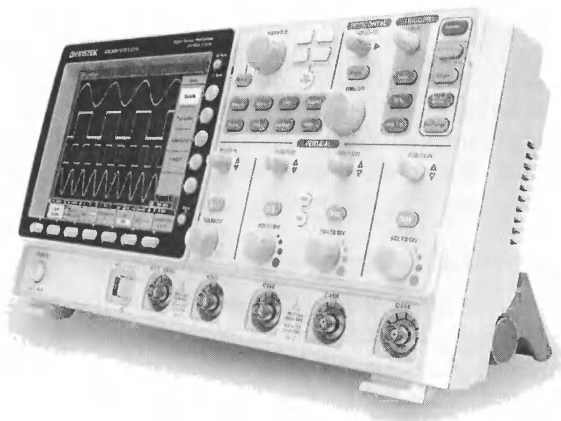


Рис. 5.31. Внешний вид осциллографа серии GDS-73000

Приборы имеют удобный и простой интерфейс, основанный на кнопочном управлении. Его вид напоминает вид интерфейса осциллографов младших серий компании Agilent Technologies. Выпускается ряд моделей приборов: GDS-73152, GDS-73154, GDS-73252, GDS-73254, GDS-73352, GDS-73354, GDS-73502 и GDS-73504. Они имеют следующие основные характеристики:

- количество каналов: 2 и 4;
- полоса пропускания: 150, 250, 350 и 500 МГц (8 моделей);
- максимальная частота дискретизации: 5 ГГц (эквивалентная 100 ГГц);

- входное сопротивление: 1 МОм/50 Ом/75 Ом;
- коэффициент отклонения по вертикали: от 2 мВ/дел до 1 В/дел при низкоомном входе и до 5 В/дел при высокоомном входе (шаг 1, 2, 5);
- объем памяти: 25 К на канал;
- коэффициент отклонения по горизонтали: от 1 нс/дел до 50 с/дел (шаг 1, 2, 5);
- двойная развертка – основная и задержанная;
- режимы развертки: ждущий, автоколебательный, однократный, телевизионный (NTSC, PAL, SECAM);
- режимы работы АЦП: выборка, пиковый детектор (2 нс и более), усреднение (от 2 до 256 осциллограмм);
- измерения: курсорные измерения, 27 видов автоматических измерений;
- функции математики: сложение, вычитание, умножение, частотный анализ (БПФ);
- память: 24 осциллограмм, 20 профилей настроек;
- выход калибратора;
- интерфейсы: USB 2.0 (для управления и сохранения), RSR-232, LAN, опция GPIB;
- подключение внешнего монитора: VGA-выход;
- функция «Разделенный экран» и предварительный просмотр осциллограмм в файловой системе;
- вывод данных на печать (поддержка PictBridge);
- 20 см, цветной SVGA TFT-дисплей с регулируемой яркостью и разрешением 800×600;
- габариты 400×200×139 мм, масса 4 кг;
- русифицированное меню, 3 года гарантии.

Цветной дисплей осциллографов позволяет в монохромном и цветном режимах отображать обычные осциллограммы, в том числе достаточно сложных сигналов, например телевизионных. Кстати, именно для наблюдения телевизионных сигналов у этих приборов предусмотрена установка входного сопротивления равным 75 Ом. Память осциллограмм у этих осциллографов небольшая, так что они не очень приспособлены для анализа сложных сигналов, например паттернов. Стоимость 350-МГц моделей – около 200 000 рублей. Не плохо у приборов решена задача автоматизации измерений. Предусмотрено проведение до 27 автоматических измерений с удобной установкой их с помощью меню и специального окна.

### Осциллографы фирмы WENS

Три модели «бюджетных» цифровых осциллографов нового поколения выпускает другая молодая южнокорейская компания WENS – рис. 5.32. По своим характеристикам и идеологии управления с помощью меню эти приборы очень напоминают рассмотренные выше приборы фирмы EZ Digital. Но есть и интересные отличия: к приборам может подключаться компьютерная мышь, возможно применение флэш-памяти, до 125 Кб расширена емкость памяти. В приборах используется многоязыковое меню, есть возможность возврата к предшествующим установкам с помощью кнопки **Undo**, имеется режим обучения.

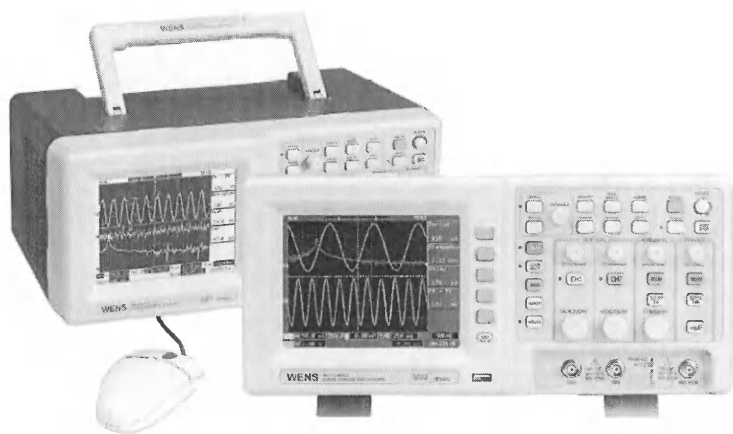


Рис. 5.32. «Бюджетные» цифровые осциллографы фирмы WENS серии 3000

Выпускаются три модели приборов этой серии: 150 МГц осциллограф с монохромным экраном WENS 3001, 150 МГц и 300 МГц осциллографы с цветным экраном WENS 3002 и 3005. Приборы с частотами до 150 МГц имеют время нарастания переходной характеристики 2,3 нс, а приборы с частотами до 300 МГц – 1,4 нс. Чувствительность канала вертикального отклонения от 2 мВ/дел до 5 В/дел (погрешность 2%), скорость развертки от 1 нс/дел до 5 В/дел (погрешность 0,01%).

Вслед за номером в названии осциллографов используются три буквы: 1 – S (стандартная память) или F (флэш-память), 2 – буква B для приборов с возможностью питания от батарей и 3 – буква G при

наличии интерфейса GRID. При использовании обычной PS-2 мыши возможно управление прибором от нее, например переключение режимов работы, изменение условий просмотра осциллограмм и т. д. Применение флэш-памяти дает альтернативный метод ввода данных с осциллографа в компьютер.

### **Осциллографы фирмы RIGOL**

Известным китайским производителем цифровых осциллографов является фирма RIGOL. Серия приборов, очень похожих на описанные выше приборы фирмы EZ Digital, имеет полосы пропускания от 5 МГц до 200 МГц. Коэффициенты отклонения по вертикали от 2 мВ/дел до 25 В/дел. Развертка от 2 нс/дел до 50 с/дел. Входной импеданс 1 МОм/13 пФ в моделях с частотами до 100 МГц, у более высокочастотных осциллографов 50 Ом.

В ноябре 2009 года в центральном офисе компании Rigol Technologies была представлена новая серия осциллографов DS6000 этой молодой и преуспевающей китайской компании. Ее приборы (рис. 5.33) имеют полосы частот в 600 МГц и даже 1 ГГц. Таким образом, они достигли не только 1-наносекундного барьера по времени нарастания переходной характеристики, но и 1-гигагерцевого частотного барьера и впервые стали конкурентами цифровых осциллографов среднего класса фирм Agilent, LeCroy и Tektronix, описанных ниже.

Все модели осциллографов Rigol DS6000 имеют USB-разъем на передней панели для подключения внешних накопителей, а на задней

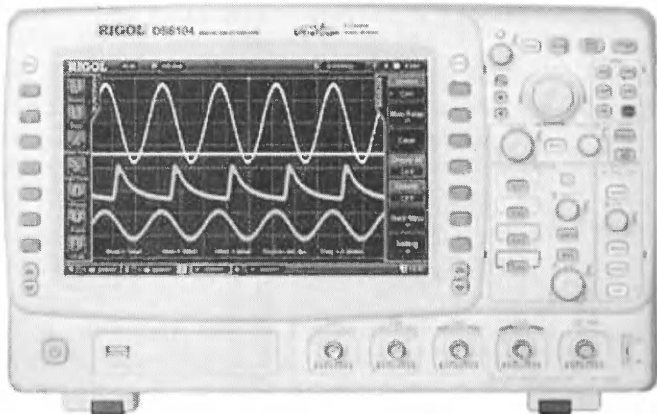


Рис. 5.33. Внешний вид осциллографа серии Rigol DS6000

панели: два USB-порта для управления от ПК или для подключения принтера, разъем интерфейса LXI класса C и VGA-выход.

Несмотря на высокие технические характеристики и возможности, осциллографы DS6000 серии имеют небольшие габаритные размеры: 400×255×124 мм, а вес всего около 4 кг. Питание осциллографов серии DS6000 может осуществляться как от сети переменного тока 110/220В, так и при помощи встроенной аккумуляторной батареи, которая поставляется опционально.

Ниже представлены данные осциллографов этой серии – см. табл. 5.7.

**Таблица 5.7. Основные характеристики осциллографов DS6000**

| Модель                  | DS6062     | DS6064     | DS6102     | DS6104     |
|-------------------------|------------|------------|------------|------------|
| Полоса частот           | 600 МГц    | 600 МГц    | 1 ГГц      | 1 ГГц      |
| Число каналов           | 2          | 4          | 2          | 4          |
| Скорость выборки (макс) | 5 Гвыб/с   | 5 Гвыб/с   | 5 Гвыб/с   | 5 Гвыб/с   |
| Память осциллограмм     | 140 Мточек | 140 Мточек | 140 Мточек | 140 Мточек |

Все модели имеют глубину памяти до 140 млн точек. Для сравнения отметим, что у лучших осциллографов закрытой архитектуры компании Tektronix DPO 4000 она составляет «всего» 10 млн точек. Так что Rigol успешно воспользовалась резким снижением стоимости микросхем памяти в последние годы и не пожалела их применения в памяти осциллограмм большого объема. Чувствительность по вертикали от 1 мВ/дел до 5 В/дел. Скорость выборки 5 Гвыб/с характерна при работе с одним каналом и падает вдвое при работе с двумя каналами.

В приборах использованы новая инновационная технология Ultra-Vision и система поиска особенностей в длинных осциллограммах WaveFinder, которая поразительно похожа на аналогичную систему WaveInspector, примененную в ряде осциллографов Tektronix закрытой архитектуры. Скорость записи осциллограмм в память достигает 180 000 кадров/с, с последующим их воспроизведением и анализом со скоростью до 120 000 кадров/с.

Яркий и сочный 10,1-дюймовый экран осциллографов WVGA-типа с разрешением 800×600 точек при 256 градациях цвета имеет светодиодную (LED) подсветку и дает четкое отображение осциллограмм и их аномалий (глюков) – 5.34. Любопытно, что масштабная сетка имеет 14 делений по горизонтали против обычных 10. Учитывая вытянутость дисплея по горизонтали, это обеспечивает более удоб-

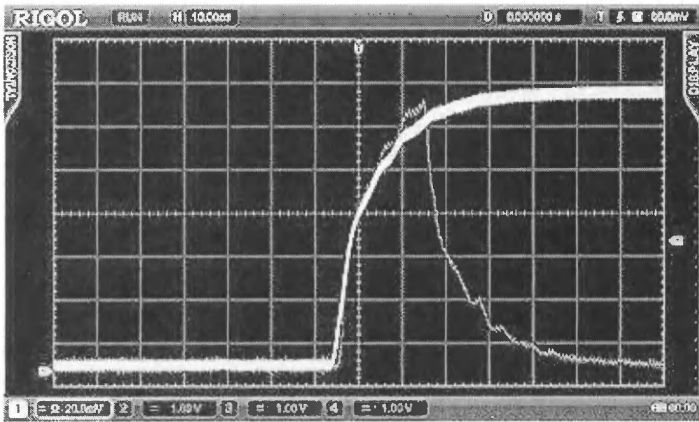


Рис. 5.34. Отображение перепада сигнала с глюком на экране осциллографа Rigol серии DS6000

ное наблюдение осциллограмм с повышенной зоной обзора. Экран имеет достаточно большую полезную площадь, на 40% больше, чем у большинства осциллографов такого класса.

Осциллографы Rigol серии DS6000 имеют режим персистенции – запоминания на заданное время осциллограмм. К сожалению, он реализован в монохромном режиме, но позволяет наблюдать «живые» осциллограммы, например сложного телевизионного сигнала в режиме персистенции (имитации аналогового послесвечения).

Пока осциллографы Rigol серии DS6000 не относятся к осциллографам смешанных сигналов, хотя таковые наверняка появятся в ближайшее время. Но приборы серии DS6000 позволяют достаточно качественно наблюдать цифровые сигналы.

Все осциллографы серии Rigol DS6000 имеют расширенную систему синхронизации. Она позволяет производить запуск не только по ставшим уже стандартным для осциллографов Rigol серий 1000B, 1000D и 1000E условиям, таких как Edge, Video, Pulse Width, Pattern, Slew rate, Durations, но и имеет дополнительные возможности по синхронизации и декодированию потоков данных в различных шинах широкого применения: I2C, SPI, RS-232/UART, USB, FlexRay и CAN.

Разработчики из фирмы Rigol неплохо изучили цифровые осциллографы ведущих фирм, взяв из них лучшие возможности. Например, от осциллографов Tektronix закрытой архитектуры заимствовано средство WaveInspector, правда, названное немного иначе –

WaveFinder. Но дело не в названии, а в сути – это средство на уровне интерфейса организовано в виде двойной поворотной ручки, позволяющей перемещать область просмотра длинного кадра осциллограммы по его длине, менять размеры области просмотра и устанавливать метки на нужных особенностях сигнала. WaveFinder – это вполне современная лупа времени!

Еще одно средство также похоже на применяемое в осциллографах Tektronix закрытой архитектуры – это редактор математических выражений. В набираемое в нем выражение можно включать сигналы каналов CH1–CH4, арифметические операторы, математические функции и результаты автоматических вычислений. График заданного математического выражения строится как расчетная осциллограмма.

Из интересных особенностей осциллографов можно отметить возможность применения в каналах вертикального отклонения системы цифровых фильтров: нижних и верхних частот, режекторного и полосового фильтров. Это позволяет ослаблять или вырезать некоторые виды помех и наводок и повысить качество отображения зашумленных сигналов.

Предусмотрена и оценка нахождения осциллограмм в заданной зоне, задаваемой маской. Маску можно задавать и перемещением осциллограммы. Маски позволяют осуществлять пороговый контроль сигналов.

К осциллографам поставляются различные опции: пробники, стойки, USB-GPIB адаптер и др. Пробники поставляются двух типов: пассивный RP5600 с коэффициентом делений 10 и полосой частот до 600 МГц и активный дифференциальный RP7150 с полосой частот до 1,5 ГГц.

На мировом уровне осциллографов новые китайские приборы относятся к среднему классу. Они стоят несколько дешевле, чем осциллографы такого класса ведущих фирм, но вряд ли эту стоимость можно отнести к бюджетной (стартовая цена приборов DS6000 составляет около \$7400).

### **5.4.3. ЦЗО фирмы Tektronix с закрытой архитектурой**

Корпорация Tektronix издавна занимает лидирующее место в разработке электронных осциллографов различного класса [146–151]. В последние годы это прежде всего цифровые осциллографы, рабо-

тающие в реальном масштабе времени, и стробоскопические осциллографы высшего класса. Корпорация Tektronix занимает более половины рынка таких приборов. Рассмотрим основные типы цифровых осциллографов, предлагаемых на нашем российском рынке.

Tektronix (как и другие фирмы) выпускает два класса цифровых запоминающих осциллографов:

- осциллографы с закрытой архитектурой (то есть со встроенным микропроцессором);
- осциллографы с открытой архитектурой на основе стандартного персонального компьютера.

Осциллографы первого класса можно назвать обычными цифровыми осциллографами. Применение их встроенного процессора для иных целей, кроме обслуживания узлов осциллографа, не предусмотрено. Осциллографы второго класса содержат встроенный ПК со своей системной платой, своим микропроцессором и жестким диском. Помимо обслуживания узлов осциллографа, ПК может использоваться и для других целей, например для работы с прикладными программами, обеспечивающими обработку исследуемых сигналов. Ниже вначале рассмотрены приборы с закрытой архитектурой – более простые и дешевые.

### ***Серия TPS1000/2000***

Приборы с частотой исследуемых сигналов от 0 до 40, 60, 100 или 200 МГц, частота дискретизации 1 или (для 200 МГц приборов) 2 ГГц. Внешний вид приборов серии TPS1000/2000 показан на рис. 5.35.

Главное и в ряде случаев принципиально важное отличие данных приборов – это наличие 2 или 4 гальванически изолированных каналов и изолированного входа внешней синхронизации. Это особенно важно при использовании осциллографов для отладки энергетического оборудования, источников питания и различных устройств, в которых требуется снимать осциллограммы между любыми двумя незаземленными точками. Приборы имеют универсальное (от сети и аккумуляторной батареи) питание, что позволяет использовать их в походных условиях и на выезде.

Приборы имеют цветной ЖКИ, память 2,5 кБ/канал, вертикальное разрешение 8 бит, развертку по горизонтали 2 мВ – 5 В/дел, по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, режим анализатора спектра с быстрым преобразованием Фурье (БПФ), возможность сохранения данных на карту флэш-памяти CompactFlash, 11 автоматических измерений, 6-разрядный частотомер, видеосинхронизацию с выбором строки, синхрониза-





Рис. 5.35. Осциллографы серии TPS1000/2000 с гальванической развязкой входов

цию по длительности импульса, аккумуляторное питание для автономной работы, порты RS-232 и LPT для связи с компьютером.

Опционально поставляются:

- TPS2PBND – набор для измерения мощности для TPS2000. Набор включает в себя 4 пробника P5120 (пассивных, высоковольтных) и ПО для измерения и анализа мощности TPS2PWR1;
- TPS2PWR1 – ПО для измерения и анализа мощности. Мгновенный анализ осциллограмм и мощности, гармонический анализ, потери переключения, фазовый угол, измерения  $DV/Dt$  и  $DI/Dt$  в месте нахождения курсоров.

### **Серия TDS1000/2000**

Приборы с частотой исследуемых сигналов от 0 до 40, 60, 100 или 200 МГц, 2 или 4 канала, дискретизация 1 или 2 ГГц, монохромный или цветной ЖКИ, память 2,5 кБ/канал, вертикальное разрешение 8 бит, развертка по горизонтали 2 мВ – 5 В/дел, по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, режим спектроанализатора (БПФ), 11 автоизмере-

ний, видеосинхронизация с выбором строки, синхронизация по длительности импульса.

Отличия приборов:

- TDS-1001: 40 МГц, 2 канала, дискретизация 0,5 ГГц, развертка по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, 11-монохромный ЖКИ, дисплей монохромный;
- TDS-1002: 60 МГц, 2 канала, дискретизация 1 ГГц, развертка по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, 11-монохромный ЖКИ, дисплей монохромный;
- TDS-1012: 100 МГц, 2 канала, дискретизация 1 ГГц, развертка по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, монохромный ЖКИ, дисплей монохромный;
- TDS-2002: 60 МГц, 2 канала, дискретизация 1 ГГц, развертка по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, цветной ЖКИ, дисплей цветной;
- TDS-2012: 100 МГц, 2 канала, дискретизация 1 ГГц, развертка по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, цветной ЖКИ, дисплей цветной;
- TDS-2014: 100 МГц, 4 канала, дискретизация 1 ГГц, развертка по горизонтали 5 нс – 50 с/дел, цветной ЖКИ, дисплей цветной;
- TDS-2022: 100 МГц, 4 канала, дискретизация 2 ГГц, развертка по горизонтали 2,5 нс – 50 с/дел, цветной ЖКИ, дисплей цветной;
- TDS-2024: 200 МГц, 4 канала, дискретизация 2 ГГц, развертка по горизонтали 2,5 нс – 50 с/дел, цветной ЖКИ, дисплей цветной.

Опционально поставляются:

- TDS-2СМАХ – интерфейсный модуль для ПК (RS232, GPIB, Centronix), кабель, ПО «OpenChoice»;
- TDS-2МЕМ – интерфейсный модуль для ПК (RS232, CompactFlash, Centronix), кабель, ПО «OpenChoice».

### ***Серия TDS1000В/2000В***

Недостатками популярных серий TDS1000/2000 осциллографов были слабые возможности по сохранению и печати осциллограмм и совместной работе приборов с современными компьютерами, в частности отсутствие средств подключения к высокоскоростной последовательной шине USB. Правда, частично эти недостатки устраняются применением опций (аксессуаров), но они не всегда есть под рукой и требуют дополнительных затрат на их приобретение. В связи с этим большой интерес у всех специалистов, применяющих осциллографы, вызвала новость корпорации Tektronix о выпуске на мировой рынок обновленной версии бюджетных цифровых запоминающих осциллографов TDS 1000В/2000В. Лишенные всех указанных недостатков, приборы этой серии к тому же более дешевы, чем их предшественни-

ки. На передней панели приборов можно заметить новые элементы – круглую кнопку под пятью кнопками экранного меню и характерный разъем USB-порта для подключения карты флэш-памяти. Сзади можно обнаружить второй USB-разъем для подключения персонального компьютера (ПК) или USB-принтера.

Конструктивное оформление приборов серий TDS 1000B и TDS 2000B несколько различается. Осциллографы серии TDS 1000B – это двухканальные приборы с монохромным дисплеем, а приборы TDS 2000B имеют цветной дисплей и варианты с 4 каналами и частотой дискретизации до 2 ГГц. Приборы различаются по полосе частот и, естественно, по стоимости (от примерно \$900 для младшей модели и немного менее \$2400 для старшей). Основные параметры приборов аналогичны приведенным для серий TDS1000/2000. Интересно, что охлаждение приборов конвекционное, так что шумящего вентилятора у них нет.

Максимальная частота дискретизации осциллографов как минимум на порядок превышает полосу частот наблюдаемых сигналов. Она является самой высокой у приборов этого класса с полосой частот до 200 МГц (от 0,5 до 2 ГГц) и достигается только у приборов фирмы Tektronix. Это открывает возможности применения приборов при осциллографии в реальном времени без каких-либо ограничений на периодичность сигналов. В частности, возможен просмотр однократных сигналов. Встроенный в осциллографы пиковый детектор позволяет обнаруживать пики сигналов с длительностью от 12 нс (у TDS 2022B/2024B) даже в промежутках между отсчетами.

### **Серия DPO/MSO2000**

Данные новейшей серии осциллографов DPO/MSO 2000 умеренной стоимости приведены в табл. 5.8. Приборы имеют расположение органов управления, как у осциллографов серии 4000. У них есть средство Wave Inspector для детального рассмотрения осциллограмм. Значительно расширен объем памяти, есть средства «цифрового фосфора».

**Таблица 5.8. Основные параметры осциллографов серии DPO/MSO 2000**

| <b>Модель</b> | <b>Полоса, МГц</b> | <b>Память, МБ</b> | <b>Входы</b> | <b>Цена, дол.</b> |
|---------------|--------------------|-------------------|--------------|-------------------|
| DPO2012       | 100                | 1                 | 2            | 3,120             |
| MSO2012       | 100                | 1                 | 2/16         | 4,320             |
| DPO2014       | 100                | 1                 | 4            | 3,750             |
| MSO2014       | 100                | 1                 | 4/16         | 5,200             |
| DPO2024       | 200                | 1                 | 4            | 4,500             |
| MSO2024       | 200                | 1                 | 4/16         | 6,230             |

Эти современные приборы оснащены фирменной технологией цифрового фосфора для имитации послесвечения экрана, имеют большую длину записи осциллограмм – до 1 млн точек/канал, WQVGA ЖК-дисплей размером по диагонали 18 см, скорость захвата осциллограмм до 5000 в секунду и поиск в длинной памяти с помощью фирменного средства WaveInspector™. Они обеспечивают захват/поиск/декодирование шин SPI, I<sup>2</sup>C, RS232/422/485/UART, CAN, LIN (опции), расширенную синхронизацию, 29 автоматических и курсорных измерений. Горизонтальная развертка приборов имеет коэффициенты от 2,5/5 нс/дел до 50 с/дел, точность горизонтальной развертки  $50 \cdot 10^{-6}$  с. Возможны хранение до 96 и более опорных осциллограмм в пределах 8 Мбайт от объема памяти, работа с запоминающим устройством USB, хранение 4000 и более настроек для передней панели в пределах памяти в 8 Мб.

### **Серия TDS 3000/3000B**

Это первые приборы корпорации Tektronix, использующие технологию цифрового фосфора (DPO) – имитацию аналогового послесвечения, присущего аналоговым осциллографам на основе электронно-лучевой трубки, – рис. 5.36 [66]. Это хорошо известная и недавно пользующаяся большой популярностью серия цифровых



Рис. 5.36. Внешний вид осциллографа с цифровым фосфором TDS 3054

осциллографов в наше время несколько устарела и заменяется приборами серии TDS4000. Тем не менее усовершенствованные модели TDS 3000В выпускаются.

Приборы на 2 или 4 канала (1 МОм/50 Ом), 100, 200, 300, 400, 500 или 600 МГц, цифровой запоминающий, DPO, большой цветной ЖКИ, частота дискретизации 1,25/2,5/5 ГГц, длина записи 10 000 точек/канал, расширенный набор синхронизации (в том числе по видеосигналу), детектирование аномалий сигнала, БПФ, автоматические и курсорные измерения, FDD 5.5", выход для принтера и Ethernet, вход внешней синхронизации, небольшой, легкий.

Опционально поставляются:

- TDS3VID – модуль для работы с аналоговым видеосигналом;
- TDS3SDI – цифровое видео;
- TDS3AAM – расширенная математика;
- TDS3LIM – тестирование в пределах;
- TDS3TMT – телекоммуникационные маски;
- TDS3GV – модуль для подключения к ПК (RS-232, GPIB, выход VGA);
- TDS3BAT(B), TDS3CHG – питание от аккумулятора.

Отличия приборов:

- TDS-3012B: 2 канала, 100 МГц, дискретизация до 1,25 ГГц;
- TDS-3014B: 4 канала, 100 МГц, дискретизация до 1,25 ГГц, есть опция «BND»;
- TDS-3024B: 4 канала, 200 МГц, дискретизация до 2,5 ГГц;
- TDS-3032B: 2 канала, 300 МГц, дискретизация до 2,5 ГГц;
- TDS-3034B: 4 канала, 300 МГц, дискретизация до 2,5 ГГц, есть опция «BND»;
- TDS-3044B: 4 канала, 400 МГц, дискретизация до 5 ГГц;
- TDS-3052B: 2 канала, 500 МГц, дискретизация до 5 ГГц;
- TDS-3054B: 4 канала, 500 МГц, дискретизация до 5 ГГц, есть опция «BND»;
- TDS-3064B: 4 канала, 600 МГц, дискретизация до 5 ГГц.

Экран в приборах серии TDS 3000 обновляется со скоростью до 3600 фреймов/с. Приборы могут автоматически измерять 25 параметров сигналов и осуществлять быстрое преобразование Фурье. Имеют обширные возможности для подключения к компьютеру: встроенный Ethernet-порт, порты GPIB и RS232, разъем VGA. В комплект приборов входит обширное программное обеспечение. Единственное, что всегда омрачает впечатление от замечательных приборов корпорации Tektronix, – это их высокая цена. Но, как у нас

принято говорить, за удовольствие надо платить! Кроме того, приборы не имеют порта USB.

### **Серия TDS 3000C**

Новые (появились в 2008 г.) ЦЗО с DPO 2 или 4 канала (1 МОм/50 Ом), 100, 300 или 500 МГц, цветной ЖК-дисплей, частота дискретизации 1,25/2,5/5 ГГц, длина записи 10 тыс. точек/канал, расширенный набор синхронизации (в том числе по видеосигналу), детектирование аномалий сигнала, БПФ, 20 автоматических измерений, курсорные измерения, USB host для хранения осциллограмм, Ethernet, вход внешней синхронизации, портативный, легкий, возможность работы в полевых условиях (аккумуляторная батарея до 3 часов непрерывной работы).

Модели (все модели имеют память 10 Кбит на всех каналах):

- TDS 3012C 2 канала, 100 МГц, дискретизация до 1,25 ГГц;
- TDS 3014C 4 канала, 100 МГц, дискретизация до 1,25 ГГц;
- TDS 3032C 2 канала, 300 МГц, дискретизация до 2,5 ГГц;
- TDS 3034C 4 канала, 300 МГц, дискретизация до 2,5 ГГц;
- TDS 3052C 2 канала, 500 МГц, дискретизация до 5 ГГц;
- TDS 3054C 4 канала, 500 МГц, дискретизация до 5 ГГц.

Опции:

- TDS 3VID – модуль для работы с аналоговым видеосигналом;
- TDS 3SDI – цифровое видео;
- TDS 3AAM – расширенная математика;
- TDS 3LIM – тестирование в пределах;
- TDS 3TMT – телекоммуникационные маски;
- TDS 3GV – модуль для подключения к ПК (RS-232, GPIB, выход VGA);
- TDS 3BATC – аккумуляторная батарея;
- TDS 3CHG – зарядное устройство для аккумулятора TDS3-BATC.

### **Серия DPO 3000**

Еще одна новейшая серия цифровых запоминающих осциллографов (рис. 5.37) с DPO (захват до 50 000 осциллограмм в секунду), 2 или 4 канала (1 МОм/50 Ом/75 Ом – интерфейс TekVPI), полоса 100 МГц, 300 МГц или 500 МГц, большой цветной WVGA ЖК-дисплей 22 см по диагонали, дискретизация в реальном времени 2,5 ГГц при длине записи 5 млн точек/канал независимо от числа каналов, технология поиска в длинной памяти WaveInspector™, расширенный



Рис. 5.37. Внешний вид цифрового осциллографа DPO 3054

набор синхронизаций, математический редактор, 29 автоматических и курсорных измерений, статистика по изменениям, USB host, порт USB 2.0 с возможностью прямого управления USBTMC, выход синхроимпульса, VGA-видеовыход, Ethernet (полное управление через e\*Score), вход внешней синхронизации, замок «Kensington», небольшой (203×416×137 мм), легкий (4,1 кг).

Особо следует отметить, что наряду с обычными входными сопротивлениями в 1 МОм и 50 Ом приборы позволяют устанавливать входное сопротивление в 75 Ом, которое принято в телевизионной технике.

Выпускаются следующие модели этой серии (все с частотой дискретизации 2,5 ГГц):

- DPO 3012 2 канала, 100 МГц;
- DPO 3014 4 канала, 100 МГц;
- DPO 3032 2 канала, 300 МГц;
- DPO 3034 4 канала, 300 МГц;
- DPO 3052 2 канала, 500 МГц;
- DPO 3054 4 канала, 500 МГц.

Опции:

- DPO 3AUTO – модуль синхронизации и анализа для автомобильной электроники. Просмотр шин CAN, синхронизация по элементам и пакетам, декодирование, таблица с метками времени;

- DPO 3EMBD – модуль для анализа встроенных микросистем с последовательными интерфейсами. Запуск по пакетам I<sup>2</sup>C- и SPI-шин, поиск и декодирование пакетов, просмотр данных шин синхронно с осциллограммами (поддержка SPI – только для 4-канальных моделей);
- DPO 3COMP – модуль синхронизации и анализа шины RS232 для осциллографов серии DPO3000;
- DPO 3VID – модуль синхронизации видеосигналов HDTV и пользовательских (нестандартных) видеосигналов.

### Серия DPO/MSO 4000

Новые серии цифровых запоминающих осциллографов – DPO 4000 и осциллографов смешанных сигналов MSO 4000 [67–69] достойно завершают класс осциллографов компании Tektronix с закрытой архитектурой и являются дальнейшим серьезным развитием серии приборов TDS 3000. Внешний вид приборов показан на рис. 5.38. Приборы оснащены фирменной новинкой – инспектором осциллограмм (Wave Inspector). Двойная поворотная ручка и выделенный блок этого устройства хорошо видны в центре и сверху панели управления прибора, которая расположена справа от большого (26 см по диагонали) жидкокристаллического дисплея с высоким разрешением.

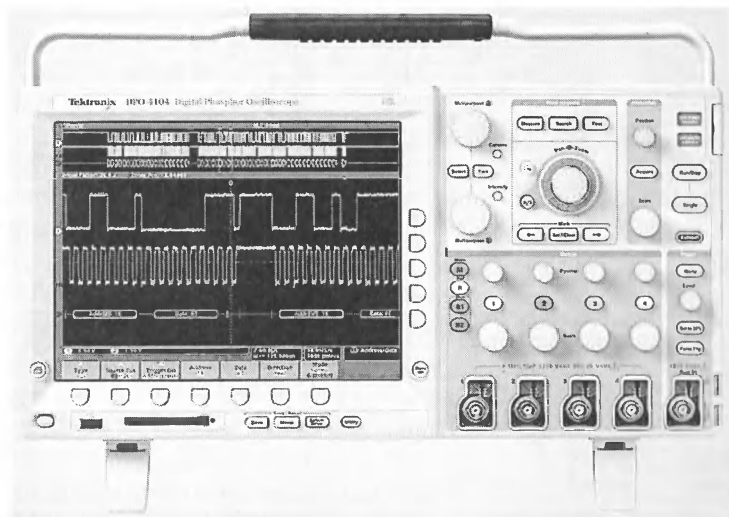


Рис. 5.38. Внешний вид цифровых осциллографов серии DPO 4000



Основные характеристики приборов:

- DPO/MSO 4032: 2 канала (+16 цифровых для MSO), 350 МГц, дискретизация 2,5 ГГц;
- DPO/MSO 4034: 4 канала (+16 цифровых для MSO), 350 МГц, дискретизация 2,5 ГГц;
- DPO/MSO 4052: 4 канала (+16 цифровых для MSO), 500 МГц, дискретизация 2,5 ГГц;
- DPO/MSO 4104: 4 канала (+16 цифровых для MSO), 1 ГГц, дискретизация 5 ГГц.

Все приборы имеют входы с сопротивлением 50 Ом и 1 МОм параллельно с емкостью 15 пФ, чувствительность от 1 мВ/дел до 10 В/дел (на низкоомном входе до 1 В/дел), длину записи 10 МБ на канал, частоту обновления осциллограмм не менее 50 000 в секунду (с прошивкой 2.13), поиск в памяти с помощью Wave Inspector, коэффициенты развертки от 0,4/1 нс/дел до 1000 с/дел. Есть возможность просмотра любого кадра и любой строки телевизионного сигнала с помощью опции и сигналов телевидения высокой четкости. Параметры приборов представлены на рис. 5.39.

Осциллографы идеально приспособлены для исследования работы последовательных и параллельных шин умеренного быстродействия.

| ПАРАМЕТР  | DPO4032  | DPO4034    | DPO4054    | DPO4104         |
|---|--|------------|------------|-----------------|
| <b>Система вертикального отклонения</b>   |  |            |            |                 |
| Входные каналы  | 2  | 4          | 4          | 4               |
| Полоса пропускания аналогового сигнала (-3дБ) 5 мВ/дел...1 В/дел                                  | 350 МГц  | 350 МГц    | 500 МГц    | 1 ГГц           |
| Расчетное время нарастания 5 мВ/дел (типичное)  | 1 нс   | 1 нс       | 700 пс     | 350 пс          |
| Аппаратные пределы полосы пропускания   | 20...250 МГц   |            |            |                 |
| Тип входа   | открытый, закрытый, заземленный вход   |            |            |                 |
| Входной импеданс  | 1 МОм ±1%, 50 Ом ±1%   |            |            |                 |
| Чувствительность по входу 1 МОм   | 1 мВ/дел...10 В/дел  |            |            |                 |
| Чувствительность по входу 50 Ом   | 1 мВ/дел...1 В/дел   |            |            |                 |
| Разрешение по вертикали   | 8 бит  |            |            |                 |
| Максимальное входное напряжение 1 МОм   | 250 Вэфф. с пиковым значением ≤ ±400 В   |            |            |                 |
| Максимальное входное напряжение 50 Ом   | 5 Вэфф. с пиковым значением ≤ ±20 В  |            |            |                 |
| Погрешность коэффициента усиления по постоянному напряжению                                       | ±1,5% при установке смещения 0 В   |            |            |                 |
| Диапазон смещения   | 1 мВ/дел...50 мВ/дел, ±1 В<br>50,5 мВ/дел...99,5 мВ/дел ±0,5 В<br>100 мВ/дел...500 мВ/дел ±10 В<br>505 мВ/дел...995 мВ/дел ±5 В<br>1 В/дел...5 В/дел ±100 В<br>5,05 В/дел...10 В/дел ±50 В |            |            |                 |
| Изоляция между каналами (между любыми двумя каналами с одинаковыми настройками по вертикали)      | >=100:1 при >=100 МГц и >=30:1 при >=10 МГц вплоть до номинальной полосы пропускания   |            |            |                 |
| <b>Система горизонтального отклонения</b>   |  |            |            |                 |
| Максимальная частота выборки на каждом канале   | 2,5 Гвыб/с   | 2,5 Гвыб/с | 2,5 Гвыб/с | 5 Гвыб/с        |
| Максимальная длина записи на каждом канале  | 10 млн точек   |            |            |                 |
| Максимальная продолжительность захвата сигналов при максимальной частоте выборки на каждом канале | 4 мс   | 4 мс       | 4 мс       | 2 мс            |
| Диапазон установок развертки (с/дел)  | 1 нс...1000 с  |            |            | 400 пс...1000 с |
| Диапазон времени задержки развертки   | -10 делений -50 с  |            |            |                 |
| Фазовый сдвиг между каналами  | ±100 нс  |            |            |                 |
| Долговременная стабильность частоты выборки и погрешность времени задержки                        | ±5x10 <sup>-6</sup> на любом интервале >=1 мс  |            |            |                 |
| Погрешность измерения промежутков времени   | ±(1/частоту выборки + 5x10 <sup>-6</sup> ×  отсчет  + 0,4 нс)  |            |            |                 |

Рис. 5.39. Параметры осциллографов Tektronix серии DPO 4000

ствия. С помощью легко загружаемых программных модулей (опций) они обеспечивают захват, поиск и декодирование шин SPI, I2C, CAN и RS232. Следует также отметить встроенный математический редактор для построения расчетных осциллограмм, расширенные средства синхронизации и запуска развертки, 25–29 (в зависимости от прошивки) автоматических измерений, статистические и курсорные измерения, 4 порта USB, порт для флэш-карты памяти CompactFlash, порт для подключения к сети LAN (с управлением через e\*Scope), XGA-порт для подключения внешнего дисплея, вход и выход внешней синхронизации и запуска внешних устройств, замок «Kensington». Приборы имеют умеренные габариты (229×339×137 мм) и вес (5 кг).

Осциллографы DPO/MSO4000 являются самыми мощными из приборов фирмы Tektronix с закрытой архитектурой. Эта серия интенсивно развивается корпорацией Tektronix. Естественно, у новых приборов есть недоработки, которые устраняются главным образом заменой микропрограммного обеспечения, которое можно бесплатно скачать с интернет-сайта компании ([www.tek.com](http://www.tek.com)).

#### **5.4.4. ЦЗО фирмы Tektronix на базе открытой платформы ПК**

В последние годы наиболее совершенные цифровые осциллографы ряда фирм разрабатываются на основе открытой платформы персонального компьютера (ПК). Компания Tektronix создала ряд серий цифровых запоминающих осциллографов этого класса [152–159]. Они обзорно представлены ниже.

##### ***Серия TDS 5000B***

Осциллографы, впервые построенные на базе встроенного персонального компьютера. Имеют 2 или 4 канала (1 МОм/50 Ом), полоса пропускания 350, 500 или 1000 МГц, частота дискретизации до 5 ГГц, DPO/DPX до 100 000 осциллограмм в секунду, Windows-архитектура, большой цветной ЖКИ, длина записи 8 Мб (стандарт), 16 Мб (опция). Развертка по вертикали 1 мВ – 10 В/дел. Развертка по горизонтали 200 пс/дел – 1000 с/дел. Вертикальное разрешение 8 бит (в режиме усреднения 11 бит). Погрешность 1,5%. 14 типов синхронизации, фильтры по входам и синхронизации. Пиковый детектор для импульсов с длительностью от 1 нс и выше. Интерфейсы GPIB, Centronics, RS-232, VGA-out, CD-RW. Есть также индивидуальная настройка интерфейса (MyScore™), математический редактор, ста-

тистика, гистограммы, спектроанализатор. Опционально поставляются: встроенный принтер, сенсорный экран, увеличенная память 16 Мб, программные пакеты для измерения мощности, джиттера и др. Внешний вид приборов показан на рис. 5.40.



Рис. 5.40. Внешний вид осциллографов компании Tektronix серии TDS-5000

**Классификационные отличия приборов:**

- TDS-5032B: 350 МГц, 2 канала;
- TDS-5034B: 350 МГц, 4 канала;
- TDS-5052B: 500 МГц, 2 канала;
- TDS-5054B: 500 МГц, 4 канала;
- TDS-5104B: 1 ГГц, 4 канала.

В настоящее время в серийном производстве остались приборы TDS-5034. Выпуск других приборов прекращен. Их предложено за-

менять приборами серии TDS7000. Однако множество приборов серии TDS5000 находятся в эксплуатации, так что эти приборы заслуживают внимания – особенно как наиболее дешевые представители данного класса цифровых осциллографов.

### Серия DPO/MSO 5000

В 2010 году компанией Tektronix была выпущена новая серия осциллографов DPO/MSO 5000. Основные параметры этих осциллографов приведены в табл. 5.9.

**Таблица 5.9. Основные параметры осциллографов серии DPO/MSO 5000**

| Модель  | Полоса  | Память, МБ | Входы | Цена, дол. |
|---------|---------|------------|-------|------------|
| DPO5034 | 350 МГц | 12,5       | 4     | 12,600     |
| MSO5034 | 350 МГц | 12,5       | 4/16  | 16,500     |
| DPO5054 | 500 МГц | 12,5       | 4     | 16,300     |
| MSO5054 | 500 МГц | 12,5       | 4/16  | 20,200     |
| DPO5104 | 1 ГГц   | 25         | 4     | 20,800     |
| MSO5104 | 1 ГГц   | 25         | 4/16  | 24,700     |
| DPO5204 | 2 ГГц   | 25         | 4     | 26,500     |
| MSO5204 | 2 ГГц   | 25         | 4/16  | 30,400     |

Эти мощные приборы скорее высшего, чем среднего класса, конечно, к бюджетным моделям явно не относятся. По виду передней панели (рис. 5.41) они очень похожи на приборы серий 3000 и 4000. Встроенный ПК осциллографов имеет операционную систему Windows 7. Благодаря режиму FastAcq приборы обеспечивают скорость захвата осциллограмм выше 250 000 в секунду. У них есть математический редактор, автоматические и курсорные измерения, статистика, выход синхроимпульса, XGA-порт, вход внешней синхронизации. Приборы комплектуются новыми пассивными пробниками TRP1000 и TRP0500 с полосой частот от 0 до 1/0,5 ГГц и малой входной емкостью – менее 4 пФ.

Частота дискретизации этих приборов 5 Гвыб/с, а при объединении каналов даже 10 Гвыб/с. Входы 1 МОм/50 Ом имеют интерфейс TekVPI, длина записи осциллограмм 12,5 или 25 млн точек/канал (опционально до 250 МБайт), поиск в длинной памяти осуществляется с помощью фирменного средства WaveInspector™. Приборы имеют XGA сенсорный ЖК-дисплей с большим размером по диагонали 26 см. Возможен захват/поиск/декодирование шин I2C, SPI, RS-232/422/485/UART, USB2.0, CAN/LIN (опции). Функциональ-

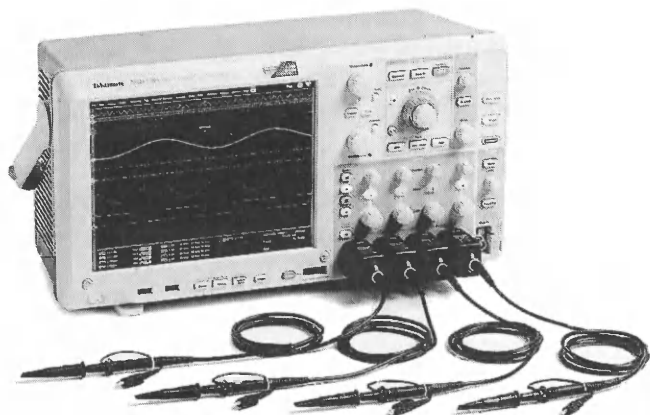


Рис. 5.41. Внешний вид осциллографа серии MSO 5000

ные возможности прибора многократно возрастают при использовании специализированного программного обеспечения.

Программы у осциллографов открытой архитектуры устанавливаются на их встроенный жесткий диск. Поэтому в правом верхнем углу передней панели приборов нет гнезд для установки программных модулей. Наряду со специализированными программами в DPO/MSO 5000 могут устанавливаться системы компьютерной математики (например, MATLAB), имеющие практически неограниченные возможности в обработке сигналов и в математическом моделировании различных устройств. Это превращает осциллографы в мощнейшие аппаратно-программные комплексы и системы для исследования и тестирования различных устройств и систем.

### **Серия TDS 6000B**

Серия скоростных осциллографов TDS6000 характеризуется следующими основными особенностями:

- полоса частот 15 ГГц (TDS6154C), 12 ГГц (TDS6124C), 8 ГГц (TDS6804B), 6 ГГц (TDS6604B);
- время нарастания до 19 пс на уровнях 20–80% (28 пс на уровнях 10–90%) для осциллографа TDS6154C;
- скорость выборки 40 Гвыб/с на два канала и 20 Гвыб/с на все четыре канала с интерполяционным разрешением 500 fs;
- память до 64 Мвыб на два канала, до 32 Мвыб на все четыре канала с функцией MultiView Zoom™ для быстрой навигации;

- система синхронизации Pinpoint™, имеющая более чем 1400 комбинаций виртуального адреса и любых ситуаций захвата;
- последовательный захват по маске до 3,125 Гвыб/с;
- протокол синхронизации 8b/10b;
- анализ на соответствие стандартам пакетов последовательных данных со скоростями 6,25 Гвыб/с и выше;
- программное обеспечение OpenChoice® с платформой Windows XP OS представляет встроенные возможности высокоскоростного анализа и многопользовательского доступа;
- специальное технологическое программное обеспечение предоставляет решения для анализа коммуникационных потоков, измерения и анализа, джиттера, Ethernet, DVI, USB2.0, определения характеристик мощности сигналов;
- встроенный двухпроцессорный компьютер (процессоры 2,8 ГГц Pentium IV и 583 МГц PowerPC);
- дисплей высокого разрешения XGA (30 см по диагонали), возможность подключения внешнего дисплея, CD-RW на передней панели, порт USB2.0 (в том числе на передней панели), порт 1000 BaseT сети;
- встроенные сетевые возможности;
- обширный набор прикладных программ;
- возможность совместной работы с программами компьютерной математики (Excell, Mathcad и MATLAB);
- возможность полного программного управления, управления по сети и через Интернет.

Приборы имеют Windows-архитектуру и построены на встроенном ПК, имеющем встроенный диск с памятью на 512 Мб, CD-RW, 10-дюймовый сенсорный цветной ЖКИ. Длина записи 2 Мб/канал с расширением до 32 Мб/канал (опция). Масштаб по вертикали 2 мВ – 10 В/дел, развертка по горизонтали 25 пс/дел – 40 с/дел. Вертикальное разрешение 8 бит (в режиме усреднения 11 бит). Погрешность измерения в тракте Y 2%. Синхронизация PINPOINT™ – 1400 комбинаций, MultiView Zoom™, фильтры по входам и синхронизации. Пиковый детектор для импульсов с частотой от 50 пс. Выходные порты: GPIB, LAN 10/100/1000Base-T, Centronics, USB2.0, RS-232, VGA, Audio.

Выпуск этих мощных и дорогих приборов в настоящее время прекращен. В частности, из-за отсутствия у них технологии цифрового фосфора и ряда других недостатков. Предложено заменять их приборами серии TDS-7000. Однако большое число этих приборов осталось в эксплуатации.

**Серия TDS/DPO-7000 (B)**

TDS-7000 – это серия цифровых осциллографов с цифровым фосфором. Полоса 500 МГц, 1 ГГц, 1,5 ГГц, 2,5 ГГц, 4 ГГц или 7 ГГц, 4 канала (1МОм/50 Ом), частота дискретизации до 20 ГГц, DPO/DPX более 400 000 осциллограмм в секунду, Windows-архитектура, встроенный ПК: 256М, FDD, HDD, CD-ROM, 10-дюймовый сенсорный цветной ЖКИ, длина записи 4 Мб – 64 Мб. Масштаб по вертикали 1 мВ – 10 В/дел. Развертка по горизонтали 200 пс/дел – 40 с/дел. Вертикальное разрешение 8 бит (в режиме усреднения 11 бит). Погрешность 1%. 11 типов синхронизации. Фильтры по входам и синхронизации. 53 автоматических измерения. Выходные порты: GPIB, LAN 10/100Base-T, Centronics, USB, RS-232, VGA, Audio. DPO7000(B) – новая серия осциллографов. Имеет синхронизацию типа Pinpoint с 1400 вариантами и реализацию технологии цифрового фосфора [73, 74]. Внешний вид осциллографов представлен на рис. 5.42.

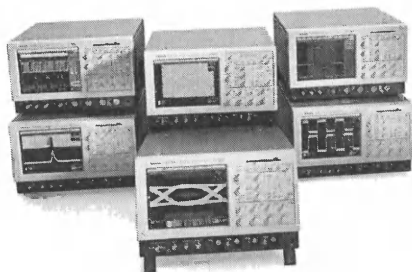


Рис. 5.42. Внешний вид ЦЗО  
фирмы Tektronix серии TDS/DPO 7000

Основные отличия приборов обновленной серии DPO-7000:

- DPO-7054: 0,5 ГГц, частота дискретизации до 10 ГГц, длина записи DPO 40 Мб/канал (опция до 200 Мб), развертка по горизонтали 100 пс/дел – 1000 с/дел;
- DPO-7104: 1 ГГц, частота дискретизации до 20 ГГц, длина записи DPO 40 Мб/канал (опция до 200 Мб), развертка по горизонтали 50 пс/дел – 1000 с/дел;
- DPO-7254: 2,5 ГГц, частота дискретизации до 40 ГГц, длина записи DPO 40 Мб/канал (опция до 400 Мб), развертка по горизонтали 25 пс/дел – 1000 с/дел;
- DPO-7354: 3,5 ГГц, частота дискретизации до 40 ГГц, длина записи DPO 40 Мб/канал (опция до 400 Мб), развертка по горизонтали 25 пс/дел – 1000 с/дел.

Эти приборы имеют как высокоомный, так и низкоомный входы, что обеспечивает возможность исследования как самых низкочастотных, так и высокочастотных устройств.

### **Серия DPO70000 (B)**

Это новая серия 4-канальных цифровых широкополосных осциллографов (рис. 5.43) с цифровым фосфором и частотой дискретизации 25 или 50 ГГц [75]. Технология DPO/DPX, более 250 000 осциллограмм в секунду. Windows-архитектура, встроенный ПК, HDD, CD-RW, 30-см сенсорный цветной ЖКИ. Длина записи 10 Мб – 200 Мб. Масштаб по вертикали 10 мВ/дел – 1 В/дел (вход 50 Ом), по горизонтали 20 пс/дел – 1000 с/дел. Вертикальное разрешение 8 бит (в режиме усреднения 11 бит). Погрешность 1%, синхронизация PintPoint более 1400 режимов, фильтры по входам и синхронизации. Выходные порты: GPIB, LAN 10/100Base-T, Centronics, USB, RS-232, VGA, Audio.

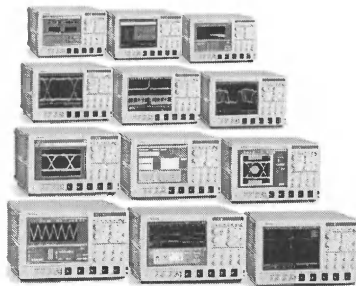


Рис. 5.43. Внешний вид ЦЗО фирмы Tektronix серии DPO/DSA 70000

Основные отличия приборов:

- DPO/DSA-70404: 4 ГГц, частота дискретизации до 25 ГГц, длина записи 10/20 Мб/канал;
- DPO/DSA-70604: 6 ГГц, частота дискретизации до 25 ГГц, длина записи 10/20 Мб/канал;
- DPO/DSA-70804: 8 ГГц, частота дискретизации до 25 ГГц, длина записи 10/20 Мб/канал;
- DPO/DSA-71254: 12,5 ГГц, частота дискретизации до 50 ГГц, длина записи 10/20 Мб/канал;
- DPO/DSA-71604: 16 ГГц, частота дискретизации до 50 ГГц, длина записи 10/20 Мб/канал;



- DPO/DSA-72004: 20 ГГц, частота дискретизации до 50 ГГц, длина записи 10/100 Мб/канал.

Приборы серии DSA70000 – это анализаторы цифровых последовательных сигналов. Они оснащены расширенным программным обеспечением для анализа телекоммуникационных сигналов, построения глазковых диаграмм, исследования многих видов модуляции и т. д.

### ***Серия DPO70000D***

Летом 2011 г. компания Tektronix, Inc. объявила о выпуске четырех новых моделей осциллографов серии DPO/DSA70000D с частотой дискретизации 100 Гвыб/с по двум каналам в режиме реального времени и аналоговой полосой пропускания 33 ГГц по четырем каналам. В эту новую, революционную серию приборов входят многоканальные модели с полосой пропускания 25 и 33 ГГц, обладающие самой высокой в отрасли точностью измерений самых скоростных на сегодняшний день электрических сигналов.

Осциллографы построены на основе сверхбыстродействующих микросхем, использующих кремниво-германиевую (SiGe) технологию 8HP компании IBM. Эта технология предусматривает интеграцию высокоскоростных биполярных транзисторов на одной подложке с КМОП (технология 8HP SiGe). За счет этого новые осциллографы характеризуются столь высоким быстродействием, каким не обладают никакие другие многоканальные осциллографы реального времени на рынке. Также они отличаются высокой чувствительностью и низким уровнем собственных шумов, что необходимо для точных измерений параметров высокоскоростных оптических каналов, беспроводных и проводных последовательных интерфейсов, работающих со скоростями передачи данных более 20 Гбит/с.

У этих приборов достигнуто значение частоты дискретизации в режиме реального времени в 100 Гвыб/с для двух каналов и 50 Гвыб/с для четырех каналов при полосе пропускания в обоих случаях 33 ГГц. Это позволило осциллографам серии DPO/DSA73304D (рис. 5.44) стать самыми быстрыми и точными из представленных на рынке.

В осциллографах применены новые предусилители, обладающие полосой пропускания 33 ГГц, и устройства выборки и хранения (track & hold), разработанные Tektronix. Впервые достигнута полоса пропускания 33 ГГц в четырех каналах с частотой дискретизации до 10 теравыборок в эквивалентном масштабе времени. Это обеспечивает высокое качество отображения сигнала (рис. 5.45, например) осциллографом реального времени.

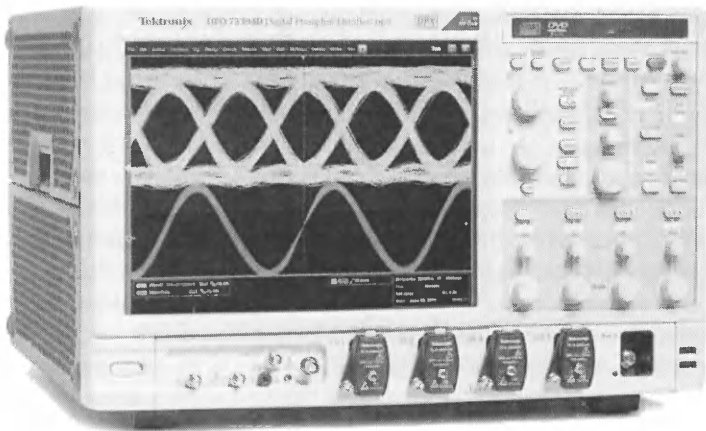


Рис. 5.44. Внешний вид цифровых осциллографов DPO/DSA73304D компании Tektronix с полосой 33 ГГц на всех 4 каналах

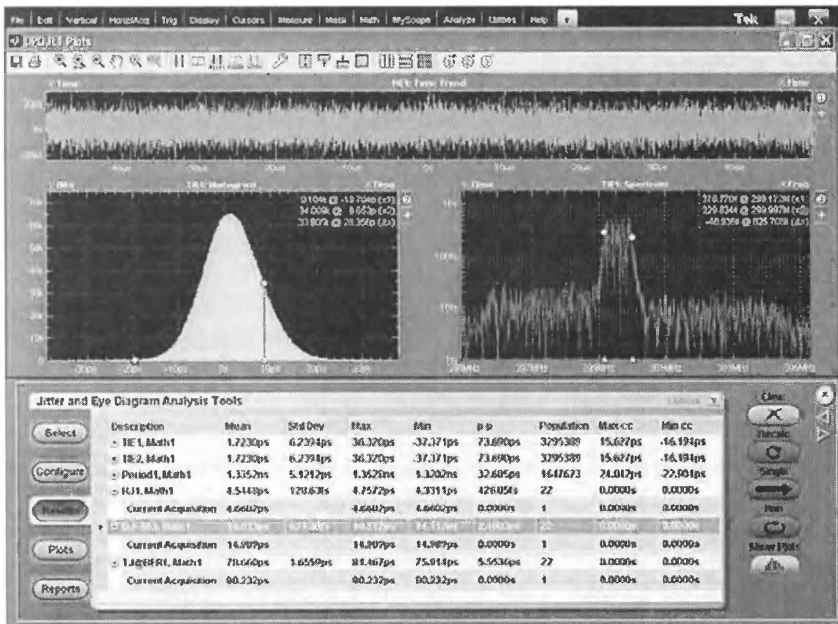


Рис. 5.45. Вид экрана осциллографа DPO73304D при анализе джиттера с применением пакета DPOJET

Осциллографы позволяют исследовать сигналы с фронтами менее 20 пс. Входная чувствительность составляет 62,5 мВ на весь экран (6,25 мВ/дел), что обеспечивает отображение сигналов с небольшой амплитудой, применяемых в интерфейсах передачи дифференциальных сигналов низкого напряжения (LVDS).

Малое время отклика с более быстрым доступом к данным. Имеется возможность анализа измеряемых сигналов, включая декодирование протоколов последовательной передачи данных 8/10 бит. Используются ускоренная передача данных внутри прибора и новая функция оценки определенного участка развертки сигнала с применением визуального запуска (Visual Trigger).

Поставки моделей DPO/DSA70000D начались в четвертом квартале 2011 года. Среди четырех видов предлагаемых осциллографов – две модели DPO73304D и DSA73304D с полосой пропускания 33 ГГц и две модели DPO72504D и DSA72504D с полосой пропускания 25 ГГц. Остальные параметры осциллографов те же, что у приборов серии 70000. По данным фирмы «Эликс», поставляющей осциллографы Tektronix на рынок России, цена старших моделей этой серии составит около 10,3 млн рублей.

#### 5.4.5. ЦЗО фирмы LeCroy

Фирма LeCroy – известный «игрок» на мировом рынке цифровых широкополосных осциллографов. Она быстро зарекомендовала себя как серьезный конкурент фирм Tektronix и Agilent Technologies. Подробные данные об осциллографах фирмы LeCroy можно найти в описаниях этих осциллографов [162–165] и на интернет-сайте фирмы [243].

Массовые цифровые осциллографы серии WaveJet – это относительно дешевые из ее изделий: стоимость старшей 4-канальной 500 МГц модели WaveJet 354 не превышает 10 000 долларов. Приборы имеют изящный внешний вид, малые габариты (190×285×102 мм) и вес (3,2 кг). Более старая серия приборов фирмы LeCroy – осциллографы серии WaveSurfer – также имеет полосы частот вертикального тракта 200, 350 и 500 МГц.

Ныне LeCroy выпускает новейшую серию своих бюджетных осциллографов – серии WaveAce. Внешне приборы выделяются своим оригинальным видом и темной передней панелью. Параметры осциллографов серии WA 1\*\* фирмы LeCroy:

- число каналов – 2;
- полоса пропускания: 60, 100, 200 и 300 МГц;

- максимальная частота дискретизации 500 МГц для моделей WA 102, WA 112 и 2 ГГц для моделей WA 222, WA 232, эквивалентная частота дискретизации 50 ГГц;
- объем памяти на канал 4 К (WA 102, WA 112), 9 К (WA 202 и WA 212) и 18 К (WA 222 и WA 232);
- USB на передней панели (сохранение данных), RS-232 и USB на задней панели (дистанционное управление);
- 5 функций математики: сложение, вычитание, умножение, деление, БПФ при длине памяти 1 К; цифровые фильтры (ФВЧ, ФНЧ, полосовой, режекторный);
- автоматические (32 параметра) и курсорные измерения;
- режим «покадровой» регистрации осциллограмм (запись и воспроизведение до 2500 кадров);
- сохранение 20 осциллограмм, 20 профилей настроек, 2 шаблонов допускового контроля;
- расширенная синхронизация: фронт, длительность, ТВ, время нарастания;
- пиковый детектор 10 нс;
- большой цветной ЖК-дисплей с диагональю 14,5 см;
- габариты прибора 15×13×30 см, масса 2,3 кг.

Все приборы двухканальные, тогда как в серии 1000/2000 Tektronix есть четырехканальные приборы и даже приборы с гальванической развязкой входов вертикального отклонения и синхронизации развертки. Но приборы серии WA имеют несколько явных достоинств: максимальная полоса частот до 300 МГц (вместо 200 МГц у серии 2000 Tektronix), наличие режима работы с эквивалентной частотой дискретизации до 50 ГГц, 32 автоматических измерения (против всего 11 у ЦЗО Tektronix серий 1000/2000) и намного больший размер ЖК-дисплея (14,5 дюйма против всего 5,7 дюйма у конкурентов).

Осциллографы LeCroy серии WaveRunner 6000 рекламируются как скоростные приборы, предназначенные для ежедневной работы. Выпускаются приборы с 2 и 4 каналами и полосой частот 350 и 500 МГц, 1 и 2 ГГц. С помощью панели управления WaveRunner 6000 можно контролировать просмотр и измерение необходимых форм сигналов.

Ориентация осциллографов WaveRunner на массовую операционную систему Windows XP способствует разработке пакетов программ для осциллографов этой серии. Так, расширенный математический пакет XМATH предоставляет пользователю полный набор инструментальных средств, предназначенных для выполнения ана-

лиза формы сложных сигналов. Он позволяет использовать более 30 стандартных математических функций и выполнять измерения более 40 параметров. Он дает возможность измерений со слежением, расширенное БПФ (до 24 Мб), расширенное построение гистограмм и построение графиков различных параметров во времени для вплоть до одного миллиона событий. Расширенный пакет индивидуального анализа XDEV позволяет пользователю создавать свои собственные программы для параметров измерений или математических функций с использованием таких программных обеспечений, как Excel, MATLAB и Mathcad.XDEV.

Серия цифровых осциллографов среднего класса LeCroy WavePro оснащена АЦП и входными усилителями, выполненными по технологии SiGe, также в них применена технология X-Stream™. Серия WavePro 7000 предоставляет возможности по быстрым и точным измерениям в полосах 1 ГГц и 3 ГГц.

Серия новых цифровых осциллографов WavePro 7000 характерна применением аналогово-цифрового преобразователя SiGe, большого экрана с высоким разрешением, операционной системы Windows и технологии X-Stream. SiGe усилители осциллографа обеспечивают очень равномерную АЧХ. Используется частота дискретизации 10 ГГц (5 ГГц для модели 7000). Стандартная память – 1 Мб на канал (500 Кб для модели 7100) с опцией расширения до 24 Мб на канал (48 Мб при объединении каналов). Уровень джиттера в 2 пс позволяет обнаружить даже слабые искажения в сигнале. Осциллограф WavePro 7300 является первым осциллографом, который предоставляет возможность работы как с входным сопротивлением 1 МОм, так и 50 Ом в полосе частот до 3 ГГц.

Все модели WavePro оснащены 26,4 см SVGA сенсорным экраном. Кроме того, осциллографы WavePro позволяют просматривать сигнал во временной, частотной или статистической области. Например, осциллографы WavePro могут создать до восьми самостоятельных окошек с разными масштабами или математическими процедурами, каждое из которых предназначено для анализа различных сегментов сигнала. Вычисления могут быть и при включении масштабирования. Особенности режима растяжки позволяют просматривать коррелированные временные события, а для прокрутки сигнала есть функция AutoScroll.

Другой уникальной особенностью просмотра являются гистограммы, которые обеспечивают визуальный просмотр вида распределений измеряемого параметра. Одновременно могут быть отображе-

ны до восьми гистограмм и статистика по ним, что не влияет на время обработки.

Расширенные алгоритмы БПФ обеспечивают уникальные возможности по спектральному анализу. Средства анализа джиттера и временных параметров сигналов позволяют измерять период, длительность и другие параметры. Результаты могут быть представлены в виде статистики, гистограмм или временных графиков. Приборы обеспечивают различные виды математической обработки сигналов, курсорные измерения, включение в работу новых функций и методов анализа, работу совместно с языком программирования Visual Basic, математическими системами MATLAB, Mathcad и др., с электронными таблицами Excel, без каких-либо проблем встроить его в процесс обработки сигнала вашим осциллографом. Пакет программ компании LeCroy CustomDSO дает возможность создавать пользовательский интерфейс под вкусы пользователя.

Серия осциллографов LeCroy WaveMaster расширяет возможности анализа сигналов в диапазоне до 3–6 ГГц. WaveMaster – один из первых многофункциональных запоминающих осциллографов, обеспечивающих работу в широком диапазоне частот, высокую частоту дискретизации, большую память при регистрации сигнала. Передовая технология X-Stream позволяет быстро и удобно проводить анализ формы регистрируемого сигнала. Приборы выпускаются с 4 каналами и полосой частот 6, 4 и 3 ГГц.

Новейшая серия цифровых осциллографов фирмы LeCroy WavePro 7 Zi содержит ряд моделей: WavePro 715Zi, WavePro 725Zi, WavePro 735Zi, WavePro 740Zi, WavePro 760Zi. Модели SDA 725Zi, SDA 735Zi, SDA 740Zi и SDA 760Zi позиционируются как анализаторы высокоскоростных последовательных потоков данных. Внешний вид осциллографа LeCroy серии WavePro 7 Zi показан на рис. 5.46 и отражает последние новации LeCroy в области интерфейса пользователя.

Общие характеристики осциллографов этой серии:

- широчайший набор мощных инструментов: измерений и математики – на передней панели;
- потоковая архитектура X-Stream II с пропускной способностью в 10–20 раз быстрее, чем в других осциллографах;
- максимальная частота дискретизации 40 ГГц;
- режим TriggerScan™ обнаруживает и захватывает еще больше аномалий за единицу времени;
- исключительная гибкость по дальнейшему наращиванию функциональных возможностей, в том числе до максимальной осциллографической памяти 256 Мб;

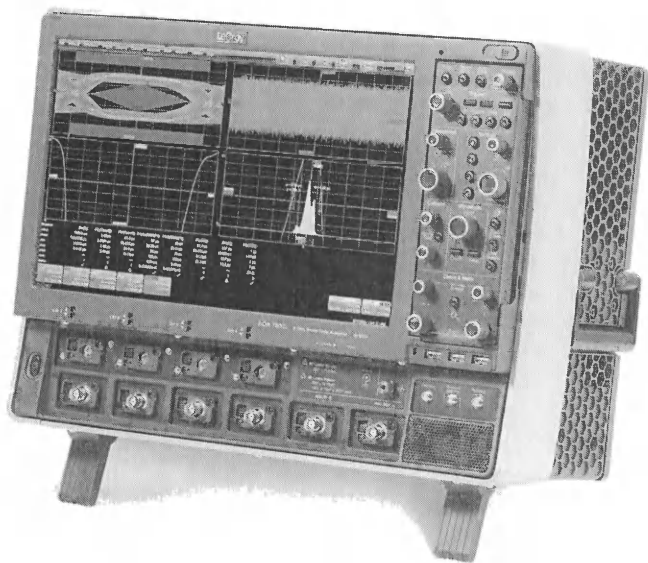


Рис. 5.46. Внешний вид осциллографа LeCroy серии WavePro 7 Zi

- скорость передачи данных от осциллографа к компьютеру до 500 Мб/с;
- 750 000 измерений в секунду при оптимальных настройках для корректного отображения сигнала;
- 39 см широкоформатный (16×9 дюймов) WXGA цветной сенсорный экран высокого разрешения;
- синхронизация и декодирование низкоскоростных шин данных (I2C, SPI, UART-RS232, CAN, LIN, FlexRay™);
- режим WaveScan™ для быстрого и простого поиска и анализа аномальных событий в длинных сигналах;
- входы 50 Ом и 1 МОм во всех моделях для большего удобства в работе;
- интерфейсы ProBus и ProLink в моделях с полосой 4–6 ГГц – для подключения всех существующих и планируемых к разработке пробников LeCroy;
- опция осциллографа смешанных сигналов для анализа логических состояний.

Нельзя не отметить ряд новинок в осциллографах этой новой серии. Прежде всего необычен вид приборов – рис. 5.46. Они выполне-

ны в стиле приборной доски самолетов с черной передней панелью. Ее основная часть может быть вынута из отсека и использоваться отдельно. При этом подключение панели может осуществляться кабелем через USB-порт. Приборы имеют ЖКИ-экран (дисплей) большого размера (16×10 см, по диагонали 15 дюймов) с большим разрешением – 1280×768 пикселей. К прибору можно подключить дополнительный внешний дисплей.

Частоты дискретизации в реальном времени 20 ГГц на канал и 40 ГГц в режиме объединения каналов, максимально возможный объем памяти на канал составляет 256 Мб. Это стало возможным при использовании новой потоковой архитектуры передачи данных X-Stream II, являющейся развитием технологии X-Stream. В основу X-Stream II положены специальный программный алгоритм передачи данных в виде сегментов переменной длины, что обеспечивает максимальную эффективность работы кеш-памяти процессора (в приборах используются 4-ядерный микропроцессор Intel Core 2 Quad и оперативная память с емкостью до 8 Гб). Кроме этого, передача данных от платы сбора данных на процессор производится по высокоскоростной шине PCI Express, а сам осциллограф работает под управлением 64-разрядной операционной системы Windows Vista.

Совокупность этих решений позволяет обеспечить беспрецедентную скорость работы прибора (например, осциллограф способен проводить до 750 000 измерений в секунду) и малое время реакции на внешние команды даже при работе с длинной памятью. Дополнительная карта с интерфейсом PCIe4 дает возможность передавать данные непосредственно с осциллографической памяти на внешние носители информации со скоростью 500 Мб/с, что эквивалентно работе осциллографа со 100%-ным захватом данных в течение нескольких часов с частотой дискретизации 500 МГц.

Осциллографы WavePro 7 Zi обладают широким набором инструментов по анализу сигналов – измерения (на сигнале, на математике, параметров сигнала и т. д.), математика (включая построение цепочек математических функций), графический и статистический анализы, интеграция с программными пакетами типа MATLAB. Расчет БПФ у этих приборов может вестись по 50 млн точек, что дает ультравысокое разрешение по частоте. Специальная опция SPECTRUM позволяет осуществлять настройки БПФ как при работе с обычным анализатором спектра, когда задается центральная частота, полоса обзора, полоса пропускания и т. д. При этом данный режим запускается совместно с режимом просмотра памяти WaveScan (рис. 5.47), и





Рис. 5.47. Экран осциллографа, демонстрирующий средство WaveScan

сразу же выдаются значения всех спектральных пиковых значений по их частотам и уровням.

Приборы этой серии могут успешно (по техническим характеристикам и стоимости) конкурировать с осциллографами корпорации Tektronix серии DPO 700 и первых моделей серии DPO 7000 (модели с частотами входного сигнала до 6 ГГц включительно). Однако старшие модели серии Tektronix 70000 имеют полосу частот до 18–20 ГГц и частоту дискретизации 50 Гвыб/с.

Новейшие сверхскоростные цифровые запоминающие осциллографы серии WaveMaster 8Zi WM 804Zi, WM 806Zi, WM 808Zi, WM 813Zi, WM 816Zi, WM 820Zi, WM 825Zi, WM 830Zi – самые скоростные в мире среди осциллографов реального времени. Они имеют полосы пропускания: 4 ГГц, 6 ГГц, 8 ГГц, 13 ГГц, 16 ГГц, 20 ГГц, 25 ГГц и даже 30 ГГц. Внешний вид осциллографа серии 8Ay WM 8\*\* с дополнительным дисплеем показан на рис. 5.48.

В старших моделях этих осциллографов реализован оригинальный способ разбивки исследуемых частот на два тракта – рис. 5.49a. Один тракт обычный и перекрывает диапазон частот от 0 до 16 ГГц при частоте дискретизации 40 ГГц. Второй тракт использует принцип супергетеродинного радиоприемника. Он переносит спектр от 16 до 30 ГГц в область от 1 до 15 ГГц.



Рис. 5.48. Внешний вид осциллографа серии 8Ay WM 8\*\*

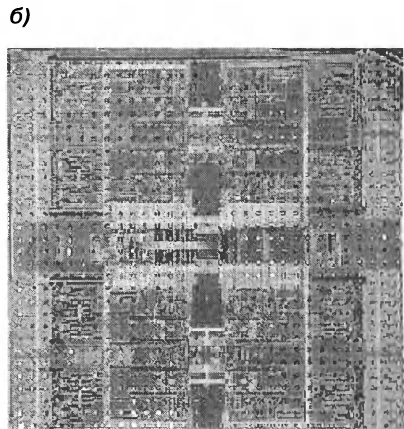
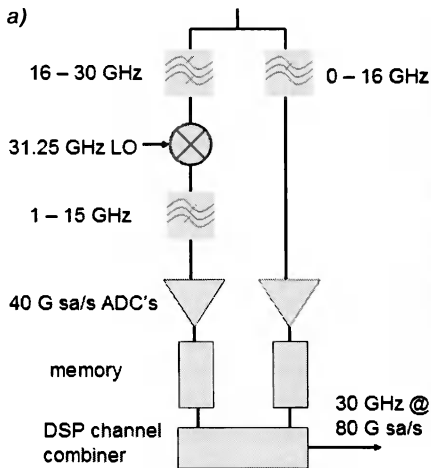


Рис. 5.49. Усилительный тракт канала с осциллографом WM/SDA8\*\* Zi (а) и монокристаллическая интегральная микросхема его реализации (б)

В осциллографах используется специально разработанный монолитный аналого-цифровой преобразователь с частотой выборки 40 Гвыб/с – рис. 5.49б. Обе оцифрованные полосы запоминаются в скоростной памяти, а затем складываются в цифровой форме. В итоге реализуется полоса частот от 0 до 30 ГГц при частоте дискретизации, равной 80 ГГц.

Объем памяти на канал: 10 Мб (20 Мб при объединении каналов и для серии SDA). Есть опция расширения памяти до 256/512 Мб. Цветной сенсорный ЖКИ приборов имеет размер по диагонали 39 см. Обеспечены поддержка второго внешнего сенсорного монитора для расширения рабочего стола и поддержка любых пробников: пассивных, активных, дифференциальных, высоковольтных, токовых, логических.

### **5.4.6. Цифровые осциллографы фирмы Agilent Technologies**

Фирма Agilent Technologies, вышедшая из знаменитой корпорации Hewlett Packard, – еще один крупный представитель на рынке высококачественных осциллографов. Это одна из немногих фирм, владеющих технологией производства новейших скоростных цифровых осциллографов, выпускает ряд серий таких осциллографов с частотами от десятков мегагерц до десятков гигагерц. С характеристиками ее осциллографов можно ознакомиться на сайте этой компании [242].

#### ***Серия Agilent 3000***

Серия Agilent 3000 – это осциллографы низшего ценового диапазона – от чуть ниже \$1000 для прибора с полосой частот до 60 МГц и \$1895 для осциллографа с полосой частот до 200 МГц. Внешний вид цифрового 60-МГц осциллографа Agilent 3062 приборов этой серии спереди показан на рис. 5.50. Частота выборок у этих приборов до 1 Гв/с, разрядность квантования 8 бит, память до 4 Кб на каждый из двух каналов, чувствительность по вертикали от 2 мВ/дел до 5 В/дел, развертка от 2/5 нс/дел до 50 с/дел. Предусмотрены автоматическое измерение 20 параметров и задание 4 математических функций, включая быстрое преобразование Фурье (на экране рис. 5.50 показан анализ спектра сигнала в виде прямоугольных импульсов). Дисплей приборов цветной типа QVGA, 5,7 дюйма по диагонали, разрешение 320×240 пикселей. Размеры приборов 20×15×29 см, масса 4,8 кг. На рис. 5.50 на экране осциллографа представлено отображение осциллограммы почти прямоугольного импульса и его спектра.

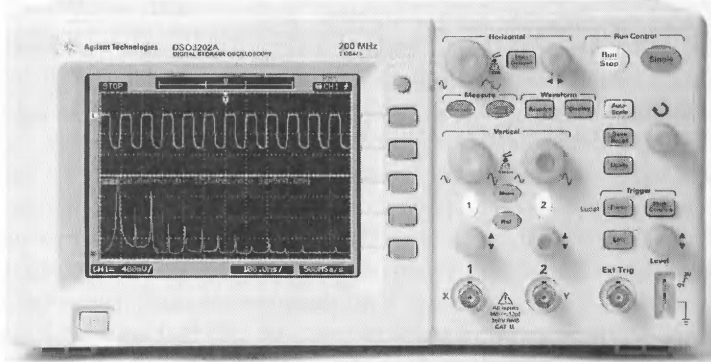


Рис. 5.50. Внешний вид дешевого 2-канального цифрового 60-мегагерцевого осциллографа Agilent серии 3000

Возможны обычные для цифровых приборов интерфейсы: USB, GPIB и RS-232. У осциллографов предусмотрена работа в режиме «лупы времени» – выделенный на верхней осциллограмме участок просматривается на нижней осциллограмме в увеличенном масштабе. Это лишь одна из многих возможностей, присущих данным аппаратам.

### **Серия Agilent InfiniiVisio DSO/MSO 5000**

Осциллографы серии InfiniiVisio DSO/MSO 5000 имеют цветной XGA-дисплей. Хотя он и небольшой (6,3 дюйма по диагонали), но характерен высоким разрешением в 1024×768 пикселей. Приборы имеют 2 или 4 канала и полосу 100, 300 или 500 МГц. Входное сопротивление 50 Ом или 1 МОм с емкостью 12 пФ. Частота выборок у этих приборов 2 Гв/с, разрядность квантования 8 бит (в режиме усреднения 12 бит), память до 500 Кб на каждый из каналов с расширением до 1 Мб, чувствительность по вертикали от 2 мВ/дел до 5 В/дел, развертка от 1/2/5 нс/дел до 50 с/дел. Скорость обновления осциллограмм до 100 тысяч осциллограмм в 1 с – самая высокая для приборов такого класса. Размеры приборов 38,5×18,8×17,4 см, масса 4,1 кг. Есть порт XGA для подключения внешнего дисплея. Это типичные осциллографы среднего класса.

Осциллографы оснащены интерфейсами LAN, RS-232, USB и GPIB для полноценной связи с настольным или мобильным ПК. Хорошо приспособлены для исследования низкоскоростных последовательных шин распространенных типов (CAN, LAN, RS-232, FlexRay и UART). Выпускаются следующие модели приборов данной серии:

- DSO 5012A: 100 МГц, 2 канала;
- DSO 5014A: 100 МГц, 4 канала;
- DSO 5032A: 300 МГц, 2 канала;
- DSO 5034A: 300 МГц, 4 канала;
- DSO 5052A: 500 МГц, 2 канала;
- DSO 5054A: 500 МГц, 4 канала.

### ***Серия Agilent 54600***

Серия Agilent 54600 – это цифровые запоминающие осциллографы с цветными дисплеями и диапазоном верхних частот от 50 до 500 МГц. Приборы способны выводить до 100 000 кривых в секунду при 256 уровнях интенсивности. Число каналов 2 или 4, но у некоторых приборов может быть расширено еще на 16 каналов. Таким образом, выпускаются и модели осциллографов смешанных сигналов. Частоты стробирования от 200 Мв/с до 2 Гв/с.

### ***Серия Agilent 6000***

Новая серия Agilent 6000 – это массовые осциллографы с диапазоном верхних частот от 0,3 до 1 ГГц. Внешний вид приборов этой серии показан на рис. 5.51. Частота выборок у этих приборов от 2 до 4 Гв/с, емкость памяти 1 Мб с расширением опционально до 2 или 8 Мб. Приборы выпускаются 2- и 4-канальные.

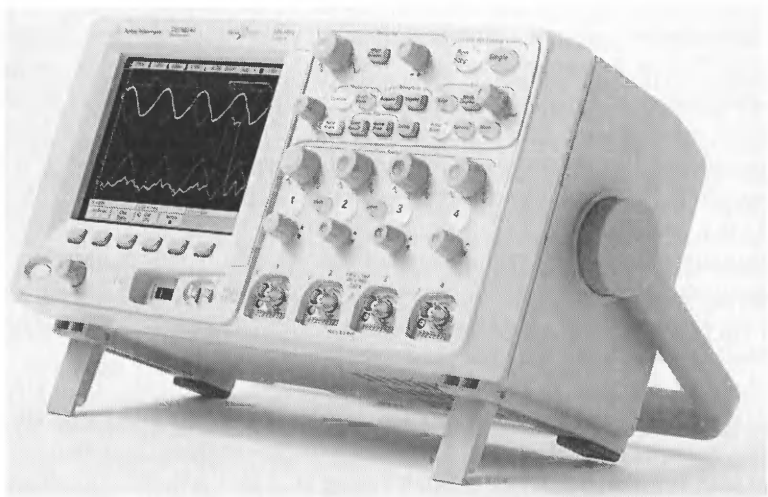


Рис. 5.51. Внешний вид осциллографов серии Agilent 6000

### **InfiniiVision 7000**

Новейшая серия InfiniiVision 7000, представленная в феврале 2008 г., содержит обычные цифровые запоминающие (DSO) и осциллографы смешанных сигналов (MSO). Приборы этой серии имеют диапазон исследуемых частот от 350 МГц до 1 ГГц и все самые современные средства работы с ПК. Основные технические характеристики приборов представлены на рис. 5.53. Они обеспечивают скорость обмена осциллограмм порядка 100 000 осциллограмм/с. Приборы серии DSO легко преобразуются в приборы серии MSO с помощью отдельно приобретаемой опции.

| Модель   | Полоса частот | Скорость выборки | Длина памяти | Число каналов |          |
|----------|---------------|------------------|--------------|---------------|----------|
|          |               |                  |              | аналоговых    | цифровых |
| DSO7032A | 350 МГц       | 2 Гв/с           | 8 Mpts       | 2             |          |
| DSO7034A | 350 МГц       | 2 Гв/с           | 8 Mpts       | 4             |          |
| MSO7032A | 350 МГц       | 2 Гв/с           | 8 Mpts       | 2             | 16       |
| MSO7034A | 350 МГц       | 2 Гв/с           | 8 Mpts       | 4             | 16       |
| DSO7052A | 500 МГц       | 4 Гв/с           | 8 Mpts       | 2             |          |
| DSO7054A | 500 МГц       | 4 Гв/с           | 8 Mpts       | 4             |          |
| MSO7052A | 500 МГц       | 4 Гв/с           | 8 Mpts       | 2             | 16       |
| MSO7054A | 500 МГц       | 4 Гв/с           | 8 Mpts       | 4             | 16       |
| DSO7104A | 1 ГГц         | 4 Гв/с           | 8 Mpts       | 4             |          |
| MSO7104A | 1 ГГц         | 4 Гв/с           | 8 Mpts       | 4             | 16       |

Рис. 5.52. Основные параметры осциллографов серии InfiniiVision 7000

Внешний вид данных приборов показан на рис. 5.53. Приборы имеют современный внешний вид, удобны в работе и практичны.

На рис. 5.54 показано окно осциллографа InfiniiVision 7000 с примером спектрального анализа прямоугольных импульсов с частотой повторения 50 МГц. Сверху видна осциллограмма импульсов, а снизу ее спектр в логарифмическом масштабе по уровню. Показано также применение курсоров для вычисления амплитуд первой и седьмой гармоник.

### **Серия Agilent 8000**

Серия 4-канальных цифровых осциллографов Agilent 8000 представляет сверхширокополосные осциллографы с верхними частото-

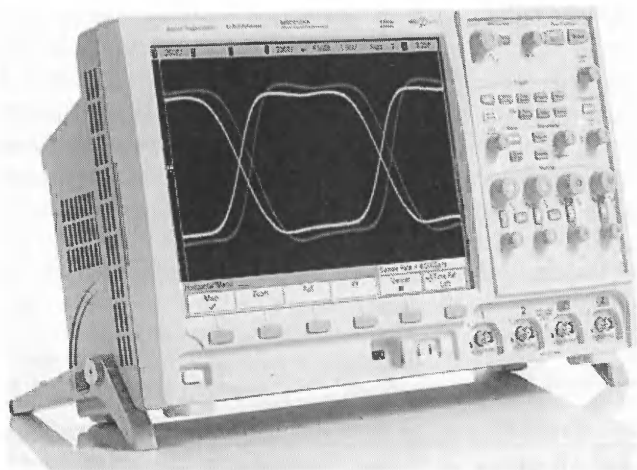


Рис. 5.53. Внешний вид осциллографа серии InfiniiVision 7000 спереди

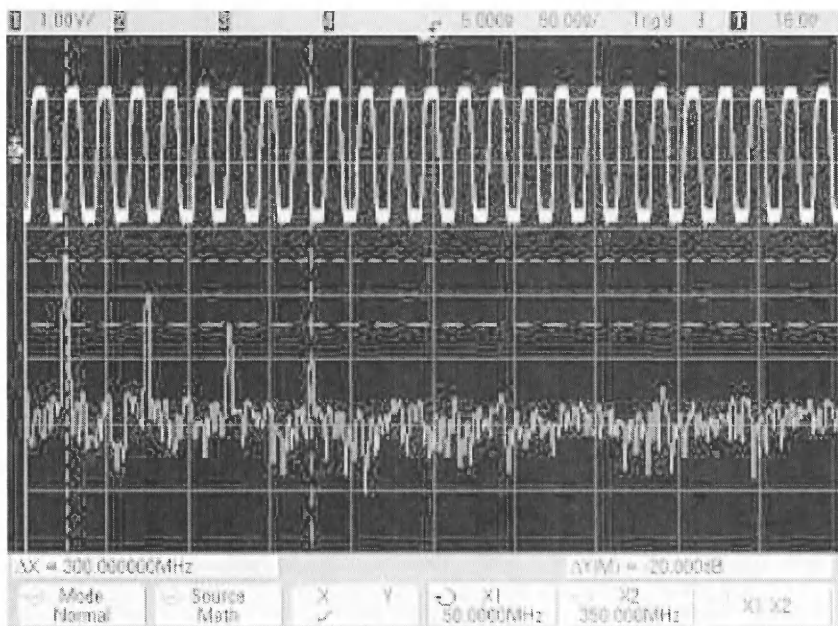


Рис. 5.54. Окно осциллографа InfiniiVision 7000 с примером спектрального анализа прямоугольных импульсов

тами от 8 до 12–13 ГГц. Прибор этой серии DSO80804A с верхней частотой 8 ГГц и частотами квантования 20 Гв/с при использовании одного канала и 40 Гв/с при использовании двух каналов. Стоимость 10 и 12 ГГц осциллографов этой серии достигает (нервному читателю лучше не читать) – \$94 000 и \$115 000. Это самые дорогие из приборов фирмы Agilent.

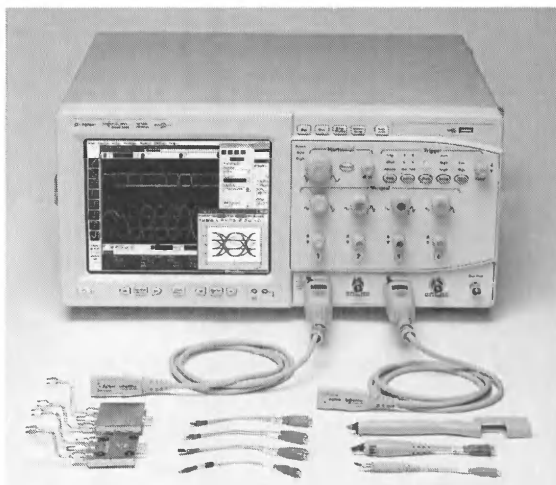


Рис. 5.55. Цифровой 12-гигагерцевый осциллограф DSO81304A

Цифровой осциллограф данной серии DSO81304A (рис. 5.56) имеет полосу рабочих частот до 12–13 ГГц при частоте квантования до 40 Гв/с. Нестабильность запуска менее 0,5 пс. В приборе использованы электронные аттенюаторы. Усилители канала Y минимизированы по уровню шумов. Стоимость такого прибора – около \$75 000.

Вид окна дисплея цифрового осциллографа DSO 81304A показан на рис. 5.56.

На задней панели прибора расположены как стандартные интерфейсы для подключения к ПК, так и ряд дополнительных средств (разъем GPIB, вход и выход 10 МГц генератора опорной частоты, вход и выход сигнала запуска).

### Agilent Infiniium 90000A

Версия скоростных осциллографов Agilent Infiniium 90000 – приборы класса High End. Все приборы этой серии 4-канальные, имеют



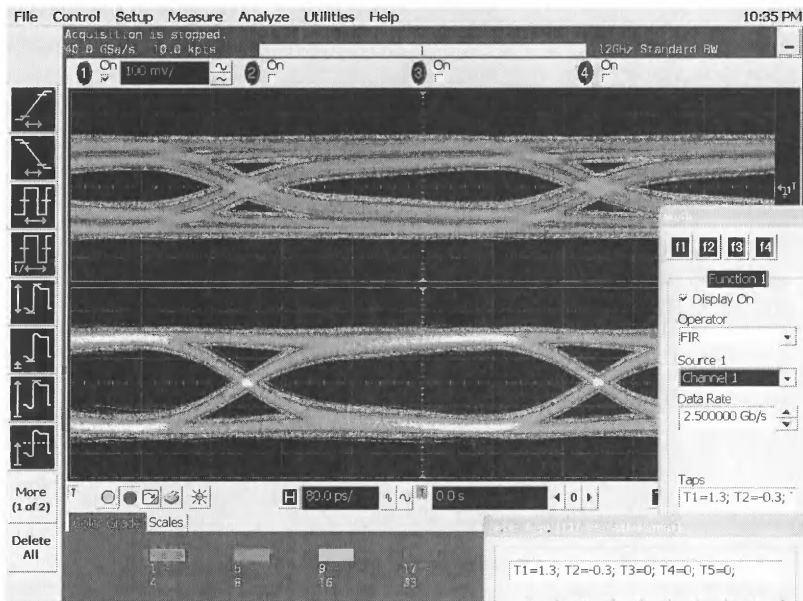


Рис. 5.56. Вид окна дисплея цифрового осциллографа DSO 81304A с построенной глазковой диаграммой

память 10 Мв на все каналы с расширением до 1 Гв. Классификационные параметры выпускаемых моделей представлены ниже:

- DSO 91304A 13 ГГц, 40 Гв/с на все каналы;
- DSO 91204A 12 ГГц, 40 Гв/с на все каналы;
- DSO 90804A 8 ГГц, 40 Гв/с на все каналы;
- DSO 90604A 6 ГГц, 20 Гв/с на все каналы;
- DSO 90404A 4 ГГц, 20 Гв/с на все каналы;
- DSO 90254A 2.5 ГГц, 20 Гв/с на все каналы.

Приборы имеют большой цветной XGA-дисплей с размером 12,1 дюйма по диагонали. Входное сопротивление 50 Ом, чувствительность по вертикали от 1мВ/дел до 1 В/дел. Разрядность квантования 8 бит (в режиме усреднения 12 бит и выше), память до 10 Мб с расширением до 1 Гб. Коэффициенты развертки от 5 пс/дел до 20 с/дел. Скорость обновления осциллограмм до 400 тысяч осциллограмм в 1 с. Размеры приборов 43,2×28,3×50,64 см, масса 20 кг. Таким образом, это солидные и тяжелые приборы. Потребляемая приборами мощность – около 800 Вт – объясняет применение принудительного охлаждения с помощью вентиляторов.

Выпуском осциллографов серии 90000X фирма Agilent Technologies недавно совершила прорыв в разработке сверхширокополосных осциллографов реального времени с расширенной до 32 ГГц аналоговой полосой частот и одновременно с получением низкого уровня собственных шумов. Такие осциллографы имеют в 2–3 раза меньшие максимальные частоты, чем у лучших стробоскопических осциллографов, но они намного удобнее в работе и могут использоваться для исследования неповторяющихся сигналов.

Новая серия осциллографов описана в каталоге фирмы Agilent 2010 г. Серия представлена пятью цифровыми запоминающими осциллографами DSO 90000 X и 5 анализаторами последовательных данных DSA 90000 X (рис. 5.57). Приборы имеют полосу аналоговых частот в реальном масштабе времени от 0 до 16, 20, 25, 28 и 32 ГГц.

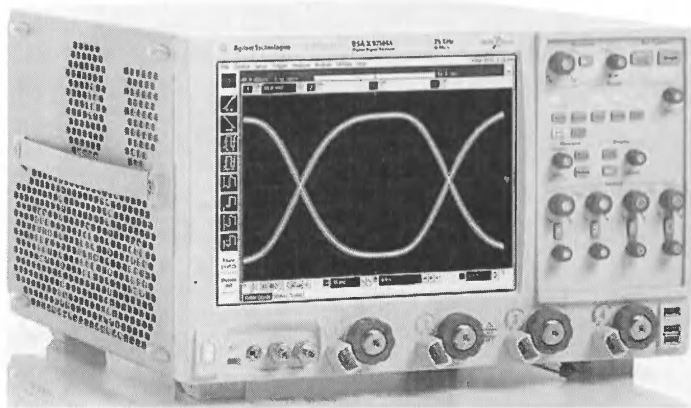


Рис. 5.57. 32-ГГц осциллограф-анализатор реального времени компании Agilent серии DSA 90000 X

Успех фирме Agilent Technologies обеспечило освоение технологии микроэлектронного производства специальных сверхскоростных интегральных микросхем на основе фосфид-индиевых (InP) микро-транзисторов с рабочими частотами выше 200 ГГц. Такие микросхемы были использованы как в аналоговом тракте осциллографов, так и в их пробниках – рис. 5.58. При этом частота дискретизации достигает значения 80 Гвыб/с и вплотную приближается к частоте стробирования стробоскопических осциллографов (90–100 ГГц).

Приятным моментом является поставка с новыми осциллографами и анализаторами обширного набора аксессуаров: сверхширокопо-

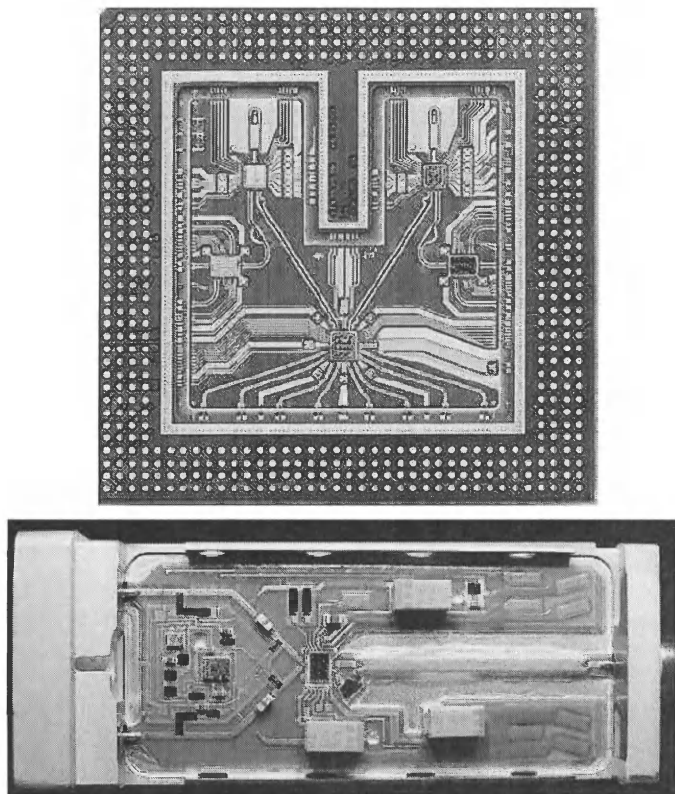


Рис. 5.58. Микросхема с полосой частот до 32 ГГц и сверхширокополосный пробник для новейших осциллографов компании Agilent серии 90000 X

лосных пробников (на основе специализированной микросхемы рис. 5.58), переходников, наконечников и т. д., позволяющих выполнять профессиональное подключение осциллографов к различным тестируемым изделиям при минимальной потере реализуемых полос пропускания и времени нарастания исследуемых сигналов.

Указанные полосы реализуются в двухканальных моделях. В четырехканальных моделях полоса сужается вдвое. Скорость выборки составляет для них соответственно 80 и 40 Гвыб/с, объем максимальной памяти осциллограмм достигает 2 Гточек. Сегодня это максимальный объем памяти осциллограмм в отрасли. Малый уровень амплитудного и временного джиттера новых осциллографов и генераторов фир-

мы Agilent Technologies позволяет получать максимально широкие глазковые диаграммы.

Осциллографы серии 90000 имеют обширное, в том числе специализированное, программное обеспечение. На рис. 5.60 показан экран осциллографа при работе с программой анализа джиттера нестабильного импульсного сигнала. В данном случае осциллограф строит гистограммы различных составляющих джиттера. Осциллограф способен работать также с известными системами компьютерной математики, которые существенно расширяют возможности обработки осциллограмм. Есть порт XGA для подключения внешнего дисплея.

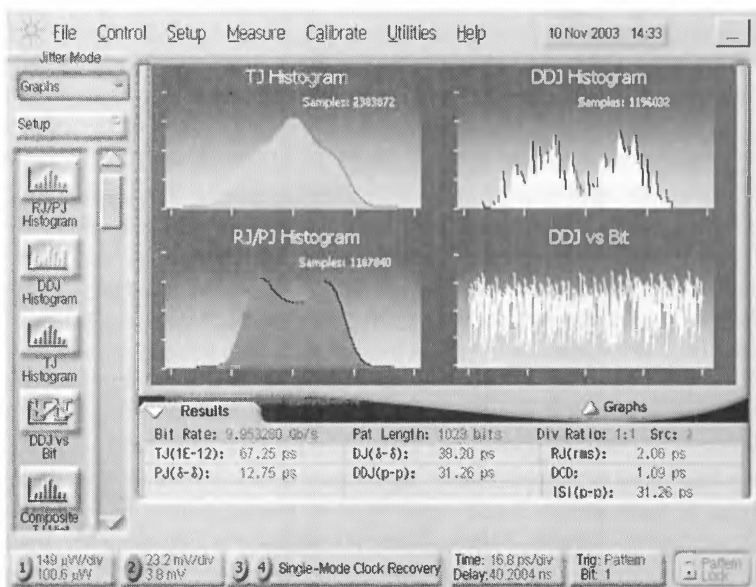


Рис. 5.60. Экран осциллографа серии 90000A при анализе джиттера

В разгар кризиса Agilent осуществила коренную реорганизацию производства современных бюджетных осциллографов различного класса – как обычных DSO, так и смешанных сигналов MSO, причем сразу двух серий – 2000 X Series и 3000 X Series. Внезапное появление на рынке приборов новейшей серии X (26 моделей) стало для потребителей бюджетных осциллографов приятной неожиданностью. Описание новой серии приборов можно найти в [314].

## 5.5. Осциллографы смешанных сигналов

### 5.5.1. Назначение осциллографов смешанных сигналов

Для исследования и тестирования логических и цифровых сигналов применяются *логические анализаторы*. В сущности, это специальные осциллографы, отображающие сигналы в виде импульсов и перепадов с всего двумя уровнями – логического 0 и логической 1. Несмотря на существенную разницу в применениях, цифровые осциллографы и логические анализаторы имеют много общего. Они похожи даже внешне, имеют практически идентичные индикаторы (дисплеи), систему внутренней и внешней памяти, систему электропитания и др. Более того, при исследовании и разработке современных цифровых устройств и систем часто возникает необходимость одновременно контролировать как обычные временные диаграммы сигналов, так и логические диаграммы. При этом приходится подключать к миниатюрным платам и даже микросхемам различные пробники – как от анализатора спектра, так и от цифрового осциллографа. Это перегружает контролируемые цепи, а часто затруднено чисто механически.

Естественно, такое положение подталкивало конструкторов осциллографических устройств к созданию приборов, объединяющих возможности как цифровых осциллографов, так и логических анализаторов. И недавно подобные приборы действительно появились и получили название осциллографов *смешанных сигналов*.

Пока осциллографы смешанных сигналов выпускаются небольшим числом фирм. Но несомненно, что уже в ближайшее время приборы этого класса займут должное место в арсенале средств измерений и контроля инженеров и технических специалистов.

### 5.5.2. Осциллографы смешанных сигналов фирмы Agilent Technologies

Фирма Agilent Technologies стала пионером в разработке и выпуске осциллографов смешанных сигналов высокого класса. Серии этих приборов были описаны выше, так что отметим только специфические особенности приборов, связанные с исследованием смешанных сигналов.

Все эти осциллографы имеют 16 каналов для анализа логических сигналов в придачу к 2 или 4 каналам для обычных аналоговых сигналов. Уже из этого ясно, что приборы не претендуют на роль серьезных логических анализаторов – с куда большим числом каналов. Максимальная скорость выборки у них от 0,2 до 4 Гвыб/с. По этому параметру они также уступают серьезным логическим анализаторам. Тем не менее приборы дают в руки инженера удобный инструмент для исследования и настройки очень большого числа аналоговых, цифровых и смешанных устройств и систем.

Внешне осциллографы смешанных сигналов похожи скорее на обычные цифровые осциллографы, чем на логические анализаторы. В глаза бросается единственное отличие – на экране из индикатора можно наблюдать не только осциллограммы аналоговых сигналов, но и логические диаграммы и характеристики цифровых сигналов.

Осциллографы смешанных сигналов вошли и в новую серию Infinii Vision 3000 X Series. Это двух- и четырехканальные модели с диапазоном исследуемых частот (100, 200, 350 и 500 МГц). Приборы среднего ценового диапазона, предназначены для серьезных исследований сигналов и создающих их устройств в пределах выбранной полосы частот. Приборы с полосой исследуемых частот 350 и 500 МГц уверенно достигают и даже превосходят барьер времени нарастания переходной характеристики в 1 нс. Половина из 14 моделей этой серии – осциллографы смешанных сигналов, причем число логических (цифровых) входов у них увеличено вдвое – до 16.

На рис. 5.61 показан вид осциллографа серии X 3000 фирмы Agilent Technologies с четырьмя аналоговыми каналами. На экране приборов могут отображаться до 16 логических (или цифровых) сигналов.

### **5.5.3. Осциллографы смешанных сигналов серии MSO4000 фирмы Tektronix**

Корпорация Tektronix долгое время отказывалась от выпуска осциллографов смешанных сигналов, считая, не без основания, что области применения обычных цифровых осциллографов и логических анализаторов [151] заметно отличаются и не стоит оснащать и без того дорогой цифровой осциллограф функциями логического анализатора, усложняя работу с ним и увеличивая стоимость. К тому же возможности логических анализаторов и цифровых осциллографов предусматривали их совместную работу.

Однако осциллографы смешанных сигналов в последние годы оказались достаточно востребованными на рынке, и положительный



Рис. 5.61. Осциллограф смешанных сигналов серии X 3000 фирмы Agilent Technologies с четырьмя аналоговыми каналами

опыт конкурирующих фирм Agilent Technologies и RIGOL (см. ниже) по реализации таких приборов вынудил Tektronix уделить внимание этому сектору рынка. В результате новейшая и популярная серия осциллографов DPO 4000 пополнилась новыми моделями осциллографов смешанных сигналов – MSO 4000. Внешний вид осциллографа смешанных сигналов MSO 4101 (старшего в серии) показан на рис. 5.62.

Фактически осциллографы MSO 4000 объединяют в одном корпусе три прибора: высококачественный цифровой 2/4-канальный цифровой осциллограф общего применения с полосой исследуемых частот от 0 до 350/500/1000 МГц, систему записи осциллограмм с большой длиной выборок – до 10 млн и особым средством просмотра их Wave Inspector с вполне современным 16-канальным логическим анализатором.

В роли логического анализатора прибор работает в двух режимах. В первом все 10 млн точек сигнала захватываются с частотой дискретизации 500 МГц и временным разрешением до 2 нс. Во втором режиме сверхвысокого разрешения используется специальная технология обработки сигналов MagniVu™, обеспечивающая захват до 10 000 точек сигнала с эквивалентной частотой дискретизации до 16,5 ГГц, что дает временное разрешение для логических сигналов до 60,6 пс. В обоих режимах оцифровка сигналов осуществляется по каждому событию запуска, и захваченные сигналы можно просматривать как в статическом, так и в динамическом режиме просмотра.

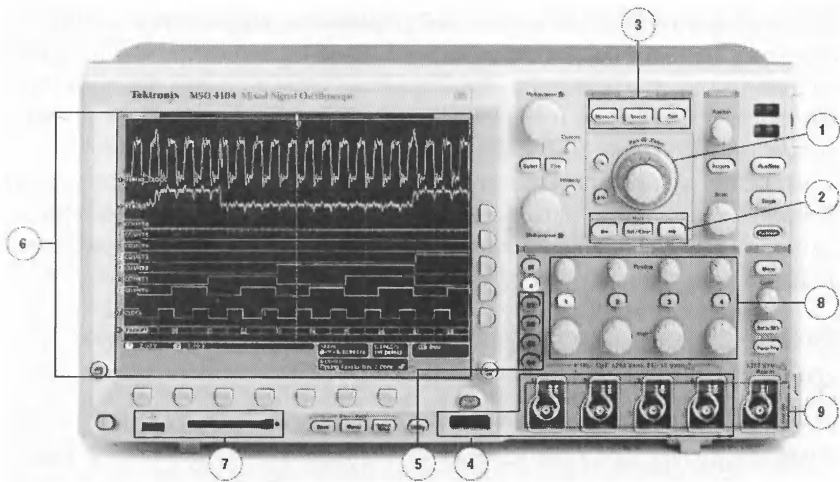


Рис. 5.62. Осциллограф смешанных сигналов MSO 4000

- (1 – двойная поворотная ручка Wave Inspector; 2 – кнопки управления Wave Inspector; 3 – кнопки режимов работы Wave Inspector; 4 – гнездо для подключения пробника логических сигналов; 5 – кнопки выбора программного модуля; 6 – экран осциллографа; 7 – гнездо для модуля Compact Flash; 8 – органы управления каналами вертикального отклонения; 9 – разъемы входов)

Пороги для каждого логического сигнала устанавливаются индивидуально. При представлении сигналов используется цветовое выделение их уровней – уровни логического 0 и логической 1 отмечаются разным цветом (синим и зеленым), что облегчает выявление фактов их смены. Старшая модель приборов MSO 4104 имеет частоту дискретизации 5 ГГц, остальные – 2,5 ГГц. Выпускаются 4 модели приборов, отличающиеся числом аналоговых каналов (2 или 4) и частотами исследуемых сигналов: 350, 500 и 1000 МГц.

Осциллографы серии MSO 4000 обеспечивают широкие возможности по мониторингу, запуску от различных сигналов, декодированию параллельных и многих последовательных шин, таких как I<sup>2</sup>C, SPI, CAN и RS-232 (для этого они оснащаются соответствующими опциями с выбором типа шины кнопками на передней панели).

Следует, однако, отметить, что осциллографы смешанных сигналов – более дорогие приборы, чем просто осциллографы, на основе которых они созданы. Если пользователь не работает над серьезными проектами по созданию цифровых устройств, то возможности про-



ведения логического анализа могут оказаться невостребованными. Поэтому появление осциллографов смешанных сигналов несколько не повлияло на разработку обычных цифровых запоминающих осциллографов. К тому же совместная работа их со специализированными логическими анализаторами (см. рис. 5.75) дает больше возможностей для всестороннего исследования логических и цифровых устройств. Описание этих возможностей выходит за рамки материала данной книги, в основном ориентированного на описание электронных осциллографов общего применения.

#### 5.5.4. Осциллографы смешанных сигналов фирмы RIGOL

Нишу недорогих осциллографов смешанных сигналов прочно заняла молодая китайская компания RIGOL, уже отметившаяся на рынке массовых осциллографов своими моделями, привлечшими внимание пользователей. Целый ряд новинок и большой (для данной группы приборов) объем памяти, а также современный и симпатичный дизайн осциллографов фирмы RIGOL привлекли к ним внимание пользователей [166, 167].

Фирма RIGOL одной из первых выпустила на рынок свои бюджетные осциллографы смешанных сигналов серии DS1000 (рис. 5.63). Она включает в себя ряд моделей, различающихся верхней граничной частотой исследуемого сигнала: RIGOL DS1102CD с частотой 100 МГц, DS1062CD – 60 МГц, DS1042CD – 40 МГц, DS1022CD 25 МГц. Остальные параметры приборов идентичны.

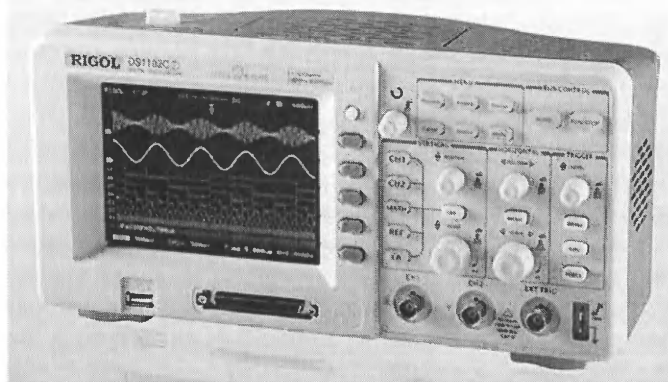


Рис. 5.63. Осциллограф смешанных сигналов RIGOL DS1102CD

## Технические характеристики осциллографа смешанных сигналов RIGOL DS1102CD:

- полоса пропускания осциллографа: 100 МГц;
- максимальная частота дискретизации: в реальном времени 400 МГц, в эквивалентном режиме 25 ГГц;
- количество каналов: 2;
- глубина памяти до 1 Мб (UltraZoom), вертикальное разрешение 8 бит;
- режим SEQUENCE MODE – накопление до 1000 фреймов интересующей области сигнала;
- наличие яркостной информации о повторяемости сигнала, как в аналоговых осциллографах;
- продвинутая система синхронизации, возможность получать глазковые осциллограммы;
- режимы синхронизации Edge, Video, Pulse width, Slope, Alternative, Pattern, Duration, Hold-Off, позволяющие наблюдать сигналы сложной формы;
- двойная шкала развертки обеспечивает одновременное наблюдение 2 несинхронизированных сигналов;
- автоматические измерения 20 параметров, Фурье-анализ, встроенный частотомер;
- MASK TESTING – сравнение сигнала с предварительно заданной маской;
- цифровые фильтры (НЧ, ВЧ, полосовой и режекторный);
- 16-канальный логический анализатор в комплекте с активным логическим пробником;
- цветной дисплей TFT 64К с разрешением 320×234 пикселей;
- интерфейсы: RS-232, USB device, USB host, Pass/Fail output (изолированный);
- файловая система для управления данными в USB флэш-памяти.

Осциллографы серии DS1000 имеют расширенные возможности запуска и синхронизации. Так, возможны независимая синхронизация и запуск по двум аналоговым каналам, позволяющие наблюдать два несинхронных сигнала. Имеются режимы синхронизации телевизионных сигналов по полю и по строке, различные режимы синхронизации от импульсных сигналов (в том числе по событиям, что характерно для анализаторов сигналов во временной области). Ряд режимов запуска характерен и для работы осциллографа в качестве логического анализатора. На рис. 5.64 слева показан вид меню запуска



| Меню   | Установки   | Комментарии   |
|--------|---|---|
| Select | D15-D0  | выберите цифровой канал для установки логического кода для запуска              |
| Code   | H   | High Высокий уровень  |
|        | L   | Low Низкий уровень  |
|        | X   | Ignore Любой  |
|        |  | Rising Edge фронт   |
|        |  | Falling Edge спад   |
| Sweep  | Auto  | Регистрация сигнала даже при отсутствии сигнала запуска.                        |
|        | Normal  | Регистрация сигнала только при появлении сигнала запуска.                       |
|        | Single  | Однократная регистрация сигнала при появлении сигнала запуска, затем остановка. |
| Set up |   | Для перехода к меню установок   |

Рис. 5.64. Меню и таблица режимов запуска осциллографов RIGOL серии DS1000

осциллографов серии DS1000, а справа – таблица режимов запуска, характерная для работы прибора в режиме логического анализатора.

Типичный вид экрана осциллографа DS1000 показан на рис. 5.65. В данном случае отображаются обычная осциллограмма аналогового канала и 3 осциллограммы логических каналов D0, D1 и D4. Справа показано меню выбора логических каналов. Выбор осуществляется утоплением кнопок каналов. Можно отметить простой и интуитивно понятный способ управления осциллографом с помощью меню – впрочем, характерный практически для всех современных цифровых осциллографов.

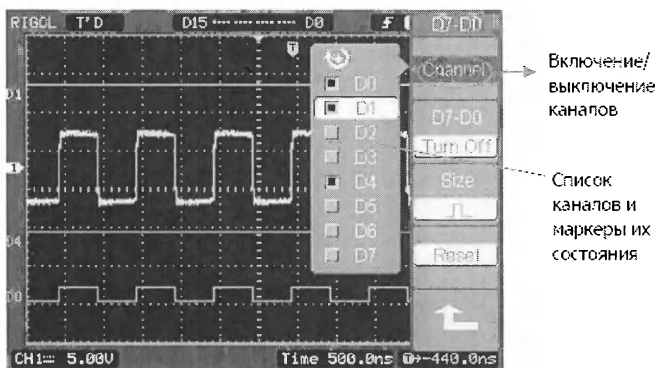


Рис. 5.65. Экран осциллографа DS1000 с меню выбора каналов

На другом рисунке – рис. 5.66 – показан экран осциллографа с другим меню в его правой части. Оно позволяет выбрать набор логических сигналов D7–D0 или D15–D8, текущий канал, тип порога (микросхемы) Threshold, порог каждого канала.

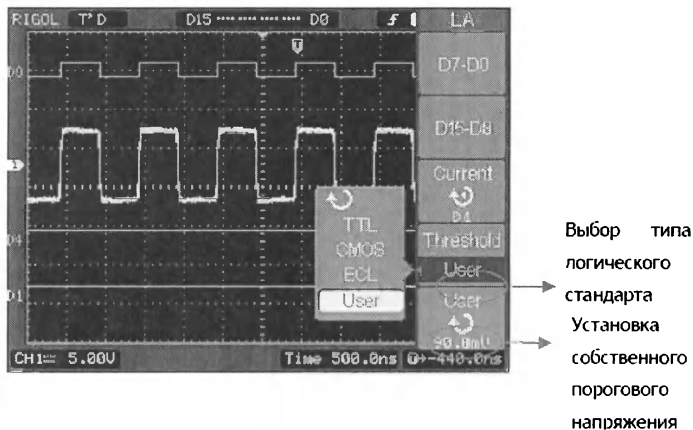


Рис. 5.66. Экран осциллографа DS1000 с меню выбора наборов логических каналов и установки порогов

Осциллографы DS1000 могут выполнять функции простых анализаторов спектра видеосигналов. На рис. 5.67 показаны осциллограммы прямоугольных импульсов (меандра) и спектра. Можно отметить пару приятных мелочей – удачная подборка масштабов по времени и частоте (хорошо виден как прямоугольный импульс, так и его спектр), а также представление спектра в виде зависимости не только среднеквадратической мощности (дБм), но и среднеквадратического напряжения от частоты.

Приведенные примеры показывают, что осциллографы смешанных сигналов DS1000 компании RIGOL являются действительно многофункциональными и удобными в применении приборами, предназначенными для исследования сигналов в диапазоне частот до десятков мегагерц. Не стоит забывать, что в этом, весьма далеком от рекордных, диапазоне частот работает огромное число радиоэлектронных устройств. И применение для их исследования, отладки и тестирования куда более дорогих осциллографов более высокого класса далеко не всегда оправдано.

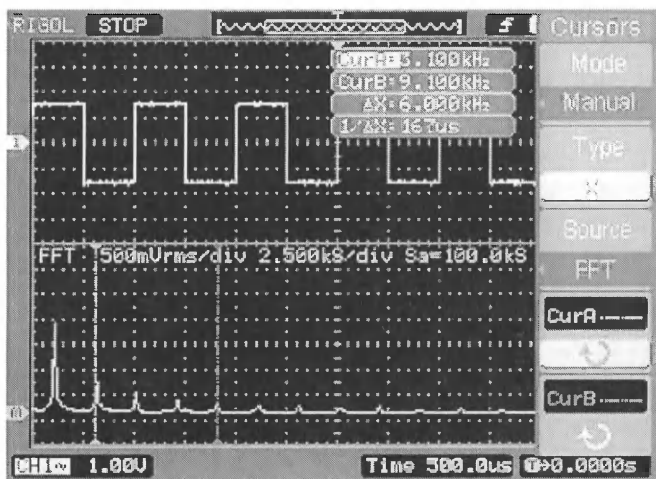


Рис. 5.67. Экран осциллографа DS1000 с осциллограммой меандра и ее спектром

### 5.5.5. Применение осциллографа WavePro фирмы LeCroy с опцией логического анализатора

Фирма LeCroy, выпускающая цифровые осциллографы среднего и высокого классов, несколько иначе решила актуальную задачу совместного просмотра диаграмм логических состояний и аналоговых сигналов от цифровых устройств. Для своих цифровых осциллографов серии она создала опцию логического анализатора (рис. 5.68). Она включает в себя приставку к осциллографу WavePro с пробниками, обеспечивающими построение диаграмм логических сигналов максимально в 32 каналах и соответствующее программное обеспечение для получения логических и временных диаграмм цифровых сигналов и осциллограмм выбранных сигналов на экране осциллографа.

На рис. 5.69 показан вид экрана осциллографа WavePro фирмы LeCroy с опцией логического анализатора. Рисунок позволяет судить о высокой степени детализации информации о работе исследуемого цифрового устройства. Возможности опции мало уступают возможностям отдельно реализованных логических анализаторов. Следует отметить, что по числу каналов (их 32) опция логического анализатора превосходит этот параметр для большинства осциллографов смешанных сигналов.

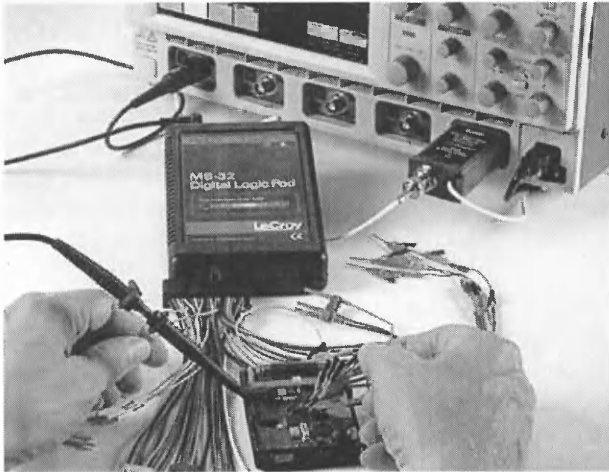


Рис. 5.68. Подключение к цифровому осциллографу WavePro фирмы LeCroy опции логического анализатора

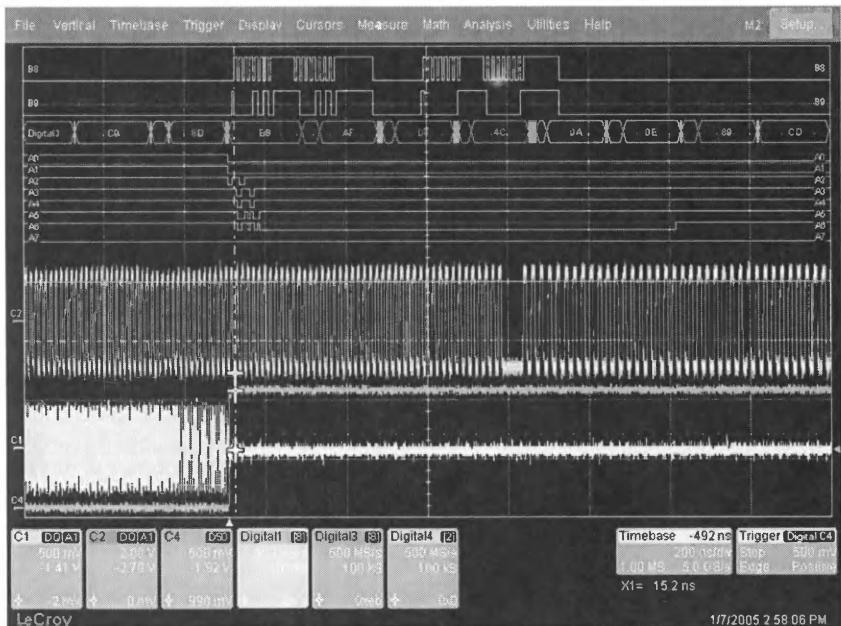


Рис. 5.69. Вид экрана осциллографа WavePro фирмы LeCroy с опцией логического анализатора

## 5.6. Стробоскопические осциллографы

### 5.6.1. Отечественные стробоскопические осциллографы

На рынке России стробоскопические осциллографы, к сожалению, представлены очень слабо. Имеется ряд старых (производства и разработки времен СССР) стробоскопических осциллографов.

#### *С9-9*

Двухканальный осциллограф с полосой частот от 0 до 19 ГГц, цифровая память и измерение сигнала, 20 программ измерения, управление микропроцессором, самодиагностика. Габариты прибора 605×494×253 мм, масса 65 кг.

#### *С9-11*

Осциллограф стробоскопический специальный. Двухканальный многофункциональный измерительный прибор, позволяющий дополнительно производить измерения волнового сопротивления СВЧ-линий передачи, КСВН, ослабления и S-параметров СВЧ-цепей и др. Полоса пропускания 0–26 ГГц. Входное сопротивление – 50 Ом. Цифровая память. Экран 120×120 мм. Прибор состоит из двух блоков: П1 – 488×213×571 мм, масса – 28 кг; П2 – 234×182×533 мм, масса – 12 кг.

#### *С1-122/4*

Двухканальный стробоскопический осциллограф. Полоса частот от 0 до 0–18 ГГц, в стробоскопическом режиме, выносной блок задержки, ЭЛТ с экраном размером 100×120, вывод масштабов на экран с помощью знакогенератора. Габариты 228×349×590 мм, масса 17 кг.

#### *С1-91/3*

Стробоскопический двухканальный осциллограф с полосой частот от 0 до 12/18 ГГц. ЭЛТ с экраном размером 100×120, вывод масштабов на экран с помощью знакогенератора. Габариты 228×349×590 мм, масса 17 кг.

#### *TMR81\*\**

Ограниченный выпуск достаточно современных стробоскопических цифровых осциллографов TMR8105, TMR8112, TMR8120,

TMR8130, TMR8140 на зарубежной элементной базе освоен небольшой фирмой «Трим» (Санкт-Петербург, [www.trimcom.ru](http://www.trimcom.ru)). Две последние цифры названия указывают на верхнюю частоту сигнала 5, 12, 20, 30 и 40 ГГц. Внешний вид приборов показан на рис. 5.70.



Рис. 5.70. Внешний вид стробоскопических осциллографов серии TMR81\*\* фирмы «Трим»

Приборы имеют входное сопротивление 50 Ом и чувствительность по вертикали от 5 до 200 мВ/дел, уровень шума 2 мВ (RMS), дискретность квантования 12 бит, погрешность измерений амплитуды 1%. Коэффициенты развертки от 0,01 до 100 нс/дел, длина осциллограммы до 4096 точек, временная задержка от 0,01 до 1000 нс. Дисплей прибора жидкокристаллический с разрешением 640×480 точек. Габариты прибора 450×250×260 мм, масса 11 кг, потребляемая мощность 50 Вт. Имеются все средства для совместной работы с компьютером.

### 5.6.2. Стробоскопический осциллограф – приставка к ПК С1-24

Еще одной удачной разработкой является стробоскопический осциллограф – приставка к ПК С1-24 [311]. Этот небольшой прибор подключается к обычному настольному или мобильному компьютеру и образует вполне полноценный стробоскопический осциллограф.





Рис. 5.71. Стробоскопический осциллограф – приставка к ПК С1-24

Прибор разработан и выпускается российской фирмой ELTESTA ([www.eltesta.com](http://www.eltesta.com)).

Основные технические характеристики прибора:

- число каналов – 2;
- полоса частот от 0 до 20 или 12,5 ГГц;
- время нарастания переходной характеристики 17,5 пс;
- входное сопротивление 50 Ом;
- разрядность АЦП 14 бит с усреднением 16 бит;
- погрешность измерения напряжения  $\pm 1,6\%$ ;
- среднеквадратичное значение уровня шума  $< 2$  мВ/20 ГГц и  $< 1,6$  мВ/12 ГГц;
- емкость записи – 4096 точек/канал;
- развертка от 10 пс/дел до 2 мс/дел;
- погрешность измерения временных параметров  $0,4\% + 10$  пс;
- интервал стробирования минимальный 100 фс;
- максимальная частота синхронизации – 1 ГГц, с делителем частоты UDX-P01 до 12 ГГц, с делителем частоты UDX-T01 до 10 ГГц;
- нестабильность запуска  $< 2,5$  пс (среднеквадратичное значение);
- число автоматических измерений – 28;
- БПФ с пятью типами окон;
- максимальная потребляемая мощность 65 ВА;
- габариты приставки 210×109×377 мм;
- масса 5,5 кг.

Приборы обладают всеми возможностями современных цифровых и стробоскопических осциллографов:

- цифровая отрицательная обратная связь, повышающая линейность передаточной характеристики осциллографа;
- экранное накопление с градациями уровня серого цвета и обычного цвета;
- маркерные и автоматические измерения со статистикой и допусковым контролем;
- математическая обработка сигналов и осуществление БПФ;
- тестовые испытания с применением масок;
- построение глазковых диаграмм и измерения по ним;
- применение в качестве импульсного рефлектометра;
- автоматический поиск сигнала и автоматическая настройка;
- интуитивно понятный Windows-интерфейс;
- встроенная Windows-справка;
- поддержка операционных систем Windows 95/98/ME/NT/XP/2000;
- интерфейс связи с ПК – USB 2.0 и LPT.

Области применения прибора (как и любого современного стробоскопического осциллографа) показаны на рис. 5.72 (источник – сайт [www.eltesta.ru](http://www.eltesta.ru)).



Рис. 5.72. Области применения стробоскопических осциллографов

Развернутая функциональная схема прибора показана на рис. 5.73. Прибор выполнен на современной зарубежной элементной базе и имеет умеренную стоимость.

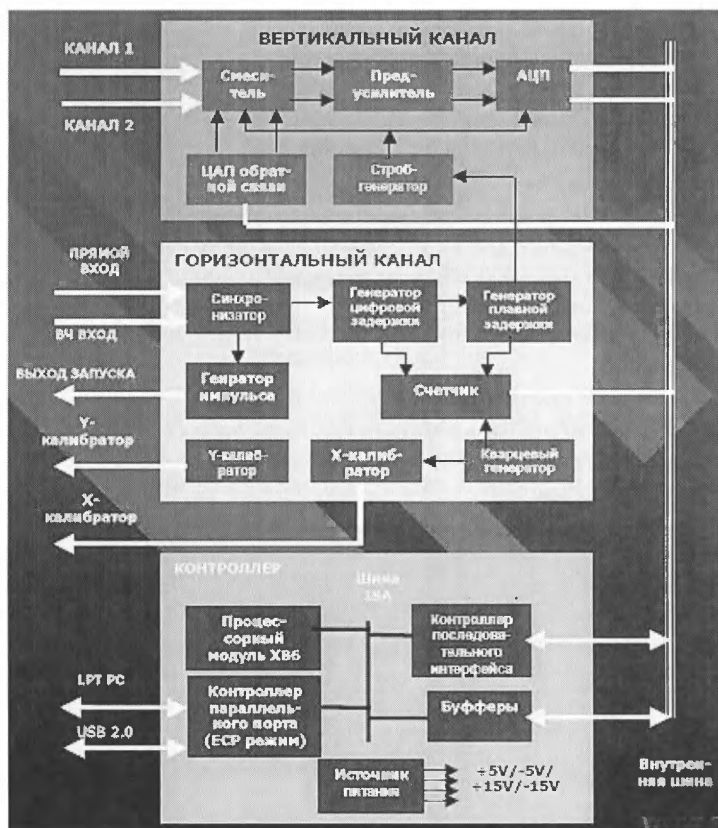


Рис. 5.73. Развернутая функциональная схема стробоскопического осциллографа – приставки к ПК С7-24

Для испытания осциллографов и других устройств во временной области с прибором С7-24 поставляется формирователь UDX-G01 40-пс перепада напряжения. На рис. 5.74 показаны осциллограммы синусоидального сигнала и перепада напряжения на экране осциллографа С7-24. Рисунок иллюстрирует реализацию автоматических измерений (до 10 параметров одновременно).

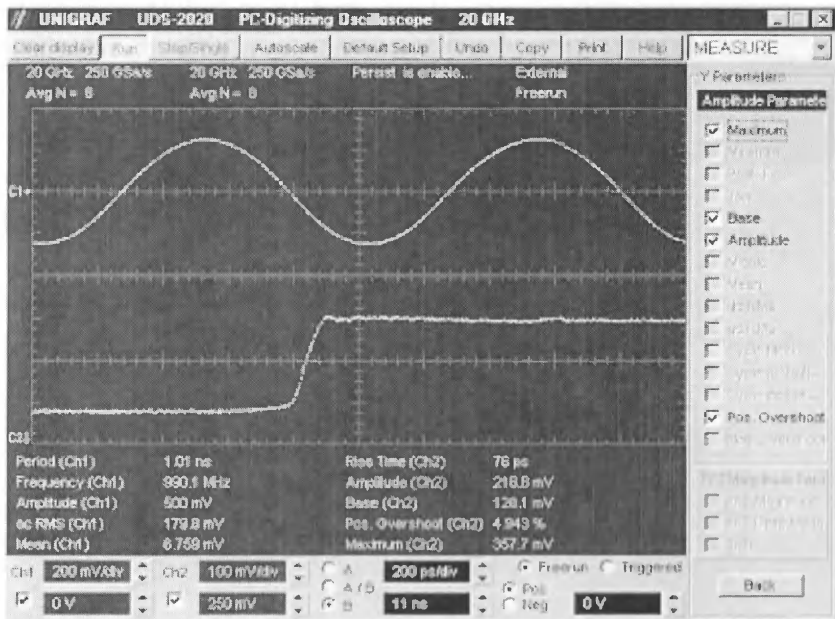


Рис. 5.74. Осциллограммы синусоидального сигнала и перепада напряжения на экране ПК с приставкой С7-24

Все описанные возможности характерны для большинства современных стробоскопических осциллографов. При этом на рынке представлены более скоростные и высокочастотные стробоскопические осциллографы ряда зарубежных фирм, естественно, существенно более дорогие.

### 5.6.3. Стробоскопический осциллограф TDS8000B фирмы Tektronix

Компания Tektronix выпускает модульный цифровой сэмплирующий (стробоскопический) осциллограф TDS8000B [158], имеющий до 8 каналов (электрических и оптических со сменными модулями), длина записи до 4000 точек, развертка по горизонтали – 0,5 пс/дел – 5 мс/дел, сенсорный цветной 10-дюймовый ЖКИ с разрешением 640×480 точек. Это уникальный прибор, который есть только в самых престижных лабораториях мира. Внешний вид осциллографа показан на рис. 5.75.



Рис. 5.75. Внешний вид стробоскопического осциллографа TDS8000B

Этот прибор выпускается двух типов – в виде осциллографа TDS и цифрового последовательного анализатора DSA. Для каждого типа имеется набор сменных модулей, позволяющих выбрать нужную полосу пропускания и менять возможности прибора. Число каналов осциллографа 8, максимальная полоса частот от 0 до 70 ГГц при времени нарастания переходной характеристики 5 пс. Синхронизация обеспечивается по фронту, внутренним синхроимпульсам и по сигналу восстановления тактовой частоты.

Прибор имеет обширные средства для связи с ПК: интерфейсы GPIB, RS-232, Centronix, USB, PCMCIA и Ethernet, гибкие диски, CD-ROM и DVD, открытый доступ к Windows. Помимо обычных возможностей осциллографов (математические операции, спектральный анализ методом БПФ и др.), прибор обеспечивает измерение импеданса и S-параметров цепей, генерацию канальных и глазковых диаграмм и PSPICE-моделирование на основе измерений.

#### **5.6.4. Стробоскопический осциллограф 86100C DCA-J фирмы Agilent**

Самым широкополосным прибором фирмы Agilent является осциллограф 86100C DCA-J (рис. 5.76). Прибор объединяет 4 инструмента в одном: цифровой анализатор коммуникационных устройств, вре-

менной рефлектометр TDR для анализа импеданса цепей, осциллограф с полосой частот до 80 ГГц и анализатор джиттера для сверхскоростных электронных и оптических устройств. Удивительно, но цена этого прибора «всего-то» около \$18 000 при поставке в течение трех недель.

Буква J в конце названия осциллографа указывает, что в числе его обширных возможностей есть анализ джиттера – в том числе статистический с построением гистограмм. Вид экрана осциллографа при анализе джиттера представлен на рис. 5.77.

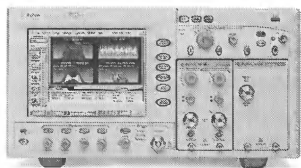


Рис. 5.76. Осциллограф с частотой до 80 ГГц Agilent 86100C DCA-J

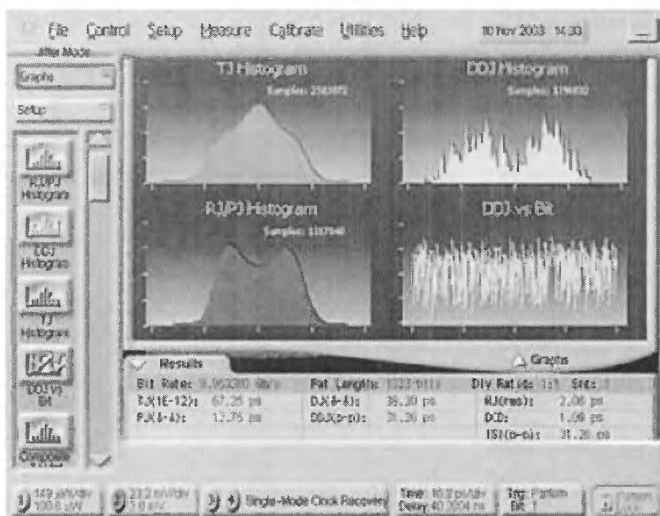


Рис. 5.77. Экран осциллографа Agilent 86100C DCA-J в режиме анализа джиттера

### 5.6.5. Стробоскопические осциллографы серии Wave Expert с полосой до 100 ГГц

Еще в апреле 2005 г. компания LeCroy представила цифровые стробоскопические осциллографы серии WaveExpert 9000 и SDA 100G, которые и на настоящий момент являются самыми высокочастотными осциллографами в мире с полосой пропускания 100 ГГц и памятью,

которая может наращиваться до 512 Мб. Одновременно чуть раньше была полностью завершена работа по локализации осциллографов производства компании LeCroy.

Ныне компания LeCroy представляет цифровые стробоскопические осциллографы серии WaveExpert 9000 и SDA 100G [9] с полосой пропускания 100 ГГц, работающие на основе эксклюзивной патентованной технологии когерентных интервалов стробирования (КИС). Развертка КИС позволяет захватывать и отображать длинную последовательность входных данных без применения внешнего запуска по шаблону.

WaveExpert – это первый осциллограф в мире, соединяющий в себе высокую полосу пропускания и высокую достоверность измерения, присущую стробоскопическим осциллографам, с высокой скоростью сбора данных, гибкостью и простотой управления, присущей осциллографам реального времени. Внешний вид осциллографа представлен на рис. 5.78.

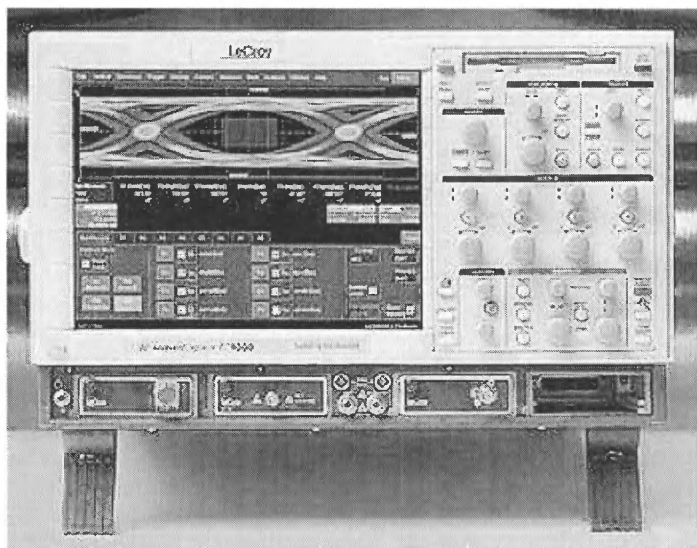


Рис. 5.78. Стробоскопический осциллограф WaveExpert фирмы LeCroy с полосой частот до 100 ГГц

Осциллографы WaveExpert и SDA 100 G имеют скорость сбора данных 10 Мбит/с. Приборы построены на модульном принципе, что позволяет использовать совместно с ними 4 различных модуля сбо-

ра информации. Дополнительно осциллографы имеет опциональные модули генераторов сигналов. Один из генераторов сигналов воспроизводит псевдослучайную последовательность PRBS, которая обычно используется для тестирования коэффициента ошибок различных устройств передачи. Дополнительный модуль рефлектометра может выдавать в линию импульс длительностью менее 20 пс с малым временем нарастания, что позволяет производить измерения неоднородности сопротивления линий передачи.

Развертка коротких импульсных сигналов КИС, разработанная LeCroy, создает импульс дискретизации, используя опорный генератор стабильной частоты с применением ФАПЧ. Среднеквадратическое значение джиттера КИС составляет мене 500 фс. Результатом применения КИС являются высокая частота дискретизации и точное воспроизведение сигнала при любой скорости передачи. Когерентная дискретизация позволяет осциллографу захватить шаблон из потока данных и точно и просто определить его длину. В результате параметры входного сигнала, отображаемого на экране осциллографа, могут быть измерены или преобразованы такими же методами и способами, как и у осциллографа реального времени.

Полоса пропускания 100 ГГц является вершиной разработки технологий серийных осциллографов на сегодняшний день. Это достижение стало возможным при использовании монолитной смесительной головки, разработанной с применением патентованной технологии нелинейной линии передачи (НЛЛП). Тут уместно отметить, что сокращение фронта импульсов при прохождении через нелинейную линию до 0 (и даже до отрицательных величин, что означает, что вершина волны-импульса обгоняет основание и имеет место разрыв в импульсе) было описано еще в книге [32]. НЛЛП используется для генерирования серии стробирующих импульсов с почти прямоугольной апертурой. Все предыдущие смесители имели форму апертуры, приближенную к гауссовской. Прямоугольная апертура стробирующих импульсов позволяет увеличить на 60% эффективность стробирования, расширить полосу пропускания, снизить джиттер. Монолитная конструкция смесителя позволила увеличить частоту дискретизации, по сравнению с предыдущими моделями стробоскопических осциллографов.

Осциллографы WaveExpert и SDA 100G специально разработаны для решения прикладных задач отображения и анализа высокоскоростных сигналов, используемых в наше время. Измерения в современных системах передач на скоростях свыше 3 Гб/с требуют средств



измерения с высокой полосой пропускания и малым временем нарастания. Отличительной особенностью этих приборов является свойство отображения входного сигнала, так же как и на осциллографе реального времени, обеспечение измерения как суммарного, так и случайного и систематического джиттера устройств. Объем стандартной памяти составляет 4 млн точек на канал, что позволяет анализировать джиттер в длинных кодовых посылках. Расширение памяти до 512 млн точек на канал дает возможность захвата, отображения и измерения шаблона с длиной в несколько миллионов бит.

Удобный пользовательский интерфейс дает возможность быстрого и легкого доступа к более чем 50 автоматическим измерениям и математическим функциям. Сохранение преемственности построения пользовательского интерфейса с осциллографами реального времени LeCroy дает возможность инженерам-пользователям быстрого перехода к использованию стробоскопических осциллографов без какого-либо дополнительного обучения. Пользовательский интерфейс осциллографов WaveExpert и SDA 100 G также позволяет комбинировать и создавать свои собственные функции измерения.

Осциллографы WaveExpert и анализаторы SDA 100G имеют возможность отображения и исследования высокоскоростных сигналов реального времени, таких как PCI Express, SAS, Fibre channel и FB-DIMM.

WaveExpert и SDA 100G предназначены и для использования в области общего применения, включая рефлектометрию, построенные глазковых диаграмм и анализа по шаблону, анализ джиттера. Программное обеспечение осциллографа WaveExpert может производить анализ глазковых диаграмм и джиттера в соответствии с различными стандартами передачи данных. Осциллограф SDA 100G разработан специально для использования в системах последовательной передачи данных и имеет когерентную развертку, прекрасно подходящую для измерения всех параметров джиттера. В дополнение к двум основным блокам осциллографа существуют несколько дополнительных вставных модулей, предназначенных для измерения электрических или оптических сигналов. Модули преобразования электрических сигналов имеют полосы пропускания 20 ГГц, 30 ГГц, 50 ГГц, 70 ГГц и 100 ГГц.

Также существуют модули восстановления тактовой частоты. Эти модули используются для восстановления тактовой частоты сигнала из потока данных, когда доступен только непосредственно поток данных. Модули предназначены как для работы с электрическими,

так и с оптическими сигналами. Диапазон восстанавливаемых частот составляет от 622 Мб/с до 13,5 Гб/с.

Осциллографы WaveExpert и SDA 100G включают полный комплект масок, предназначенных для исследования сигналов в кодах RZ и NRZ. Когерентная развертка обеспечивает быстрое тестирование по маскам – около 3 млн точек в секунду, что в 75 раз быстрее существующих на сегодняшний день технических решений. Этот уровень сбора данных на сегодняшний день обеспечивает самую высокую степень достоверности и минимальные погрешности.

WaveExpert 9000 стробоскопический осциллограф – основной блок. SDA 100G – это стробоскопический анализатор систем последовательной передачи данных. Для них поставляются:

- SE 100 смеситель 100 ГГц;
- SE 70 смеситель 70 ГГц;
- SE 50 смеситель 50 ГГц;
- SE 30 смеситель 30 ГГц;
- ST 20 модуль рефлектометра 20 ГГц;
- SO 50 оптический модуль 50 ГГц;
- SO 25 оптический модуль 25 ГГц.

Таким образом, осциллографы серии WaveExpert и анализаторы SDA перекрывают диапазон частот до 20–100 ГГц. Конечно, это уникальные приборы, отражающие наивысшие достижения в технике осциллографии.

## 5.7. Особенности работы со скоростными цифровыми осциллографами

### 5.7.1. Пробники с коррекцией частотной характеристики

У цифровых осциллографов часто применяются пассивные пробники, они используются для *коррекции* амплитудно-частотной характеристики осциллографов [184, 188]. Иногда это коррекция, рассчитанная на расширение полосы частот, но чаще решается обратная задача – сужение полосы частот для уменьшения влияния шума при наблюдении сигналов малого уровня и устранения быстрых выбросов на фронтах импульсных сигналов.

Такими пробниками (P2200) комплектуются массовые цифровые осциллографы серий Tektronix TDS 1000B/2000B. Внешний вид их показан на рис. 5.79. Основные параметры пробников приведены в табл. 5.10.

**Таблица 5.10. Основные параметры пассивных пробников P2200**

| $K_d$ | $R_{вх}, \text{МОм}$ | $C_{вх}, \text{пФ}$ | $f_{\text{макс}}, \text{МГц}$ | $U_{\text{вхмакс}}, \text{В}$ |
|-------|----------------------|---------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| 1/1   | 1                    | 110                 | 6,5                           | 150                           |
| 1/10  | 10                   | 13–17               | 200                           | 300                           |



Рис. 5.79. Пассивный пробник P2200 с встроенным фильтром низких частот в положении переключателя деления напряжений 1/10

Из приведенной таблицы хорошо видно, что применение пробника с коэффициентом деления 1/1 целесообразно только при исследовании низкочастотных устройств, когда достаточно полосы частот до 6,5 МГц. Во всех других случаях целесообразно работать с пробником при коэффициенте деления 1/10. При этом входная емкость уменьшается со 110 пФ до примерно 15 пФ, а полоса частот расширяется с 6,5 МГц до 200 МГц. Осциллограммы меандра с частотой 10 МГц, показанные на рис. 5.80, хорошо иллюстрируют степень искажения осциллограмм при коэффициенте деления 1/10 и 1/1. В обоих случаях использовалось стандартное включение пробников с зацепляю-

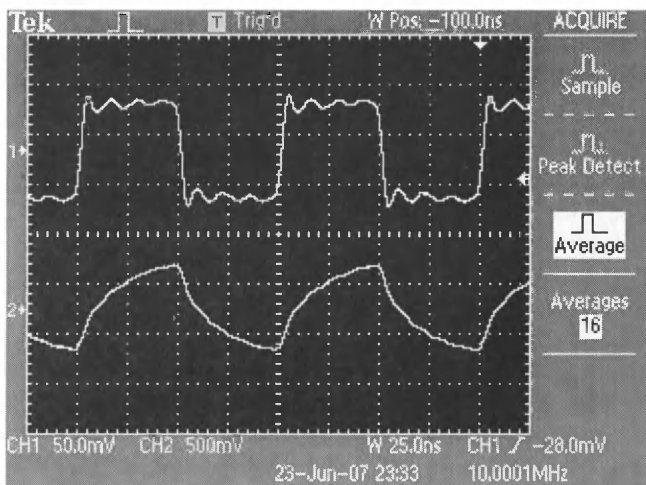


Рис. 5.80. Осциллограммы импульсов (меандра) с частотой 10 МГц при использовании 200-мегагерцевого осциллографа Tektronix TDS 2024B с пробниками P2200 при коэффициенте деления 1/10 (верхняя осциллограмма) и 1/1 (нижняя осциллограмма)

щейся насадкой и длинным проводом заземления (10 см) с крокодиллом. Меандр со временем нарастания 5 нс был получен от генератора Tektronix AFG 3101.

Нетрудно заметить, что в обоих случаях осциллограммы наблюдаемого сигнала (а он у генераторов AFG 3101 на частоте 10 МГц близок к идеальному и имеет гладкие вершины без намека на «звон») сильно искажены. Однако характер искажения разный. При положении делителя 1/10 форма сигнала близка к меандру и имеет фронты малой длительности, но искажена затухающими колебаниями, возникающими из-за индуктивности длинного заземляющего провода – рис. 10.8. А в положении делителя 1/1 затухающие колебания пропали, но явно заметно значительное возрастание постоянной времени системы «пробник–осциллограф». В результате вместо меандра наблюдаются пилообразные импульсы с экспоненциальными нарастанием и спадом.

Пробники с встроенной коррекцией надо применять строго по их назначению с учетом сильного различия частотных характеристик при разном положении делителя напряжения.

## 5.7.2. Эволюция конструкции осциллографических пробников

Конструкции пассивных пробников и приспособлений к ним (аксессуаров) постоянно совершенствуются [184–188]. Первые поколения строились на основе стандартного 50-омного коаксиального разъема BNC (максимальная частота разъема около 4 ГГц, емкость 1,7 пФ). С ростом полосы частот пробника приходится применять улучшенные изолирующие и проводящие материалы и специальные цепи коррекции переходной и частотной характеристик. Кроме того, возникла необходимость передачи осциллографу данных о типе применяемых пробников и меняющихся в ходе работы коэффициентах деления.

Некоторые осциллографы, например Tektronix TDS 1000B/2000B, способны распознавать коэффициенты деления обычных пробников. Есть пробники, например пассивные Tektronix P-6105A, P-6106, P-6158, конструкция разъема которых предусматривает выдачу сигнала о коэффициенте деления пробника (Readout). На рис. 5.81 показан внешний вид одного из таких пассивных пробников P-6109.

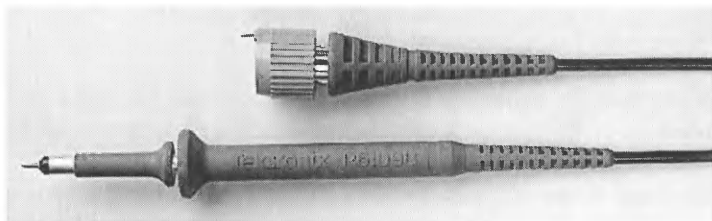


Рис. 5.81. Внешний вид пассивного пробника P-6109 с интерфейсом Readout

Начальный этап эволюции пробников для осциллографов фирмы Tektronix представлен на рис. 5.82. Уже в 1969 г. были созданы пробники, обеспечивающие считывание коэффициентов деления, – рис. 5.82б.

Широкое применение нашли и пробники с интерфейсом Tekprobe, созданные в 1986 г. (рис. 5.82в). Для съема данных об установленном коэффициенте деления используются пружинящие штыри – *пины* с острями, контактирующие с контактными площадками входного разъема каналов осциллографа. Аналогичные по назначению пробники выпускаются и другими производителями осциллографов.

## Интерфейсы пробников осциллографов XX века

BNC (60-е годы)

Серия 7000 (1969 г.)

TekProbe-BNC (1986 г.)



Рис. 5.82. Начало эволюции осциллографических пробников фирмы Tektronix

В 2001 г. корпорацией Tektronix были созданы пробники класса TekConnect™, внешний вид которых показан на рис. 5.83а, а затем в 2006 г. – новейшие пробники типа TekVPI™ – рис. 5.83б.

## Интерфейсы пробников Tektronix XXI века

TekConnect (2001)

TekVPI (2006)

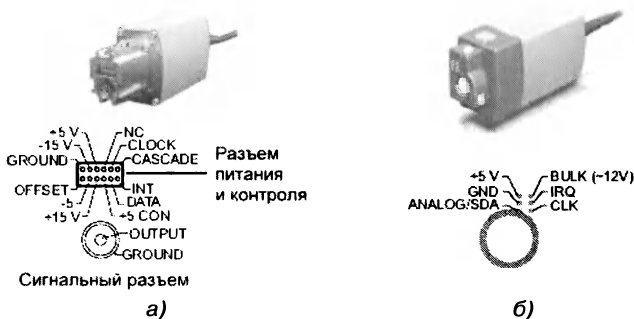


Рис. 5.83. Эволюция осциллографических пробников фирмы Tektronix в XXI веке

Такие пробники применяются в новейших осциллографах серий DPO/MSO-4000 и DPO-7000 корпорации Tektronix. Обычно они допускают подключение и более старых типов пробников – рис. 5.84.

Новые осциллографы корпорации Tektronix серий 4000/7000 используют новейшую и наиболее перспективную архитектуру и конструкцию пробников типа TekVPI™ (рис. 5.83б). Это пробники ново-

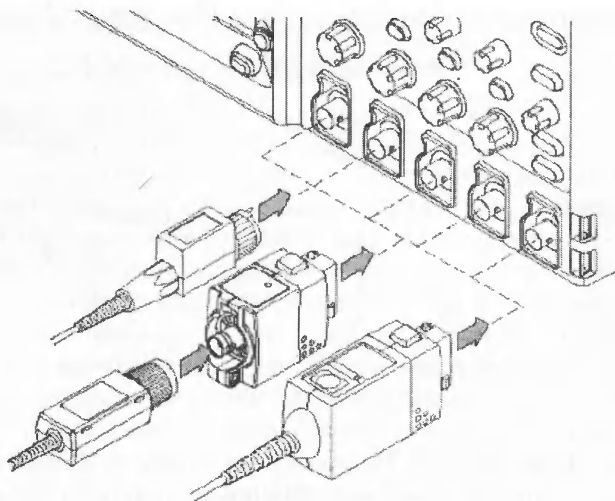


Рис. 5.84. Подключение различных пробников к осциллографу серии DPO/MSO-4000

го поколения. Они обеспечивают интеллектуальный двухсторонний интерфейс, удобство подключения к осциллографу с фиксацией с помощью защелки, сохранение высочайшей точности вычислений и выполнение любых функций пробников различного класса. Пробники имеют удобные средства настройки и диагностики, что снижает требования к квалификации пользователей осциллографов. Светодиодные индикаторы на блоке компенсации, подключаемом к осциллографу, дают наглядную цветовую информацию о работе пробника. Windows-интерфейс осциллографов имеет контекстное меню, также дающее полную информацию о пробниках и их установках. Это меню можно вызвать специальной кнопкой на блоке компенсации.

Тут уместно отметить, что наибольшую полосу частот и наименьшее время нарастания можно получить только при использовании режима согласования линии передачи пробника (кабеля). В измерительной технике используются кабели с волновым сопротивлением 50 Ом, а в телевизионной – 75 Ом. Техника осциллографирования с применением согласованных линий передачи уже описывалась.

### 5.7.3. Пробники с оптической развязкой

Особым видом пробников являются «оптические пробники». Есть два вида таких пробников: для приема оптического излучения (на-

пример, от лазерных импульсных источников излучения) и пробники, использующие *оптроны* (комбинацию светодиода и фотодиода) для осуществления гальванической развязки от земли осциллографа. Часто этого достаточно для снятия осциллограммы напряжения между двумя любыми точками устройства (схемы). На рис. 5.85 показан внешний вид оптических пробников Tektronix P6701B.



Рис. 5.85. Внешний вид оптических пробников Tektronix P6701B

Для измерений напряжений между двумя контрольными точками устройства (схемы) можно использовать пробники с гальванической (оптической) развязкой от земли осциллографа. Учтите, что есть альтернативный вариант таких измерений с помощью дифференциальных пробников (см. ниже). Однако они применяются при исследовании низковольтных устройств.

#### 5.7.4. Токковые пробники для цифровых осциллографов

В принципе, токковые пробники для цифровых осциллографов не отличаются от таковых для аналоговых осциллографов. На рис. 5.86 показан внешний вид токкового пробника TCP202 с интерфейсом TekProbe с максимальным измеряемым током (постоянным и переменным) до 15 А. Измерительная головка пробника построена по аналогии с токовыми клещами, давно применяемыми в мультиметрах с



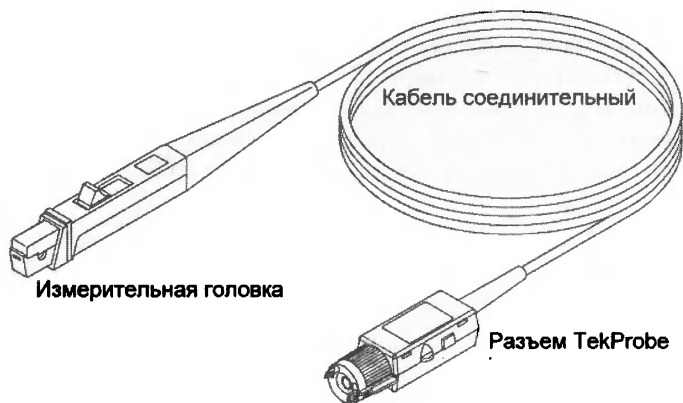


Рис. 5.86. Токовый пробник Tektronix TCP202 с интерфейсом TekProbe

бесконтактным измерением тока с помощью токового трансформатора. Но она более миниатюрна и предназначена для измерения умеренных токов.

При отказе от измерения постоянного тока можно существенно расширить диапазон измеряемых токов. Tektronix, к примеру, выпускает токовые пробники А621 с диапазоном токов от 0,1 до 2000 А в диапазоне частот от 5 Гц до 50 кГц с диаметром токовых клещей 54 мм. Такие пробники используются для контроля за мощными энергетическими установками, например подстанциями и силовыми трансформаторами.

При измерениях средних и больших токов (от единиц микроампер до тысяч ампер) разумно применять специальные бесконтактные токовые пробники на основе датчиков магнитного поля, возникающего вокруг проводника с током. Повышение чувствительности достигается созданием обмотки датчика из одного или нескольких витков. Обращайте внимание на такие важные параметры токовых датчиков, как диапазон измеряемых токов, погрешность измерений и частотный диапазон (он обычно уже, чем у пробников напряжения).

Одним из первых с интерфейсом TekVPI™ был выпущен токовый пробник TCP0030 (рис. 5.87). Он обеспечивает осциллографирование токов от 1 мА до 30 А с пиковой импульсной нагрузкой до 50 А. Полоса частот этого пробника до 120 МГц, он обеспечивает подключение к любому осциллографу серий DPO4000 и DPO7000 без применения источника питания пробника. Пробник широко использует-



Рис. 5.87. Токовый пробник TCP0030 с интерфейсом TekVPI™

ся при тестировании и отладке элетротехнических и энергетических устройств малой и средней мощности.

Общей особенностью токовых пробников является заметное снижение при их применении полосы частот исследуемых сигналов. Это ограничивает, а то и исключает, применение таких пробников при исследовании импульсных сигналов нано- и субнаносекундной длительности. Для исследования таких сигналов приходится применять малоиндуктивные шунты и контролировать форму импульсов тока по падению напряжения на шунте.

### 5.7.5. Выбор входного сопротивления у осциллографов

Тут уместно напомнить, что входное сопротивление осциллографов с умеренной полосой частот (примерно до 2–3 ГГц) может выбирать-ся высоким (обычно 1 МОм параллельно с емкостью 10–20 пФ) и низким (50, а иногда и 75 Ом). Выбор работы с высоким входным сопротивлением означает отказ от режима согласования и может приводить к значительным искажениям при наблюдении импульсов с малыми длительностями фронтов. Это наглядно подтверждают осциллограммы, показанные на рис. 5.88, снятые осциллографом DPO7000. Все три импульса были получены от генератора AFG3201

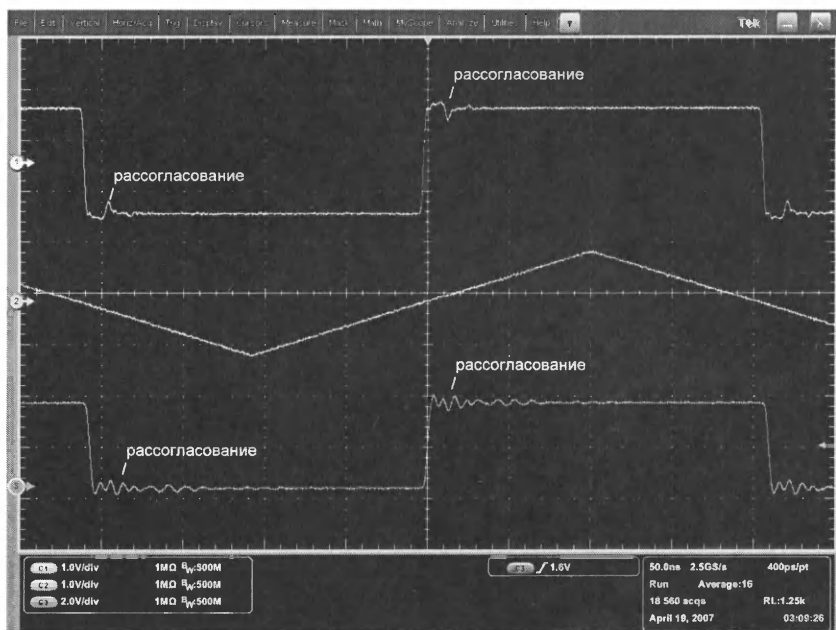


Рис. 5.88. Осциллограммы трех импульсов, снятые осциллографом DPO7000 с установкой входного сопротивления по всем трем каналам равным 1 МОм

при установке входного сопротивления на всех трех каналах равным 1 МОм. Во всех трех случаях сигнал с выхода генератора подавался через отрезки коаксиального кабеля длиной 1,5 м с типовыми разъемами BNC.

Нетрудно заметить, что эффект рассогласования и отражения от места рассогласования отчетливо виден на первой и третьей осциллограммах почти прямоугольных импульсов. На второй осциллограмме (треугольных импульсов) он практически не заметен, поскольку эти импульсы разрывов не имеют (у них разрывная только производная).

Если линия (кабель) согласована со стороны источника сигнала и осциллографа (то есть нагружена на сопротивления, равные  $R_{л}$ ), то характер передачи сигналов качественно меняется – по кабелю, представляющему собой распределенную линию передачи, движется бегущая волна сигнала, и искажения его почти отсутствуют – рис. 5.89. У хорошего кабеля время нарастания составляет всего несколько пи-

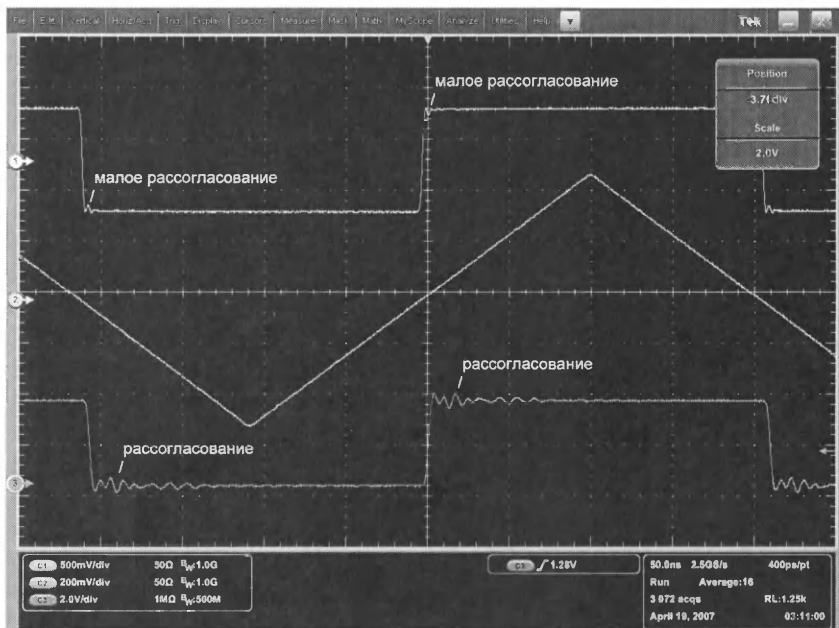


Рис. 5.89. Осциллограммы трех импульсов, снятые осциллографом DPO7000 с установкой входного сопротивления 50 Ом по первому и второму каналам и 1 МОм по третьему каналу

косекунд. При отсутствии согласования на входе или выходе линии происходит отражение волн от мест рассогласования и форма импульсов сильно искажается.

Теперь на осциллограмме первого канала рассогласование резко уменьшилось. Небольшое рассогласование имеет место вследствие всегда существующей небольшой разницы между волновым сопротивлением коаксиального кабеля и входным сопротивлением осциллографа. На третьем канале (нижняя осциллограмма) рассогласование осталось, поскольку входное сопротивление осциллографа оставлено высоким (1 МОм).

При выборе входного сопротивления у современных осциллографов важно учитывать еще одно важное обстоятельство – максимальное входное напряжение при низкоомном входе значительно ниже, чем на высокоомном, из-за нагрева встроенного 50-омного резистора. У большинства осциллографов чувствительность на 50-омном входе равна 1 В/дел, а на высокоомном – 5 или 10 В/дел.

Есть соблазн при исследовании сигналов с большой амплитудой установить входное сопротивление осциллографа равным 1 МОм и использовать (с помощью тройника) внешнюю 50-омную нагрузку с достаточно большой рассеиваемой мощностью. Однако при этом надо учитывать, что параметры входа осциллографа резко ухудшаются, поскольку емкость высокоомного входа в 10–20 пФ оказывается подключенной к внешнему сопротивлению в 50 Ом. Нетрудно подсчитать, что при входной емкости 20 пФ постоянная времени входа будет равна 1 нс, а время нарастания составит 2,2 нс. Кроме того, нередко при установке входного сопротивления 1 МОм полоса частот исследуемого сигнала ограничивается – например, значение  $BW = 500$  МГц у осциллографов DPO 7000. Все это заметно ухудшает воспроизведение субнаносекундных фронтов импульсных сигналов.

При особо ответственных измерениях в области сверхмалых времен (доли-единицы наносекунды) надо всегда использовать характерную для СВЧ технику согласованных по волновому сопротивлению трактов с применяемыми в них коаксиальными линиями передачи (кабелей), аттенюаторами, тройниками, 50-омными заглушками и т. д. При этом надо согласовывать отрезки кабелей с обеих сторон – со стороны генератора и со стороны осциллографа. Это, однако, ведет к ослаблению сигнала вдвое.

### **5.7.6. Назначение современных активных пробников**

Уже давно нашли применение активные пробники, в измерительную головку которых помещается повторитель или усилитель. Первые пробники этого типа содержали повторитель на биполярном и полевом транзисторе с коэффициентом передачи, близким к 1. Главным назначением таких пробников были снижение входной емкости до единиц пикофарад и повышение входного сопротивления до единиц-десятков мегаом. Широкого применения такие пробники не нашли из-за большого и нестабильного напряжения сдвига нуля и большой погрешности коэффициента передачи.

Однако в настоящее время микроэлектронная промышленность освоила массовое серийное производство широкополосных (с частотами до единиц гигагерц и выше) интегральных усилителей с входной емкостью в доли пикофарад. Это привело к разработке многих типов активных пробников как на основе таких усилителей, так и специализированных широкополосных усилителей, созданных специально для подобных пробников.

Однако и такая передача сигнала идеализирована и не учитывает наличия входной сосредоточенной емкости осциллографа, не являющейся емкостью кабеля. Например, такая емкость с величиной 10 пФ при входном сопротивлении осциллографа 50 Ом означает наличие постоянной времени  $\tau_{\text{вх}} = 0,5$  нс и минимальное время нарастания на уровнях 0,1 и 0,9 экспоненциального перепада, равное  $2,2 \tau_{\text{вх}} = 1,1$  нс. Таким образом, исследование субнаносекундных процессов становится фактически невозможным, даже если полоса частот осциллографа намного превышает 1 ГГц. Сказанное относится и к пробникам, входная емкость которых имеет порядок 10 пФ, что характерно для большинства описанных выше пробников.

Есть и еще одна проблема – низкое входное сопротивление в 50 Ом недопустимо сильно загружает цепи устройств, выполненных на современных высокоскоростных интегральных микросхемах (см. табл. 5.11). Возникает задача создания пробников, имеющих входное сопротивление порядка десятков килоом и выше и очень малую входную емкость – менее 1 пФ. Это возможно только в случае выноса входных каскадов осциллографических усилителей прямо к точкам схем, напряжения в которых измеряются и наблюдаются, и только при построении пробников как активных устройств с миниатюрным усилителем в измерительной головке. Передача сигнала с выхода измерителя к осциллографу выполняется по согласованному 50-омному тракту.

**Таблица 5.11. Типичные время нарастания и полоса частот осциллографов, необходимые для исследования устройств на интегральных микросхемах**

| Тип микросхем          | Типичное время нарастания | Типичная полоса частот |
|------------------------|---------------------------|------------------------|
| TTL                    | 2 нс                      | 175 МГц                |
| CMOS                   | 1,5 нс                    | 230 МГц                |
| GTL                    | 1 нс                      | 350 МГц                |
| LVDS                   | 400 пс                    | 850 МГц                |
| ECL                    | 100 пс                    | 3,5 ГГц                |
| GaAs                   | 40 пс                     | 8,75 ГГц               |
| Si-Ge гетеропереходные | Менее 1 пс                | Более 350 ГГц          |

Современные цифровые осциллографы достигли частотного предела в 40 ГГц для наблюдения сигналов в режиме реального времени и до 100 ГГц в стробоскопическом режиме и в режиме эквивалентной частоты стробирования. Таким образом, они могут использоваться

для детального исследования переходных процессов практически во всех импульсных и логических микросхемах (см. табл. 5.7), за исключением микросхем на гетеропереходных Si-Ge, имеющих рабочие частоты более 0,35 ТГц и время переключения менее 1 пс. Такие транзисторы созданы, например, корпорацией Intel для новых поколений микропроцессоров. Кроме того, подобная технология используется при создании стробирующих устройств и скоростных аналого-цифровых преобразователей современных цифровых осциллографов.

### 5.7.7. Широкополосные активные пробники

Корпорация Tektronix выпускает множество активных пробников для своих цифровых скоростных осциллографов. Несмотря на наличие в них усилителя, пробники обычно выполняются с коэффициентом деления 1/10, и их основное назначение – уменьшение входной емкости до значений порядка 1 пФ и менее. Одними из первых широкополосных пробников с интерфейсом стали пробники TAP1500/2500/3500 с полосой частот 1,5, 2,5 и 3,5 ГГц. Внешний вид пробника с комплектом аксессуаров показан на рис. 5.90. В состав аксессуаров пробников входят около трех десятков игл, зацепов, пружинных контактов и цветных ободков.



Рис. 5.90. Внешний вид пробника с комплектом аксессуаров TAP1500/2500/3500

Конструкция измерительной головки и разъема для подключения осциллографа показана на рис. 5.91. Обратите внимание на миниатюрность подключающего узла измерительной головки и предельное сокращение длины сигнального и земляного выводов. Они выполнены в расчете на возможность легкого подключения к выводам микросхем, контактными площадкам и штырям колодок.

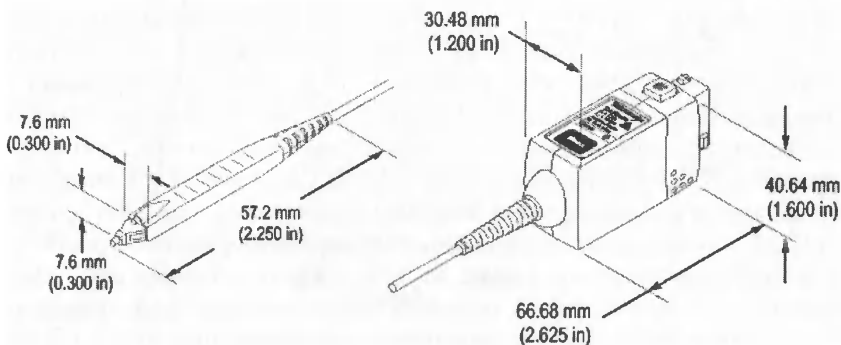


Рис. 5.91. Конструкция измерительной головки и разъема для подключения осциллографа пробников ТАР1500/2500/3500

АЧХ пробников, снятая с помощью генератора качающейся частоты с выходным сопротивлением 50 Ом, имеет неравномерность менее 1 дБ вплоть до граничной частоты. На рис. 5.92 показана типичная АЧХ пробника ТАР3500 с граничной частотой 3,5 ГГц. Спад коэффициента передачи пробника на этой частоте составляет -3 дБ относительно начального уровня 20 дБ.

Входное сопротивление пробников ТАР2500/3500 составляет 40 кОм (у ТАР1500 1 МОм), а входная емкость 0,8 пФ. Однако, учитывая быстрое падение емкостного сопротивления (в соответствии с формулой  $X_C = 1/2\pi fC$ ), входной импеданс близок к 40 кОм только на частотах до 1 МГц. Далее начинается спад импеданса до очень малых значений уже на частоте около 1 ГГц. Это, как и характер изменения фазы импеданса, надо учитывать при выполнении измерений на СВЧ.

Поскольку на входе пробника используется маломощный усилитель, то диапазон входных напряжений ограничен пределами от -4 до +4 В (у ТАР1500 от -8 до +8 В), уровни напряжения отсечки составляют -10 В и +10 В, а максимально возможное (без повреждения пробников) напряжение не должно превышать 30 В любой поляр-



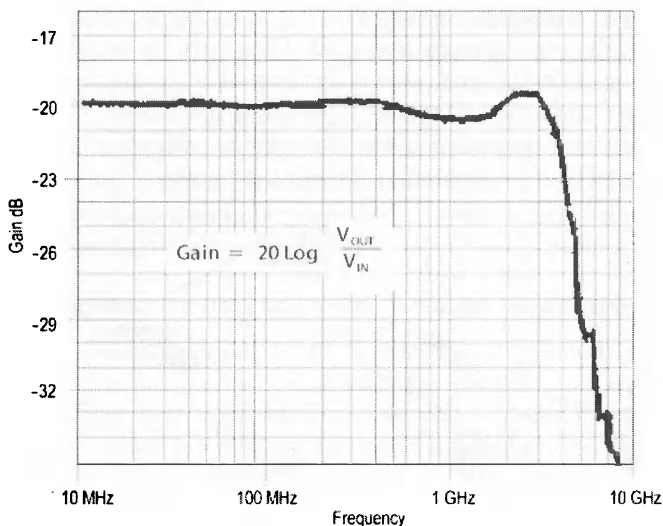


Рис. 5.92. АЧХ пробника TAP3500

ности. Время нарастания пробников – до 267 пс у TAP1500, 140 пс у TAP2500 и 130 пс у TAP3500.

Не следует применять более широкополосные пробники, чем нужно: чем меньше полоса частот пробника, тем шире динамический диапазон напряжений, на который обычно рассчитан пробник. Шумы у более широкополосных пробников также выше, чем у менее широкополосных.

Интерфейс TekVPI™ замечателен тем, что он допускает использование пробников различных типов. Это повышает универсальность применения осциллографов и способствует более рациональному применению довольно дорогих пробников. Для пробников класса TekProbe второго поколения разработан специальный модуль (адаптер) согласования TPA-BNC. Его внешний вид показан на рис. 5.84.

### 5.7.8. Дифференциальные пробники для ЦСО

Поскольку современные цифровые осциллографы имеют достаточную чувствительность, то ее повышение пробниками неактуально. Куда важнее (даже при исследовании высоковольтных устройств и цепей) обеспечить измерение именно разности напряжений в двух точках. Поэтому Tektronix выпускает серию высоковольтных дифференциальных пробников P-5200/5205/5210 с различными коэффи-

циентами деления напряжения (от 1/50 до 1/1000) и максимальными уровнями напряжения до 2200 В. Входное сопротивление пробников 4 или 8 МОм, входная емкость 7 пФ.

Еще более важно построение широкополосных дифференциальных пробников с невысокими уровнями напряжений, предназначенными для работы с устройствами на высокоскоростных интегральных микросхемах. Такие пробники могут даже ослаблять (и мощность) напряжение исследуемого сигнала, но должны иметь дифференциальный вход и как можно меньшие (до 1 пФ) входные емкости. Иными словами, они должны повышать входной импеданс  $Z$  для уменьшения шунтирования измеряемых цепей. Подобные пробники называют Z-Active Differential Probes. Примером таких пробников являются пробники P7380SMA и P7313SMA с полосой частот 8 и 13 ГГц. Естественно, что столь широкополосные пробники уникальны и дороги.

Выпускаются разнообразные пробники с интерфейсом TekConnect™. В основном пробники этого класса предназначены для широкополосных осциллографов корпорации Tektronix. Так, в конце 2006 г. были выпущены дифференциальные пробники этого класса P7380SMA и P7313SMA с полосой частот 8 и 13 ГГц – рис. 5.93. Время нарастания их переходной характеристики составляет 55 и 40 пс при отсчете на уровнях 10% и 90% и 35 и 25 пс при отсчете на уров-



Рис. 5.93. Широкополосные пробники P7380SMA и P7313SMA с интерфейсом TekConnect™

нях 20% и 80%. Это позволяет использовать пробники при испытании высокоскоростных импульсных и логических схем. Более подробно дифференциальные пробники рассматриваются ниже.

### 5.7.9. Конфигурация измерительной головки пробников

На практике очень важна конфигурация измерительной головки дифференциальных пробников с помощью разнообразных насадок. На рис. 5.94 показаны две из множества насадок, обеспечивающих вставку разделительных безындуктивных конденсаторов, согласующих резисторов различного типа, отрезков проводов разной длины и т. д. Они позволяют обеспечить оптимальное включение пробника P-7380, обеспечивающее нужные частотные и временные свойства.

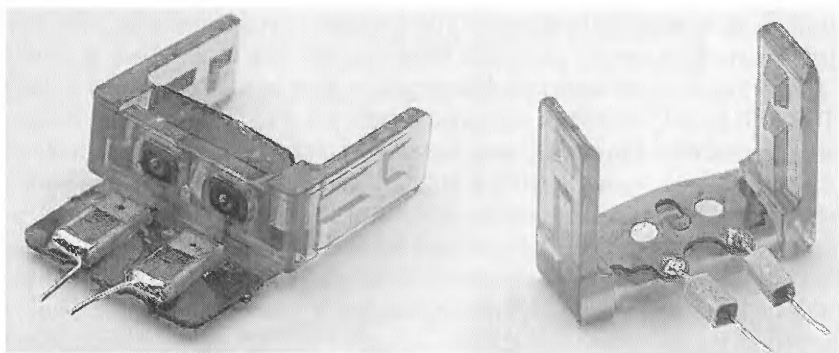


Рис. 5.94. Насадки для измерительной головки дифференциальных пробников

Крепление насадки на измерительной головке показано на рис. 5.95. В нем прослеживается предельное уменьшение длины сигнальных цепей пробника, но достигаемое применением стандартных массовых компонентов.

Предельно тщательно обдумайте способы подключения широкополосных пробников к контрольным точкам исследуемых схем. По возможности применяйте только фирменные аксессуары для таких подключений. Лишь в этом случае можно гарантировать точность частотно-временных параметров при исследовании сигналов.

Измерительная головка пробников этого типа разделена на две части, соединенные отрезками гибкого коаксиального кабеля. Это хоро-

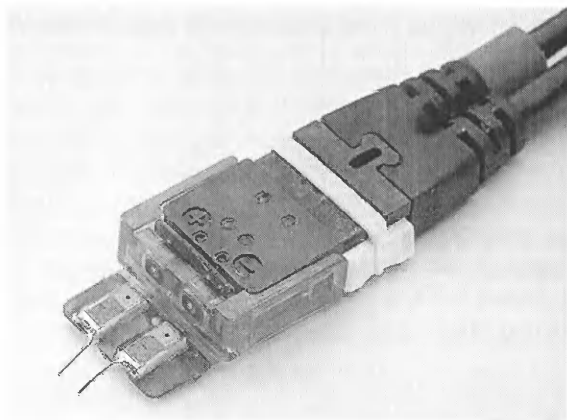


Рис. 5.95. Пример крепления насадки к измерительной головке

шо видно по рис. 5.96, на котором показано крепление измерительной головки на печатной плате высокоскоростного устройства. Съемная часть измерительной головки подключена к микрополосковой линии, сигнал на которой исследуется. Большое число насадок позволяет реализовать множество и других подключений к различным компонентам исследуемых устройств – печатных плат и микросхем.

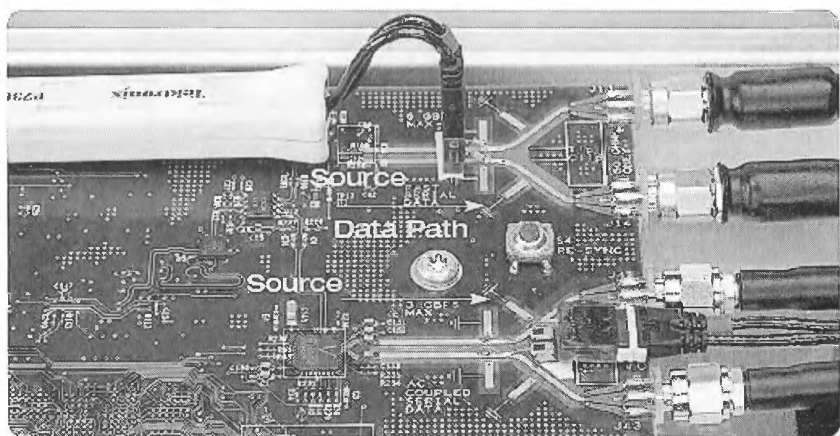


Рис. 5.96. Подключение измерительной головки к микрополосковой линии на печатной плате высокоскоростного устройства

### 5.7.10. Пробники для анализаторов сигналов

Анализаторы коммуникационных сигналов построены на основе скоростных цифровых осциллографов, и поэтому при работе с ними используются стандартные осциллографические пробники. Они были описаны выше. Однако создание малогабаритных пробников с полосой частот выше 10 ГГц затруднено – прежде всего большим потреблением электроэнергии сверхширокополосными усилителями.

Для анализаторов коммуникационных сигналов SDA 18000/11000/9000 фирма LeCroy выпускает пробник в виде выносного дифференциального усилителя. Его внешний вид показан на рис. 5.97.

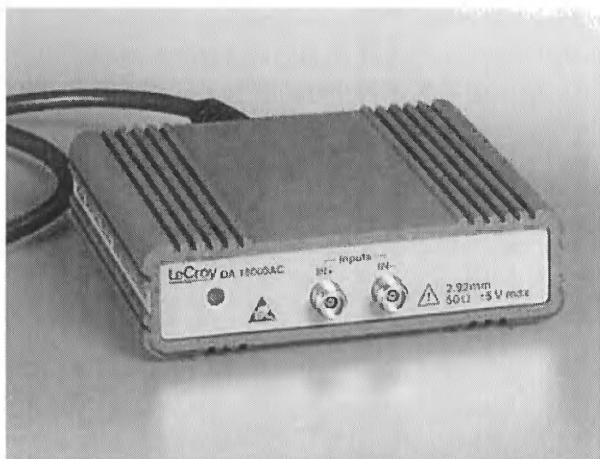


Рис. 5.97. Дифференциальный усилитель для анализаторов коммуникационных сигналов SDA 18000/11000/9000 фирмы LeCroy

Пробник имеет 50-омные входы IN+ и IN-. Для дифференциального сигнала входное сопротивление усилителя равно 100 Ом. Полоса пропускания усилителя от 0 до 18 ГГц, время нарастания анализатора с пробников не более 24 пс, только пробника 19 пс (на уровнях 0,2 и 0,8 от амплитуды). Название «усилитель» для данного пробника несколько условно – коэффициент передачи для дифференциального сигнала равен 1 с погрешностью в 2%. Напряжение смещения пробника менее 5 мВ, уровень шума менее 1 мВ (среднеквадратическое значение), уровень дифференциального входного сигнала  $\pm 400$  мВ (с двумя аттенюаторами  $\pm 800$  мВ).

Для осциллографов и анализаторов последовательных коммуникационных сигналов с полосой частот выше 20–30 ГГц появляется та же проблема, что и у анализаторов спектра, – чрезмерно большая длина 50-омного входного тракта (до дискретизирующего сигнала устройства – сэмплера). При этом искажения сигнала во временной области происходят не только из-за ограничения полосы частот, но и из-за многочисленных отражений в тракте, состоящем из ряда неидеально согласованных коаксиальных элементов. Лучший способ убрать такие искажения заключается просто в устранении всех (или почти всех) коаксиальных элементов.

Подобный подход реализован в самом мощном цифровом осциллографе корпорации Tektronix – цифровом (стробоскопическом) анализаторе последовательных сигналов DSA8200 с полосой частот исследуемых сигналов до 70 ГГц. Электрические модули TDR (Time Domain Reflectometer) для этих осциллографов расширяют их полосу пропускания с 12 ГГц до 70 ГГц в осциллографическом режиме и до более 50 ГГц в режиме дифференциального измерения временных параметров при рефлексометрии. Внешний вид комплекта модулей показан на рис. 5.98. Модули обеспечивают время нарастания до 5 пс (на уровнях отсчета 0,1 и 0,9).

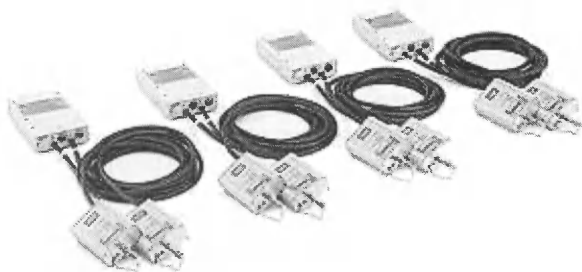


Рис. 5.98. Электрические модули TDR для анализаторов последовательных сигналов серии DSA8200

Конструктивно модули представляют собой кабель-переходник с двумя миниатюрными коробками – для подключения к осциллографу и для подключения к источнику исследуемого сигнала. Малые габариты модулей способствуют расширению полосы и получению малой разницы во временной задержке сигналов. Часть модуля для подключения исследуемого сигнала представлена на рис. 5.99. Для сравнения рядом показана связка с ключами от обычного замка.



Рис. 5.99. Часть модуля TDR  
для подключения к источнику сигнала

Вообще, надо отметить, что при измерениях быстропротекающих процессов нельзя пренебрегать никакими мелочами. Надо взять за правило использовать только фирменные аксессуары осциллографов с гарантированными параметрами в области малых времен и высоких частот. Только это обеспечивает гарантированную точность и качество измерений.

# Литература

1. Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. – М.: Наука, Физматлит, 1966.
2. Месяц Г. А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004.
3. Измерения в электронике: справочник / кол. авторов под ред. В. А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Электронные измерения в нанотехнологиях и микроэлектронике / под ред. В. П. Дьяконова. – М.: ДМК-Пресс, 2011.
5. Дьяконов В. П. Intel. Новейшие информационные технологии. Достижения и люди. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004.
6. Дьяконов В. П. Современная осциллография и осциллографы. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
7. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Измерительные приборы и массовые электронные измерения / под ред. В. П. Дьяконова. – М.: СОЛОН-Пресс, 2007.
8. Дьяконов В. П., Хотова Ф. А. Компьютерная математика в измерениях: монография. – Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2011.
9. Дьяконов В. Стробоскопические осциллографы у барьера в 100 ГГц // Ремонт и сервис. – 2005. – № 12.
10. Дьяконов В. П. Энциклопедия Mathcad 2001i/11. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004.
11. Дьяконов В. П. Компьютерная математика. Теория и практика. – М.: Нолидж, 2001.
12. Дьяконов В. П. MATLAB R2006/2007/2008+Simulink 5/6/7. Основы применения. – М.: СОЛОН-Пресс, 2008.
13. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 и Simulink 5/6 в математике и моделировании. – М.: ДМК Пресс, 2005.
14. Дьяконов В. П. Вейвлеты. От теории к практике. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004.
15. Дьяконов В. П. Современные измерительные генераторы сигналов. – М.: ДМК Пресс, 2011.
16. Бакланов В. П., Дмитриков В. Ф., Круг Б. И. Основы теории цепей. – М.: Радио и связь, 2000.
17. Вавилов А. А., Солодовников А. И., Шнайдер В. В. Низкочастотные измерительные генераторы. – М.: Энергоатомиздат, 1985.



18. Жуков А. И. Метод Фурье в вычислительной математике. – М.: Физматлит, 1992.
19. Шахнович И. Твердотельные СВЧ-приборы. Технологии и перспективы // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – № 5.
20. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых устройств. – 2-е изд. – М.: Издательский дом «Додека-XXI», 2007.
21. Ноткин М. Р. Функциональные генераторы и их применение. – М.: Энергия, 1981.
22. Дьяконов В. П. Функциональные генераторы // Схемотехника. – 2006. – № 9/10.
23. Келехсаев Б. Г. Нелинейные преобразователи и их применение: справочник. – М.: Солон-Р, 1999.
24. Шило В. Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. – М.: Радио и связь, 1982.
25. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: справочник / под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1983.
26. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды: справочник. – М.: Радио и связь, 1985.
27. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: справочник. – М.: Радио и связь, 1989.
28. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: справочник. – М.: Радио и связь, 1989.
29. Иванов В. И., Аксенов А. И., Юшин А. М. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
30. Завражнов Ю. В., Каганова И. И., Мазель Е. З., Миркин А. И. Мощные высокочастотные транзисторы / под ред. В. З. Мазеля. – М.: Радио и связь, 1985.
31. Денисенко В. Особенности субмикронных МОП-транзисторов // Chip News. – 2002. – № 7.
32. Дьяконов В. П. Кирпичики для Pentium'ов. Сверхминиатюрные транзисторы корпорации Intel // Ремонт и сервис. – 2004. – № 6.
33. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: справочник / В. В. Бачурин, В. Я. Ваксембург, В. П. Дьяконов, А. А. Максимчук, В. Ю. Смердов и А. М. Ремнев. – М.: Радио и связь, 1994.
34. Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Смердов В. Ю., Ремнев А. М. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах / под ред. В. П. Дьяконова. – М.: СОЛОН-Р, 2002.
35. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2 т. – М.: Мир, 1984.
36. Арсенид галлия в микроэлектронике / пер с англ., под ред. Н. Айнспрука и У. Уисмена. – М.: Мир, 1988.
36. Горяинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. – М.: Энергия, 1970.
37. Филинюк Н. Негатроника. Исторический обзор // <http://www.n-t.ru/tp/in/nt.htm>.
38. Тагер А. С., Вальд-Перлов В. М. Лавинно-пролетные диоды и их применение в Интернете. – М.: Советское радио, 1968.

39. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение / под ред. Г. Уотсона, пер. с англ. В. С. Эткина. – М.: Мир, 1972.
40. Дьяконов В. П. и др. Новые информационные технологии: учеб. пособие / под ред. В. П. Дьяконова. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
41. Губернаторов О. И., Соколов Ю. И. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем. – М.: Энергия, 1973.
42. Никитин Ю. Генераторы, управляемые напряжением, компании SENERGY для радиочастотных синтезаторов // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – № 5.
43. Ченакин А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2008. – № 1.
44. ZXYs of Signal Generators. Tektronix, 75W\_16672\_4.pdf.
45. Direct Synthesis Comes to the Art of Serial Measurements. Tektronix, 76W\_19777.pdf.
46. Arbitrary/Function Generators provide versatile stimulus in RF Applications. Tektronix, 75W\_21197\_0.pdf.
47. Arbitrary Waveform Generators. AWG7000Series (AWG7102, AWG7101, AWG7052, AWG7052. Tektronix, 76W\_19779.pdf.
48. Arbitrary Waveform Generators. AWG5000Series (AWG5014, AWG5012, AWG5001, AWG5002. Tektronix, 76W\_20381.pdf.
49. Дьяконов В. П. Многофункциональные генераторы Tektronix AFG3000 // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2006. – № 6 (ч. 1); 2007. – № 1 (ч. 2).
50. Дьяконов В. П. Управление генераторами произвольных функций Tektronix AFG3000 с помощью программы ArbExpress // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 2.
51. Дьяконов В. П. Совместная работа генераторов произвольных функций Tektronix AFG3000 с осциллографами TDS1000B/2000B // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 3.
52. Дьяконов В. П. Современная лаборатория разработчика электронных схем // Схемотехника. – 2007. – № 7, 8.
53. Контрольно-измерительное оборудование. Каталог 2010. Agilent Technologies, 2010.
54. Characterization of IQ Modulators Counts On Flexible Signal Generator Simuls. Application Note. Tektronix, 75W\_20744\_0.pdf.
55. Кудреватых Е. Ф. Основные принципы измерения характеристик электронных устройств // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2004. – № 1. – С. 32–33.
56. A Guide to Electrical Measurements for Nanoscience Applications, 1st Edition (c), Keithley, 2007.
57. Контрольно-измерительное оборудование. Каталог 2007. Agilent Technologies.
58. Agilent Technologies Oscilloscopes: каталог осциллографов фирмы // [www.agilent.com/find/scopefamile](http://www.agilent.com/find/scopefamile).
59. Иццоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. – М.: Советское радио, 1972.

60. Агаханян Т. М., Гаврилов Л. Е., Мищенко Б. Г. Основы наносекундной импульсной техники. – М.: Атомиздат, 1976.
61. Справочник по микроэлектронной импульсной технике / В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский, С. И. Мирошниченко и др. – Киев: Техника, 1983.
62. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. – М.: Советское радио, 1964.
63. Еремин С. А., Мокеев О. К., Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда. – М.: Советское радио, 1966.
64. Дьяконов В. П. Интегральные таймеры и их применение в импульсных устройствах // Зарубежная радиоэлектроника. – 1978. – № 6.
65. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение аналоговых микросхем. – М.: Радио и связь, 1985.
66. Коломбет Е. А. Таймеры. – М.: Радио и связь, 1983.
67. Дьяконов В. П. Однопереходные транзисторы и их аналоги. Теория и применение. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.
68. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. – М.: Советское радио, 1973.
69. Wikipedia. The Free Encyclopedia. Avalanche transistor ([en.wikipedia.org/wiki/Avalanche\\_transistor](http://en.wikipedia.org/wiki/Avalanche_transistor)).
70. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и тиристоры. Теория и применение. – М.: СОЛОН-Пресс, 2008/2012.
71. Дьяконов В. П. Вольт-амперная характеристика транзистора в лавинном режиме // Радиотехника и электроника. – 1968. – № 5.
72. Кузнецов Ю. А., Каменецкий Ю. А., Смутьский А. С. Германиевый лавинный транзистор ГТ338 // Электронная промышленность. – 1971. – № 4.
73. Дьяконов В. П., Босый В. И., Кузнецов Ю. А. и др. Лавинный транзистор и его использование в схематехнике // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи / под ред. И. Ф. Николаевского. – М.: Связь, 1972.
74. Дьяконов В. П., Босый А. С., Кострюков А. С., Циганков В. А. Параметры и свойства специальных лавинных транзисторов // Известия вузов: Приборостроение. – 1972. – № 6.
75. Али-Заде Д. Г., Дьяконов В. П. Анализ N-образной вольт-амперной характеристики лавинного транзистора // Радиотехника. – 1971. – № 2.
76. Дьяконов В. П. Теория и расчет релаксационных генераторов на лавинных транзисторах // Известия вузов: Приборостроение. – Т. XIV. – 1971. – № 9. – С. 8–13.
77. Дьяконов В. П. Формирование мощных наносекундных импульсов лавинными транзисторами с ограниченной областью объемного заряда // АН СССР. Приборы и техника эксперимента. – 1972. – № 3.
78. Дьяконов В. П., Зиенко С. И. Физические основы работы лавинных транзисторов с ограниченной областью объемного заряда // Известия вузов: Приборостроение. – Т. XVII. – 1974. – № 6.
79. Дьяконов В. П. Предельные возможности лавинных транзисторов в импульсных цепях // Радиотехника. – Т. 31. – 1976. – № 7.
80. Дьяконов В. П. Анализ переходных процессов емкостного релаксатора на лавинном транзисторе с учетом основных факторов его инерционности // Радиотехника и электроника. – 1979. – № 6.

81. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Математическая модель биполярного транзистора для обычного и лавинного режимов работы // Радиотехника. – 1979. – № 10.
82. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Колебательные процессы при формировании мощных наносекундных импульсов лавинными транзисторами и их моделирование на ЭЦВМ // Известия вузов СССР: Радиоэлектроника. – Т. XXI. – 1978. – № 10.
83. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Индуктивный релаксатор на лавинном транзисторе и его анализ на ЭВМ // Радиотехника. – 1979. – № 4.
84. Дьяконов В. П. Генераторы с разрядной линией на лавинных транзисторах // ПТЭ. – 1976. – № 4.
85. Дьяконов В. П. Генераторы прямоугольных наносекундных импульсов на лавинных и мощных МДП-транзисторах // АН СССР. Приборы и техника эксперимента. – 1980. – № 4.
86. Дьяконов В. П. Генераторы наносекундных импульсов на лавинном и МДП-транзисторах // АН СССР. Приборы и техника эксперимента. – 1981. – № 1.
87. Дьяконов В. П. Лавинные полупроводниковые негатроны и их применение (обзор) // АН СССР. Приборы и техника эксперимента. – 1973. – № 3.
88. Дьяконов В. П. Генераторы мощных наносекундных импульсов для возбуждения полупроводниковых излучателей света // ПТЭ. – 1976. – № 5.
89. Дьяконов В. П. Формирователи наносекундных импульсов на лавинных и мощных сверхвысокочастотных транзисторах // ПТЭ. – 1978. – № 3.
90. Дьяконов В. П. Генераторы прямоугольных наносекундных импульсов на лавинных и мощных сверхвысокочастотных транзисторах. – ПТЭ. – 1978. – № 3.
91. Дьяконов В. П. Генератор наносекундных импульсов на лавинных и мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. – 1980. – № 4.
92. Дьяконов В. П. Генераторы наносекундных импульсов на лавинных и МДП-транзисторах // ПТЭ. – 1981. – № 1.
93. Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Усилители и формирователи на мощных полевых GaAs-транзисторах с барьером Шоттки // ПТЭ. – 1985. – № 5.
94. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователь мощных наносекундных импульсов // ПТЭ. – 1985. – № 5.
95. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Шляхтин А.Е. Импульсный усилитель на мощных полевых GaAs-транзисторах с субнаносекундным временем установления // ПТЭ. – 1987. – № 2.
96. Дьяконов В. П., Ваксенбург В. Я., Адамов П. Г. Генераторы субнаносекундных импульсов на арсенид-галлиевых полевых транзисторах // ПТЭ. – 1987. – № 5.
97. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Шляхтин А.Е. Импульсный усилитель на мощных полевых GaAs-транзисторах с субнаносекундным временем установления // ПТЭ. – 1987. – № 2.
98. Дьяконов В. П., Ваксенбург В. Я., Адамов П. Г. Генераторы субнаносекундных импульсов на арсенид-галлиевых полевых транзисторах // ПТЭ. – 1987. – № 5.

99. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Иванов А. И. Формирователь импульсов тока амплитудой 10 А с субнаносекундными фронтами // ПТЭ. – 1988. – № 6.
100. Могилин В.И., Смердов В. Ю. Генераторы субнаносекундных импульсов на мощных GaAs-полевых транзисторах // ПТЭ. – 1989. – № 5.
101. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и их применение // Схемотехника. – 2006. – № 7. – С. 2–4; № 8. – С. 2–5.
102. Дьяконов В. П., Василькова Т. А., Ермачковой Ю. А. Измерение импульсных параметров кремниевых транзисторов в лавинном режиме // Измерительная техника. – 2007. – № 7.
103. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Схемы, блоки, 50-омная схемотехника / пер. с нем. – М.: Мир, 1990.
104. Глебович Г. В., Андриянов А. В., Введенский Ю. В. и др. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов. – М.: Радио связь, 1984.
105. Грехов И. В., Кардо-Сысоев А. Ф., Шендерей С. В. Мощные полупроводниковые обострители субнаносекундного диапазона // Приборы и техника эксперимента. – 1981. – № 4.
106. Зиенко С. И. Формирование высоковольтных наносекундных перепадов напряжения серийными полупроводниковыми диодами с дрейфовым механизмом восстановления напряжения // Приборы и техника эксперимента. – 1984. – № 4.
107. Грехов И. В., Ефанов В. М., Кардо-Сысоев А. Ф., Шендерей С. В. Мощные дрейфовые обострители с наносекундным временем восстановления // Приборы и техника эксперимента. – 1984. – № 5.
108. Зиенко С. И. Формирование высоковольтных субнаносекундных перепадов напряжения полупроводниковыми диодами с задержкой лавинного пробоя // Приборы и техника эксперимента. – 1985. – № 1.
109. Зиенко С. И. Формирователи импульсов с обострением фронта полупроводниковыми диодами с дрейфовым механизмом восстановления напряжения // Приборы и техника эксперимента. – 1986. – № 3.
110. Зиенко С. И. Применение полупроводниковых диодов с эффектом омической релаксации для среза высоковольтных перепадов напряжения // Приборы и техника эксперимента. – 1986. – № 6.
111. Кардо-Сысоев А. Ф., Чашников И. Г. Полупроводниковый генератор высоковольтных импульсов с емкостной нагрузкой // Приборы и техника эксперимента. – 1986. – № 1.
112. Prokhorenko V. An Impulse Generator For The Ground Penetrating Radar. The 12th International Congress of Speleology, August 10–17, 1997, La Chaux-De-Fonds, Switzerland.
113. Prokhorenko V. Drift Step Recovery Diode Transmitter for High Power GPR Design», GPR2000: Eighth International Conference on Ground Penetration Radar, May 23–26, 2000, Gold Coast, Australia, 2000.
114. Рукин С. Н., Цыранов С. Н. Исследование процесса субнаносекундного обрыва тока в мощных полупроводниковых прерывателях // Письма в ЭТФ. – Т. 26. – 2000. – Вып. 18.
115. Ковалев В. А., Кардо-Сысоев А. Ф., Брылевский В. И. Волновой ударно-ионизационный пробой дрейфовых диодов с резким восстановлением // Физика и техника полупроводников. – 2001. – Т. 35. – Вып. 5.

116. Кюрегян А. С. Теория дрейфовых диодов с резким восстановлением // Журнал технической физики. – 2004. – Т. 24. – Вып. 6.
117. Грехов И. В., Месяц Г. А. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов // Успехи физических наук. – Вып. 7. – 2005. – Т. 175.
118. Месяц Г. А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. – М.: Советское радио, 1974.
119. Козодаев А. М. Электрически управляемые вентили для формирования мощных импульсов. – М.: Атомиздат, 1975.
120. Хансиоахам Блум. Схемотехника и применение мощных импульсных устройств. – М.: Додэка XXI, 2008.
121. Корольков В. И., Рожков А. А., Петропавловская Л. А. Высоковольтные арсенидгаллиевые диоды с субнаносекундными временами восстановления блокирующего состояния // Письма в ЖТФ. – 2001. – Т. 27. – Вып. 17.
122. Справочник по импульсной технике / кол. авторов под ред. В. Н. Яковлева. – Киев: Техника, 1970.
123. Яковлев В. Н. Микроэлектронные генераторы импульсов. – Киев: Техника, 1986.
124. Kirk C. T. A theory of transistor cut-off frequency ( $f_T$ ) fall-off of high current densities. IRE Trans, v. ED9, 1962.
125. Афонский А. А., Харченко С. А. Генератор испытательных телевизионных сигналов АКТАКОМ АНР-3125 // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2004. – № 2.
126. Афонский А. А., Харченко С. А. Генератор испытательных телевизионных сигналов АКТАКОМ АНР-3126 // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2004. – № 4.
127. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование. – М.: Советское радио, 1972.
128. Куркин Ю. Л., Уточкин Б. А. Элементы и узлы транзисторных скоростных осциллографов. – Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1975.
129. ГОСТ 22737–77. Осциллографы электронно-лучевые. Номенклатура параметров и общие технические требования.
130. ГОСТ 8.311–78. Осциллографы электронно-лучевые универсальные. Методы и средства поверки.
131. Матвиенко А. Б. Основные характеристики современных осциллографов // Электронные компоненты. – 2004. – № 11.
132. Дедюхин А. А. Основные характеристики современных осциллографов // <http://www.prist.ru>.
133. Куликов В. Импортные аналоговые осциллографы на отечественном рынке // Ремонт и сервис. – 1999. – № 5.
134. Кудреватых Е. Ф., Баландин Н. И. Новое семейство аналоговых осциллографов АКТАКОМ // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2001. – № 1.
135. Новое семейство аналоговых осциллографов АКТАКОМ // Ремонт и сервис. – 2003. – № 2.

136. Шумский И. А., Солдатов О. М. АКТАКОМ-IWATSU. Новая серия аналоговых осциллографов на российском рынке // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2005. – № 2.
137. Бондарь В. А. Генераторы линейно изменяющегося напряжения. – М.: Энеогаотомиздат, 1988.
138. Кудреватых Е. Ф. Осциллограф-мультиметр С1-112 // Ремонт и сервис. – 2006. – № 11, 12.
139. Дьяконов В. П. Аналоговые осциллографы широкого применения // Ремонт и сервис. – 2006. – № 4.
140. Дьяконов В. П. «Бюджетные» цифровые запоминающие осциллографы // Ремонт и сервис. – 2006. – № 8.
141. Дедюхин А. А. Цифровые осциллографы компании Good Will Instruments Co. Ltd. (GW Instek) // Метрология и измерительная техника в связи. – 2003. – № 3.
142. Дедюхин А. А. Цифровые осциллографы компании Good Will Instruments Co. Ltd. (Instek) // Ремонт и сервис. – 2003. – № 9.
143. Дьяконов В. П. Цифровые и запоминающие осциллографы фирмы EZ Digital // Ремонт и сервис. – 2007. – № 5.
144. Дьяконов В. П. Цифровые запоминающие осциллографы среднего класса // Ремонт и сервис. – 2006. – № 8.
145. Афонский А. А. Многофункциональные цифровые запоминающие осциллографы АСК-2022/2023 // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2001. – № 6.
146. Серия TDS1000B и TDS2000B. Цифровой запоминающий осциллограф. Руководство по эксплуатации. – Tektronix, 2006.
147. Руководство по эксплуатации осциллографа Tektronix серии TDS3000B,071-0382-01.
148. Уткин Ю. А. Новый осциллограф Tektronix DPO4000 изменяет рынок // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2006. – № 1; 2007. – № 2.
149. Осциллограф серии Tektronix DPO4000: руководство по демонстрации возможностей. – Tektronix Inc. // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
150. Серия DPO4000. Цифровые люминесцентные осциллографы. Руководство пользователя. – Tektronix Inc. // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
151. Digital Phosphor Oscilloscopes. Tektronix 4000 Series Family. DPO4000 Series. MSO4000 Series. Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
152. Матвиенко А. Осциллографы TDS5000 // Ремонт и сервис. – 2002. – № 8.
153. Руководство по эксплуатации осциллографа Tektronix серии TDS5000B, 071-1420-01.
154. Серия TDS6000B и TDS6000E. Цифровой запоминающий осциллограф. Краткое руководство по эксплуатации. – Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
155. Шумский И. А. 7 ГГц в реальном времени – новый рекорд в обновленной версии TDS7000B // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2004. – № 1. – С. 28–31.

156. Серия TDS/TSA7000B и TDS7000. Осциллограф с цифровым люминофором. Краткое руководство по эксплуатации. – Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
157. DPO7000, DPO70000 and DSA70000 Series Digital Oscilloscopes Programmer Manual. Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
158. Digital Serial Analyzer Sampling Oscilloscope DSA8200. Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
159. Johnnie Hancock. Третье измерение в осциллографе позволяет обнаруживать аномалии сигнала // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2005. – № 2.
160. Джонни Х. Скорость обновления осциллограмм сигнала в осциллографе определяет вероятность захвата трудноуловимых событий // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2005. – № 4.
161. Мис Дж. Технология цифрового люминофора улучшает обнаружение и анализ высокочастотных сигналов // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2006. – № 6.
162. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WaveJet.
163. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WaveRunner.
164. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WaveSurfer.
165. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WavePro.
166. Воронков А. Новый игрок на мировом рынке бюджетных цифровых осциллографов // Электронные компоненты. – 2006. – № 11.
167. Серия цифровых осциллографов DS1000, DS1000CD, DS1000C, DS1000MD, DS1000M. – RIGOL, номер издания DS1-060301. – Март 2006.
168. Смит Т. Осциллограф смешанных сигналов ускоряет отладку встроенных систем // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 2. – С. 15–19.
169. Основные сведения о логических анализаторах. – Tektronix // [www.tektronix.com/logic\\_analyzer](http://www.tektronix.com/logic_analyzer).
170. Шумский И. А. Современный инструмент разработчика цифровых устройств. Логические анализаторы Tektronix серии TLA 5000 // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2004. – № 5. – С. 17–19; № 6. – С. 33–35.
171. TLA5000B Series Logic Analyzers. Tektronix // [www.tektronix.com/la](http://www.tektronix.com/la).
172. Афонский А. А., Суханов Е. В. Логический анализатор АКТАКОМ АСК-3166 // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2004. – № 5.
173. Дьяконов В. П., Смердов В. Виртуальные функциональные генераторы фирмы Velleman // Ремонт и сервис. – 2004. – № 2.
174. Дьяконов В. П. Виртуальные лаборатории. Обзор приставок и плат к персональному компьютеру // Ремонт и сервис. – 2005. – № 7.
175. Дьяконов В. П. Компьютеризованная лаборатория PC-LAB2000 // Ремонт и сервис. – 2003. – № 97.
176. Дьяконов В. П. Новая виртуальная лаборатория PC-Lab 2000 v. 1.38 фирмы VELLEMAN INSTRUMENTS // Ремонт и сервис. – 2006. – № 3. – С. 46–51.



177. АКТАКОМ. Контрольно-измерительное оборудование: каталог. – 2006.
178. Афонский А. А. Многофункциональные цифровые запоминающие осциллографы АСК-2022/2023 // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2001. – № 6.
179. Суханов Е. В. Цифровой запоминающий осциллограф АСК-3106 // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2003. – № 4.
180. Афонский А. А., Суханов Е. В. Измерения по заданной траектории в USB-лаборатории (измерительный комплекс АСК-4106) // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2004. – № 2.
181. Афонский А. А., Суханов Е. В. Новые возможности комбинированных измерений с АСК-4106 // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2007. – № 1.
182. Афонский А.А., Кудреватых Е. Ф., Суханов Е.В. Эволюционная революция в USB-лаборатории АКТАКОМ // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2005. – № 1.
183. Афонский А. А., Суханов Е. В. Осциллографы вашей мини-USB-лаборатории АКТАКОМ // Контрольно-измерительные системы и приборы. – 2008. – № 1.
184. ABCs of Probes. Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
185. TekVPI™ Technology Delivers Versatility and Ease-of-Use in New Probe Interface Architecture. Tektronix // [www.tektronix.com/probes](http://www.tektronix.com/probes).
186. Z-Active™ Differential Probes: Best Practices. Tektronix // [www.tektronix.com/accessories](http://www.tektronix.com/accessories).
187. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Осциллографические пробники и их грамотное применение (начало и продолжение) // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 5, 6.
188. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Осциллографические пробники и их грамотное применение (конец) // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2008. – № 2.
189. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Анализаторы спектра, сигналов и логики / под ред. В. П. Дьяконова. – М.: СОЛОН-Пресс, 2008.
190. Раушер К. Основы спектрального анализа. ROLHDE&SCHWARZ. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006.
191. Маслов А. М. Анализатор спектра АКС-1101 // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2000. – № 2.
192. Бельчиков С. А., Бельчиков А. В. Российская серия анализаторов спектра СК-4 БЕЛАН: от 2,2 ГГц до 44 ГГц // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2006. – № 2.
193. Анализаторы спектра от Rohde&Rchwarz. Обзор. ROLHDE& RCHWARZ // [www.rohde-rchwarz.com](http://www.rohde-rchwarz.com).
194. Анализатор сигналов FSUP компании ROLHDE&SCHWARZ // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2006. – № 6.
195. Пивак А. В. Анализатор спектра GSP-827 производства компании Good Will Instrument Co. Ltd // Радио. – 2004. – №7.
196. Основы анализа спектра в реальном масштабе времени. – Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).

197. Анализаторы спектра реального времени. – Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).
198. Real-time Spectrum Analyzers RSA2200A series, RSA2200A series. Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).
199. RSA3303A и RSA3308A. Анализаторы спектра реального времени в диапазонах от 3 до 8 ГГц. Краткое руководство эксплуатации. – Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).
200. Анализаторы спектра в реальном масштабе времени RSA3408A. – Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).
201. Афонский А. А. Новые анализаторы спектра реального времени среднего уровня позволяют отображать РЧ-сигналы в реальном времени // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2008. – № 2.
202. Анализаторы спектра реального времени. Анализаторы спектра реального времени серии RSA6100A с частотным диапазоном от 6,2 ГГц до 14 ГГц. Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).
203. Уткин А. Ю. Портативные анализаторы спектра // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2004. – № 2.
204. Real-Time Spectrum Analyzer TekConnect Probe Adapter. Tektronix Enabling Innovation, 2005 // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
205. Agilent CSA Spectrum Analyzer N1996A. Agilent Technology // [www.agilent.com](http://www.agilent.com).
206. Flexible Modulation Analysis with Real-Time Spectrum Analyzer. Tektronix // [www.tektronix.com/rsa](http://www.tektronix.com/rsa).
207. Симон Й. Гибкие и простые в использовании дифференциальные векторные анализаторы цепей позволяют исключить всякие предположения и догадки // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 6.
208. Остермайер Ю. (R&S). Прецизионные сигналы для тестирования аэронавигационных приемников // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 4.
209. Дьяконов В. П. Ноутбуки. Изучаем, работаем, развлекаемся. – М.: СОЛОН-Пресс, 2007.
210. Programming Tektronix Open Choice Oscilloscopes with MATLAB®. Tektronix Open Choice Software Developers`Kit – Articles (PHP0249).
211. Дьяконов В. П. Работа цифровых осциллографов TDS1000B/ 2000B с системой компьютерной математики MATLAB // Схемотехника. – 2007, № 7, 8.
212. Программное обеспечение для измерения АЧХ FreRes. ROHDE&RCHWARZ, 2006 // [www.rohde-rchwarz.com](http://www.rohde-rchwarz.com).
212. Штрапенин Г. Быстродействующие аналого-цифровые преобразователи фирмы National Semiconductor. – Chip News. – 2006. – № 1.
213. Анализ нестационарных радиочастотных сигналов при проведении научно-исследовательских и конструкторских работ. – Tektronix // [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com).
214. Измеритель иммитанса E7-20. Руководство по эксплуатации. – Минск: АОА «МНИПИ».

215. Грудень М. Н., Дьяконов В. П., Зиенко С. И., Смердов В. Ю. Импульсные источники питания мощных инжекционных лазеров. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1984. (Обзоры по электронной технике. Сер. 11. Лазерная техника и оптоэлектроника. Вып. 45.)
216. Зиенко С. И., Пак Г. Т., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов для питания полупроводниковых излучателей света // ПТЭ. – 1984. – № 2.
217. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Импульсный источник электропитания полупроводниковых лазерных решеток на мощных ключевых МДП-транзисторах // ПТЭ. – 1985. – № 4.
218. Дьяконов В. П., Грудень М. Н., Зиенко С. И., Смердов В. Ю. Импульсные источники питания полупроводниковых инжекционных лазеров // ПТЭ. – 1986. – № 5.
219. PCO-7110 Pulsed Laser Diode Driver Module. The Pulse of Feature, Direct Energy Inc., 2000.
220. PCO-7810 Pulsed Laser Diode Driver Module. The Pulse of Feature, Direct Energy Inc., 2003.
221. Уилсон Э. (Agilent Technologies). Большой шаг в измерении джиттера // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2006. – № 5.
222. Fulkerson E. S., Norman D. C., Booth R. Driving Pockels Cells Using Avalanche Transistors Pulsers. IEEE International Pulse Power Conference. – Baltimore, Maryland, 1997.
223. Королев М. В. Эхо-импульсные толщиномеры. – М.: Машиностроение, 1980.
224. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. для вузов. – СПб.: Питер, 2002.
225. Точи Р. Дж., Уидмер Н. С. Цифровые системы. Теория и практика. – 8-е изд. / пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004.
226. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр. / пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004.
227. Ultra Wide Bandwidth Technology and Test Software. Tektronix, 76W\_20475\_0.pdf.
228. Смит Т. (Tektronix, Inc.). Технология цифровой обработки сигналов упрощает проведение анализа высокоскоростной последовательной передачи данных // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 5.
229. Дьяконов В., Ремнев А., Смердов В. Полупроводниковые инжекционные лазеры и их применение // Ремонт и сервис. – 2002. – № 12.
230. Дьяконов В., Ремнев А., Смердов В. Волоконно-оптические кабели и особенности их эксплуатации // Ремонт и сервис. – 2003. – № 2.
231. Дьяконов В., Смердов В. Оптические мини-рефлекторы // Ремонт и сервис. – 2004. – № 1.
232. Стерлинг Дж. Техническое руководство по волоконной оптике. – М.: Лори, 2008.
233. Андриянов А.В. Система для измерения параметров антенн во временной области // [www.sornn.ru](http://www.sornn.ru).
234. Мис Дж. (Tektronix, Inc.). Измерение параметров сверхширокополосных сигналов: проблемы и решения // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 3.

235. Крюков П. Лазер – замечательное достижение XX века // Квант. – 2007. – № 3, 4.
236. Слюсар В. Генераторы супермощных электромагнитных импульсов в информационных войнах // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2002. – № 5.
237. Желтов К. А. Пикосекундная субмегавольтная техника. – Институт стратегической стабильности Минатома РФ, 2007.
238. [www.eliks.ru](http://www.eliks.ru): интернет-сайт компании «Эликс».
239. [www.mprofit.ru/catalog203.htm](http://www.mprofit.ru/catalog203.htm): интернет-сайт организации НПЦ МаксПрофит.
240. [www.platan.ru](http://www.platan.ru): интернет-сайт фирмы «Платан», каталог электронных компонентов и техническая документация.
241. [www.prist.ru](http://www.prist.ru): интернет-сайт фирмы «Прист», каталог электронных компонентов и техническая документация.
242. [www.home.agilent.com](http://www.home.agilent.com): интернет-сайт фирмы Agilent Technologies.
243. [www.lecroyscope.ru](http://www.lecroyscope.ru): интернет-сайт фирмы LeCroy.
244. [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com): интернет-сайт фирмы Tektronix.
245. <http://elvira.ru>: интернет-сайт российской фирмы «Элвира»
246. [www.alphalas.com](http://www.alphalas.com): интернет-сайт фирмы ALPHALAS.
247. [www.rohde-rchwarz.com](http://www.rohde-rchwarz.com): интернет-сайт фирмы Rohde&Rchwarz.
248. [www.keithley.com](http://www.keithley.com): интернет-сайт фирмы Keithley.
249. [www.goodwill.com](http://www.goodwill.com): интернет-сайт фирмы Good Will Instek.
250. [www.reis205.narod.ru/reflekt.htm](http://www.reis205.narod.ru/reflekt.htm): интернет-сайт фирмы «СТЭЛЛ».
251. [www.zetex.com](http://www.zetex.com): интернет-сайт фирмы Zetex Semiconductor.
252. [www.ioffe.ru/Oптоthyristor/rus/lab/products.html](http://www.ioffe.ru/Oптоthyristor/rus/lab/products.html): страница интернет-сайта физико-технологического института Иоффе.
253. [www.tenzornn.ru](http://www.tenzornn.ru): интернет-сайт НПП «Тензор».
254. <http://viy.com.ua/r/products>: интернет-сайт с данными георадаров «Вий».
255. [www.picosecond.com](http://www.picosecond.com): интернет-сайт фирмы Picosecond Pulse Lab.
256. [www.nex1.com.tw/](http://www.nex1.com.tw/): интернет-сайт фирмы Nex1.
257. [www.waynekerrtest.com](http://www.waynekerrtest.com): интернет-сайт фирмы Wayne Kerr Electronic.
258. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы вчера, сегодня и завтра // Компоненты и технологии. – 2010. – № 8.
259. Дьяконов В. П. Мощные полевые транзисторы: история, развитие и перспективы (аналитический обзор) // Компоненты и технологии. – 2010. – № 4.
260. Дьяконов В. П. Сверхскоростная осциллография: вчера, сегодня и завтра // Компоненты и технологии. – 2010. – № 4.
261. Дьяконов В. П. Ликбез по массовым цифровым анализаторам спектра // Компоненты и технологии. – 2010. – № 6, 7.
262. Дьяконов В. П. Выбор цифровых анализаторов спектра с учетом их нелинейности и измерений уровня // Компоненты и технологии. – 2010. – № 9.
263. Дьяконов В. П. Все о трекинг-генераторах анализаторов спектра и их применении // Компоненты и технологии. – 2011. – № 2, 3.
264. Контрольно-измерительное оборудование: каталог 2010/2011. – Agilent Technologies.

265. Иванов А. Б., Соколов И. В. Анализаторы оптического спектра. SYRUS SYSTEMS, 2010 // <http://www.syrus.ru>.
266. Анализатор оптического спектра FTB5420/5420B: руководство пользователя. EXFO, 2009.
267. <http://www.EXFO.com>. Компактная Платформа FTB-200 v2.
268. <http://www.EXFO.com>. Универсальная тестирующая система FTB-400.
269. <http://www.EXFO.com>. Platform FTB-500. EXFO, 2009.
270. <http://www.anritsu.com/en-GB/home.aspx?lang=ru> (корпорация Anritsu).
271. <http://www.yokogawa.com/> (Yokogawa Electric Co.).
271. [http://www.rus-optic.ru/catalog/control/analyz\\_a.htm](http://www.rus-optic.ru/catalog/control/analyz_a.htm) (компания Рус-Оптик).
272. SMA 5000. Optical Spectrum Analysis Application. Anritsu, 2007.
274. Дьяконов В. П. Развитие серии генераторов произвольных функций AFG3000 компании Tektronix // Компоненты и технологии. – 2009. – № 11.
275. Дьяконов В. П. Осциллографы компании Tektronix закрытой архитектуры // Компоненты и технологии. – 2009. – № 12; 2010. – № 1.
276. Дьяконов В. П. Осциллографы компании Tektronix открытой архитектуры // Компоненты и технологии. – 2010. – № 2, 3.
277. Дьяконов В. П. Компьютерная математика в измерительной технике // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2009. – № 5, 6.
278. Дьяконов В. П. MATLAB – новые возможности в технологии осциллографии // Компоненты и технологии. – 2009. – № 10.
279. Дьяконов В. П. MATLAB – новые возможности в технологии спектроскопии и спектрометрии // Компоненты и технологии. – 2010. – № 11.
280. Дьяконов В. П. Математический и спектральный анализ в MATLAB реальных осциллограмм // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2010. – № 1, 2.
281. Дьяконов В. П. Вейвлет-анализ в MATLAB реальных осциллограмм // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2010. – № 2, 3.
282. Дьяконов В. П. MATLAB и Simulink для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2011.
283. Дьяконов В. П., Пеньков А. А. MATLAB и Simulink в электроэнергетике. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009.
284. Дьяконов В. П. Современные методы фурье- и вейвлет-анализа и синтеза сигналов // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2009. – № 2.
285. Дьяконов В. П. Китайские осциллографы преодолели барьер в 1 нс // Компоненты и технологии. – 2011. – № 1.
286. Дьяконов В. П. Современная аппаратура тестирования и контроля сверхскоростных систем и линий передачи // Беспроводные технологии. – 2010. – № 3.
287. Дьяконов В. П., Смердов В. Оптические мини-рефлектометры // Ремонт и сервис. – 2004. – № 1.
288. Agilent Technologies Infiniium 90000 X-Series Oscilloscopes. Data Shift. Agilent Technologies, 2010.

289. Infiniium DSA –X Agilent 86100D Wide-Bandwidth Oscilloscope Mainframe and Modules. Technical Specifications. Agilent Technologies, 2010.
290. Эсэй Б. Методы расширения полосы пропускания осциллографов // Компоненты и технологии. – 2010. – № 6.
291. Дьяконов В. П. Современная техника и приборы для измерения резистивности и снятия ВАХ // Компоненты и технологии. – 2010. – № 10.
292. Дьяконов В. П. Программы для генераторов и осциллографов компании Tektronix // Компоненты и технологии. – 2011. – № 1.
293. Дьяконов В. П. Современные цифровые анализаторы спектра // Компоненты и технологии. – 2010. – № 5.
294. Дьяконов В. П. Многофункциональные цифровые генераторы Rigol DG5000 // Компоненты и технологии. – 2010. – № 11.
295. Дьяконов В. П. Построитель АЧХ – осциллограф или анализатор спектра? // Компоненты и технологии. – 2010. – № 11.
296. Дьяконов В. П. Массовые цифровые анализаторы спектра в испытании генераторов сигналов // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2010. – № 4.
297. Дьяконов В. П. Применение генераторов Tektronix AFG3000 для измерения емкости // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2007. – № 4.
298. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Приборы компании Keithley Instruments для исследования полупроводниковых приборов и систем // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2009. – № 1.
299. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Электронные приборы в микроэлектронике и нанотехнологиях // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2008. – № 5.
300. Дьяконов В. П. Моделирование в MATLAB+Simulink электронных компонентов, устройств и систем // Компоненты и технологии. – 2011. – № 4.
301. Дьяконов В. П. Побистор, или IGBT и имитационное моделирование устройств на них // Силовая электроника. – 2010. – № 5.
302. Дьяконов В. П. Многовариантное моделирование силовых устройств в MATLAB+Simulink // Силовая электроника. – 2011. – № 1.
303. Дьяконов В. П. Макромоделирование устройств на мощных MOSFET в SimPowerSystems // Силовая электроника. – 2011. – № 1.
304. Дьяконов В. П. Продукция фирмы Keithley для тестирования изделий оптоэлектроники // Полупроводниковая светотехника. – 2010. – № 3.
305. Дьяконов В. П. Анализаторы спектра оптического излучения // Компоненты и технологии. – 2011. – № 5.
306. Конюшенко И. Мини-спектрометры серии MS фирмы Hamamatsu // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
307. Дьяконов В. П. Пикосекундные цифровые монолитные микросхемы корпорации Hittite Microwave // Компоненты и технологии. – 2011. – № 9.
308. Дьяконов В. П. СВЧ-аксессуары фирмы Agilent Technologies // Компоненты и технологии. – 2011. – № 9.
309. Дьяконов В. П. Монолитные СВЧ-микросхемы аттенуаторов и усилителей компании Hittite Microwave // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.

310. Дьяконов В. П. Монолитные микросхемы коммутаторов СВЧ-сигналов компании Hittite // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
311. Дьяконов В. П. Широкополосные стробоскопические USB-осциллографы – приставки к персональным компьютерам // Компоненты и технологии. – 2011. – № 10.
312. Дьяконов В. П. Новые осциллографы европейских компаний // Компоненты и технологии. – 2011. – № 11.
313. Дьяконов В. П. Японские цифровые осциллографы и регистраторы фирмы Yokogawa // Компоненты и технологии. – 2011. – № 12.
314. Дьяконов В. П. Новейшая серия X осциллографов Agilent: нырок «вниз» // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
315. Дьяконов В. П. Моделирование в MATLAB+Simulink электронных компонентов, систем и устройств // Компоненты и технологии. – 2011. – № 4.
316. Дьяконов В. П. Проектирование и моделирование СВЧ-устройств в MATLAB R2010 // Компоненты и технологии. – 2011. – № 6.
317. Дьяконов В. П. Физическое моделирование схем на полевых транзисторах в Simulink и SimElectronics // Компоненты и технологии. – 2011. – № 11.
318. Дьяконов В. П. MATLAB R2011b в обработке сигналов и моделировании электронных устройств // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
319. Дьяконов В. П. Мультидоменные осциллографы Tektronix MDO4000 – новое средство исследования сложных сигналов и систем // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2012. – № 4.
320. Дьяконов В. П. Встроенный в многодоменные осциллографы Tektronix MDO4000 векторный анализатор спектра и его применение // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2012. – № 5.
321. Дьяконов В. П. Рефлектометрия и импульсные рефлектометры // Компоненты и технологии. – 2012. – № 1.
322. Дьяконов В. П. MATLAB и Simulink 2011a, что нового? // Компоненты и технологии. – 2012. – № 1.
323. Дьяконов В. П. Монолитные микросхемы коммутаторов СВЧ сигналов компании Hittite Microwave // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
324. Дьяконов В. П. Новейшая серия X осциллографов Agilent: «нырок вниз» // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
325. Дьяконов В. П. Осциллографы смешанных сигналов – анализаторы спектра MDO4000 // Компоненты и технологии. – 2012. – № 3.
326. Дьяконов В. П. Matlab R2011b в обработке сигналов и моделировании электронных устройств // Компоненты и технологии. – 2012. – № 3.
327. Дьяконов В. П. Монолитные микросхемы полных синтезаторов частоты компаемм Hittite Microwave // Компоненты и технологии. – 2012. – № 4.
328. Дьяконов В. П. Сверхскоростные монолитные аналоговые микросхемы компании National Instruments // Компоненты и технологии. – 2012. – № 4.

329. Дьяконов В. П. Сверхскоростные АЦП и усилители класса компании Hitite Microwave // Компоненты и технологии. – 2012. – № 5.
330. Дьяконов В. П. Новые осциллографы Tektronix с открытой архитектурой // Компоненты и технологии. – 2012. – № 5.
331. Дьяконов В. П. Моделирование линий передачи в Matlab и Simulink R2012a. Компоненты и технологии. – 2012. – № 6.
332. Дьяконов В. П. Компоненты и технологии генерации нано- и пикосекундных импульсов (от мВт до ГВт) // Компоненты и технологии. – 2012. – № 7.
333. Дьяконов В. П. Особенности новой реализации MATLAB и Simulink R2012a // Компоненты и технологии. – 2012. – № 7.
334. Дьяконов В. П. Компоненты и технологии генерации нано- и пикосекундных импульсов (от мВт до ГВт). Окончание // Компоненты и технологии. – 2012. – № 8.
335. Дьяконов В. П. Задание и обработка сигналов в системе Mathematica 8 // Компоненты и технологии. – 2012. – № 8.
336. Дьяконов В. П. Бюджетные цифровые измерительные приборы фирмы Hantek // Компоненты и технологии. – 2012. – № 9.
337. Дьяконов В. П. Мощные радиочастотные VDMOS транзисторы фирмы Microsemi и модули на их основе // Компоненты и технологии. – 2012. – № 10.
338. Дьяконов В. П. Сверхскоростные одноканальные АЦП фирм Texas Instruments и National Semiconductor // Компоненты и технологии. – 2012. – № 11.
339. Дьяконов В. П. Развитие промышленных осциллографов-скопметров фирмы Fluke // Компоненты и технологии. – 2012. – № 11.
340. Дьяконов В. П. Сверхскоростные двухканальные АЦП фирм Texas Instruments и National Semiconductor со скоростью выборки 1 – 3,6 Гвыб/с // Компоненты и технологии. – 2012. – № 12.
341. Дьяконов В. П. RIGOL на рынке цифровых многофункциональных генераторов // Компоненты и технологии. – 2012. – № 12.
342. Дьяконов В. П. Многофункциональные бюджетные генераторы АКТАКОМ серии AWG-41xx // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2012. – № 6.
343. Дьяконов В. П. Цифровые USB-датчики мощности ВЧ- и СВЧ- сигналов корпорации Tektronix и их применение // Компоненты и технологии. – 2013. – № 1.
344. Дьяконов В. П. Многофункциональные бюджетные генераторы «АКТАКОМ» серии AWG-41xx // Компоненты и технологии. – 2013. – № 1.



Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «АЛЬЯНС БУКС» наложенным платежом, выслать открытку или письмо по почтовому адресу: 123242, Москва, а/я 20 или по электронному адресу: [orders@alians-kniga.ru](mailto:orders@alians-kniga.ru).

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть высланы книги; фамилию, имя и отчество получателя. Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в интернет-магазине: [www.alians-kniga.ru](http://www.alians-kniga.ru).

Оптовые закупки: тел. (499) 725-54-09, 725-50-27; электронный адрес [books@alians-kniga.ru](mailto:books@alians-kniga.ru).

Дьяконов Владимир Павлович

**Сверхскоростная твердотельная электроника**  
**Приборы общего назначения**  
**Том 1**

Главный редактор *Мовчан Д. А.*  
[dm@dmk-press.ru](mailto:dm@dmk-press.ru)

Корректор *Синяева Г. И.*

Верстка *Чаннова А. А.*

Дизайн обложки *Мовчан А. Г.*

Подписано в печать 11.03.2013. Формат 60×90 1/16.

Гарнитура «Петербург». Печать офсетная.

Усл. печ. л. 37,5. Тираж 100 экз.

Веб-сайт издательства: [www.dmk-press.ru](http://www.dmk-press.ru)

# СВЕРХСКОРОСТНАЯ ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА ПРИБОРЫ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ

В 1-ом томе описана элементная база твердотельных электронных устройств общего назначения нано- и пикосекундного диапазона времен — от туннельных и диодов с накоплением заряда, биполярных, полевых и лавинных транзисторов до новых S-диодов, лавинных обострителей, дрейфовых диодов с резким восстановлением, SOS-диодов и интегральных микросхем. Особое внимание уделено измерительным приборам для их исследования: широкодиапазонным генераторам синусоидальных, импульсных и произвольных сигналов, скоростным аналоговым, цифровым и стробоскопическим электронным осциллографам, а также их аксессуарам и опциям. Детально описаны характеристики новейших приборы ведущих фирм мира.

Для широкого круга читателей — инженеров, научных работников, студентов, аспирантов и преподавателей университетов и вузов физического и технического профиля.

Интернет-магазин:  
[www.dmk-press.ru](http://www.dmk-press.ru)  
Книга - почтой:  
[orders@alians-kniga.ru](mailto:orders@alians-kniga.ru)  
Оптовая продажа:  
"Алианс-книга"  
Тел.: (499)725-5409  
[books@alians-kniga.ru](mailto:books@alians-kniga.ru)



ISBN 978-5-94074-915-8



9 785940 749158 >