

М Электроники К Р

Т. С. ПАТХОР

Цифровые
измерения.
Методы и
схемотехника



ТЕХНОСФЕРА



М И Р **электроники**

Т. С. РАТХОР

Цифровые измерения. Методы и схемотехника

**Перевод с английского
Ю. А. Заболотной**

**ТЕХНОСФЕРА
Москва
2004**

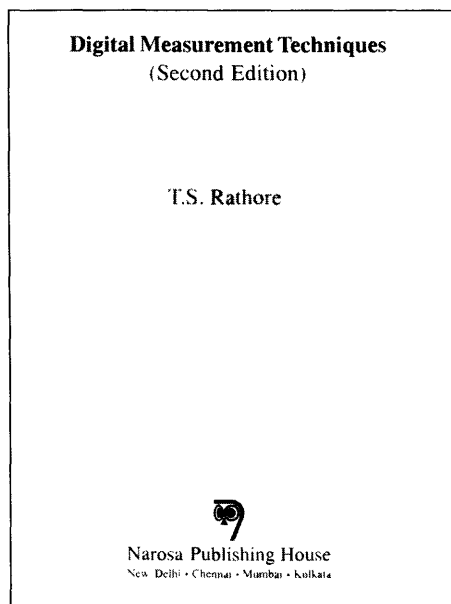
Т. С. Ратхор

Цифровые измерения. Методы и схемотехника.

Москва:

Техносфера, 2004. — 376 с. ISBN 5-94836-012-1

Учебник-монография посвящен описанию современных методов и приборов цифровой измерительной техники. Подробно рассмотрены теоретические и практические способы измерения частоты, временных интервалов, отношений сигналов, которые являются основополагающими для всех остальных цифровых методов. Дается уникальное по полноте описание АЦП, ЦАП и цифровых схем, работающих под управлением микроконтроллеров, таких как программируемые резисторы, усилители, фильтры, что делает книгу ценным пособием для профессионалов-разработчиков и инженеров-практиков.



Originally published in English as
**DIGITAL MEASUREMENT TECHNIQUES,
SECOND EDITION**

© 2003 by Narosa Publishing House,
New Delhi - 110 002.

All Rights Reserved.

© 2003, ЗАО «РИЦ «Техносфера»
перевод на русский язык,
оригинал-макет, оформление

ISBN 5-94836-012-1

ISBN 81-7319-388-6 (англ.)

Оглавление

Предисловие редактора перевода	14
Предисловие ко второму изданию	15
Глава 1	
Введение	17
1.1. Почему эта книга посвящена цифровым измерениям?	17
1.2. Философия цифровых измерений	17
1.3. Программно-управляемые измерительные системы	20
1.4. Немного информации об остальных главах	20
Задачи	21
Глава 2	
Методы цифрового измерения интервалов времени	22
2.1. Введение	22
2.2. Измерение интервала времени между двумя событиями	22
2.2.1. Погрешность измерения временного интервала	23
2.3. Нониусный метод измерения малых интервалов времени	24
2.3.1. Измерение интервалов времени, меньших длительности периода тактового генератора	28
2.3.2. Разрешающая способность	28
2.3.3. Моменты, на которые необходимо обращать внимание при измерении временных интервалов	31
2.4. Измерение интервала времени при наличии ограничений	31
2.4.1. Произвольный порядок появления событий	31
2.4.2. Измерение временного интервала предельной длительности	33
2.5. Измерение длительности периода	34
2.5.1. Измерение емкости	36
2.6. Измерение фазы	36
2.6.1. Требования к идеальному измерителю фазы	36
2.6.2. Измерение фазы через измерение времени	36
2.6.3. Прямое измерение фазы	37
2.6.4. Автоматический метод измерения фазы	38
2.6.5. Измерение фазы низкочастотного сигнала	41
2.6.6. Исключение частотной погрешности при измерении фазы	45
2.6.7. Измерение фазы при помощи микроконтроллера	45
2.7. Индикатор чередования фаз в многофазных цепях	46
2.8. Измерение интервала времени между двумя событиями, определяемыми уровнями напряжения	47
2.8.1. Измерение постоянной времени	48

2.8.2. Точные измерения малых значений постоянной времени	49
2.9. Измерение емкости конденсатора	50
2.10. Измерение добротности RLC-контура	55
2.11. Измерение относительного уровня напряжения в децибелах	56
Задачи	61
Литература	67

Глава 3

Цифровые методы измерения частоты	69
3.1. Введение	69
3.2. Измерение частоты	69
3.3. Измерение отношения двух частот	70
3.4. Измерение произведения двух частот	71
3.5. Способы повышения точности при измерении частоты	71
3.5.1. Метод увеличения разности частот	72
3.6. Измерение разности частот	72
3.6.1. Практическое применение схем измерения разности частот	73
3.7. Измерение девиации частоты в энергосистемах	74
3.8. Быстродействующие системы измерения низких значений частоты	76
3.9. Измерение низкой частоты в узком диапазоне частот	79
3.9.1. Метод прямого счета	79
3.9.2. Метод дополняющих импульсов	79
3.9.3. Метод обратного счета	81
3.10. Использование обратной зависимости от времени для измерения частоты	82
3.10.1. Частотный диапазон и точность	86
3.11. Быстродействующий метод измерения низкой частоты синусоидальных сигналов	86
3.12. Измерение пиковой частоты	
3.12.1. Упрощенная схема индикатора максимального/минимального значения	88
Задачи	90
Литература	92

Глава 4

Программируемые цифровые схемы	94
4.1. Введение	94
4.2. Программируемые сопротивления	94
4.3. Программируемые делители	103
4.4. Программируемые усилители	104
4.4.1. Комментарии	113

4.5. Программируемый триггер Шмитта	116
4.6. Усилители с программируемой полярностью коэффициента усиления	118
4.7. Программируемый усилитель с двуполярным выходным сигналом	122
4.8. Двухстадийные программируемые усилители	123
4.9. Применение программируемых усилителей	123
4.10. Схемы с программируемым коэффициентом усиления	127
4.11. Программируемые режекторные фильтры	128
4.12. Программируемые биквадратные фильтры	133
4.13. Программируемые аналоговые ключи и мультиплексоры	142
Задачи	145
Литература	152
Глава 5	
Цифроаналоговые преобразователи	155
5.1. Введение	155
5.2. Отношение между входными и выходными сигналами ЦАП	155
5.3. ЦАП на основе программируемого усилителя	156
5.4. ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами	159
5.4.1. Двухкаскадные ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами	161
5.4.2. Многокаскадные ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами	172
5.5. ЦАП с поразрядно взвешенными токами	177
5.6. ЦАП с поразрядно взвешенными эталонными напряжениями	178
5.7. Многозвенные ЦАП лестничного типа	178
5.7.1. Построение многозвенных $\{\tilde{N} \times R\}$ ЦАП	179
5.7.2. Построение многозвенных $\{\tilde{N} \times L\}$ ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов	183
5.7.3. Построение ЦАП с минимальным количеством резисторов	186
5.7.4. Построение ЦАП с минимальным полным сопротивлением	187
5.7.5. Построение ЦАП с одинаковыми номиналами резисторов	188
5.8. Электронные ключи	190
5.9. ЦАП, управляемые током	192
5.10. Инвертирующий многозвенный ЦАП	196
5.11. ЦАП с двоично-взвешенными зарядами	197
5.12. Форматы входных сигналов ЦАП	199
5.13. Гибридные схемы умножителя и делителя	201
5.14. Параметры ЦАП	202
5.14.1. Статические параметры ЦАП	202
5.14.2. Динамические параметры ЦАП	207

5.14.3. Измерение статических и динамических параметров ЦАП	208
Задачи	210
Литература	214
Глава 6	
АЦП и способы сопряжения цифровых устройств с микропроцессорными системами	215
6.1. Введение	217
6.2. Аналого-цифровые преобразователи косвенного типа	217
6.2.1. Преобразователи напряжение–время	218
6.2.2. Преобразователи напряжение–частота	227
6.3. Процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой при помощи АЦП прямого действия	230
6.3.1. Теорема о дискретизации	230
6.3.2. Мультиплексирование с разделением времени	231
6.3.3. Квантование	232
6.4. Аналогоцифровые преобразователи прямого действия	237
6.4.1. Интегрирующий АЦП	237
6.4.2. Следящий АЦП	238
6.4.3. АЦП последовательного приближения	239
6.4.4. Параллельные АЦП	243
6.4.5. Сравнение АЦП	250
6.5. Параметры АЦП	251
6.5.1. Статические параметры АЦП	251
6.5.2. Динамические параметры АЦП	252
6.5.3. Определение статических параметров АЦП	253
6.5.4. Определение динамических параметров АЦП	256
6.6. Входной интерфейс измерительных систем	257
6.6.1. Особенности некоторых типов датчиков	258
6.6.2. Гальваническая развязка и заземление	259
6.6.3. Защита входов АЦП	261
6.6.4. Фильтрация входных сигналов	263
6.6.5. Предварительное усиление входных сигналов	264
6.6.6. Работа с биполярными сигналами	266
6.6.7. Управление работой цифрового вольтметра	267
6.6.8. Автоматический выбор диапазона измерений	268
6.6.9. Схема выборки и хранения	276
6.6.10. Защита от шумов цифровых схем	278
6.6.11. Стандартные модули входных интерфейсов	278
6.7. Способы сопряжения измерительных плат с процессорными системами	279
6.7.1. Аппаратные средства сопряжения	279
6.7.2. Программные средства сопряжения	281
6.8. Стандартные интерфейсы	282

6.8.1. Системные шины для подключения интерфейсных плат периферийных устройств	283
6.8.2. Стандартный интерфейс параллельной передачи данных (GPIB)	288
6.8.3. Стандартный интерфейс последовательной передачи данных (RS-232, RS-422, RS-423, RS-449)	292
6.8.4. Приборная шина USB	296
6.8.5. Интерфейсная шина MXI	297
6.9. Универсальные платы АЦП	298
6.10. Многоканальные системы сбора данных	299
6.10.1. Стандарт построения магистрально-модульных систем сбора данных VXI	300
6.10.2. Стандарт PXI для построения мини измерительных систем	315
6.10.3. Мезонинные измерительные системы	316
Задачи	317
Литература	322
Глава 7	
Цифровые методы измерения отношения напряжений	325
7.1. Введение	325
7.2. Методы измерения отношения напряжений	325
7.2.1. Измерители отношения напряжений	325
7.3. Практическое применение	327
7.3.1. Измерение частоты синусоидальных сигналов	327
7.3.2. Измерение коэффициента модуляции	328
7.3.3. Измерение добротности	329
7.3.4. Измерение тангенса угла потерь в эквивалентной последовательной RC цепи	340
7.3.5. Измерение тангенса угла потерь в эквивалентной параллельной RC цепи	341
7.3.6. Измерение импеданса в комплексном виде	344
7.3.7. Цифровой омметр	347
7.3.8. Цифровой измеритель емкости	347
Задачи	348
Литература	349
Глава 8	
Дальнейшее развитие теории дискретизации	351
8.1. Введение	351
8.2. Две основные теоремы	351
8.2.1. Условия, при которых число является нецелым	351
8.2.2. Условия, при которых сумма ряда равна нулю	352
8.2.3. Дискретизация	352

8.3. Теорема о несовпадении моментов дискретизации	355
8.4. Теорема об совпадающих множествах выборок	356
8.5. Соответствие между отсчетами	358
8.6. Теорема о среднем и среднеквадратичном значении	359
8.7. Теорема об определении мощности	360
8.7.1. Частный случай	361
8.8. Практическое применение	362
8.8.1. Измерение мощности переменного тока	363
8.8.2. Измерение энергии	366
8.8.3. Измерение напряжения	366
8.8.4. Измерение тока	367
8.8.5. Другие измерения	367
Задачи	367
Литература	369
Предметный указатель	371

Предисловие редактора перевода

Книга посвящена теории и практике цифровых измерений. Она отличается доступностью и последовательностью изложения, а также математической обоснованностью материала, что делает ее хорошим учебным пособием при изучении дисциплин, связанных с методами и техникой цифровых измерений. Студенты, преподаватели и инженеры-практики обязательно найдут в книге много нового, их привлекут неожиданные подходы и ракурсы преподносимого материала. Например, очень интересно описание способов минимизации схем АЦП и ЦАП, практического применения цифровых методов измерения отношений напряжений для определения частоты и коэффициента модуляции периодических сигналов, добротности контура и тангенса угла потерь конденсатора, а также величины импеданса, сопротивления и емкости. Еще более оригинальным является дальнейшее развитие теории дискретизации и ее применение в области энергетики. Подробное рассмотрение цифровых способов измерения частоты и интервалов времени, являющихся фундаментальными методами измерений, и их практических приложений, делают эту книгу полезной для специалистов в области автоматизации научных экспериментов.

Издание книги Т. Ратхора на русском языке дополнено рядом материалов, что повышает ее актуальность. Отдельно вынесены разделы, посвященные описанию параметров ЦАП и АЦП, используемых в справочной и технической литературе, а также рассмотрены способы их измерения. Введены разделы по способам сопряжения цифровых устройств, где рассмотрены принципы построения входных и выходных интерфейсов, связывающих измерительный блок с датчиками и шинами процессорных систем, описаны варианты их программного сопряжения. Книга дополнена материалом по основным системным шинам, широко используемым для подключения периферийных устройств, а также описанием стандартных интерфейсов для последовательной и параллельной передачи данных.

Отдельно в книгу введен раздел по построению магистрально-модульных систем сбора данных, написанный ведущими специалистами холдинга «Информтест» С.Н. Зайченко, С.Н. Филимоновым и В.В. Хартовым, непосредственно занимающимися разработкой таких систем. В этом разделе подробно описаны стандарты, принципы построения и характеристики VХI систем. Хотя VХI системы в настоящее время являются самыми распространенными в мире системами сбора данных, в русскоязычной технической литературе наблюдается недостаток информации по этой тематике.

Книга дважды издавалась на родине автора, была переведена на ряд европейских языков. Надеемся, что и в России она найдет своих заинтересованных читателей.

Свинцов Е.И.

Предисловие ко второму изданию

Мне очень приятно представить второе исправленное издание книги «Цифровые методы измерения», которая была впервые опубликована в 1996 году.

Главные отличия этого издания от предыдущего — большее количество текстового материала, уменьшенный размер шрифта для снижения объема книги, а также включение указателя для удобства пользования.

В обновленной версии книги реорганизованы практически все главы, улучшено преподнесение материала, исправлены ошибки. Нижеперечисленные статьи, написанные на основе материалов разделов первого издания, были опубликованы в известных международных научных журналах:

1. Генератор импульсов с предельной длительностью.
2. Усилители с программируемым коэффициентом усиления.
3. Оптимизированный ЦАП последовательного приближения.
4. Оригинальный многозвенный ЦАП.
5. Новый экономичный ЦАП на основе 2R-3R-4R цепочек.
6. Разнообразие многозвенных ЦАП.
7. Эволюция АЦП.
8. Дискретный измеритель мощности с синхронизацией.

Замечания рецензентов помогли уточнить некоторые формулировки соответствующих разделов.

Добавлены следующие материалы:

1. Программно-управляемые измерения (Глава 1).
2. Измерение интервала времени между двумя произвольно появляющимися событиями, определение порядка возникновения событий, практические схемы для измерения интервалов времени (Глава 2).
3. Многофазный индикатор цепи (Глава 2).
4. Измеритель относительного уровня мощности (Глава 2).
5. Входные цепи для счетчиков частоты (Глава 3).
6. Измерение низких частот в узкой полосе (Глава 3).
7. Основы мостовых схем переменного тока (Глава 7).
8. Измерение добротности и коэффициента затухания методом фазовой компенсации (Глава 7).
9. Измерение импеданса в полярных и декартовых координатах (Глава 7).
10. Сопряжение цифровых устройств с микропроцессорными системами (Глава 6).

В каждую главу добавлено несколько задач. Увеличено количество источников использованной литературы, и они для удобства представлены *по Гарвардской алфавитной системе*. В конце книги размещен указатель *понятий*, который поможет читателям быстро найти интересующий их материал.

Уравнения рассматриваются как часть предложений и, следовательно, на них распространяются все правила пунктуации в соответствии с IEEE соглашением для печатных работ.

На рисунках соединения горизонтальных и вертикальных линий обозначаются точками.

Выражается искренняя благодарность организациям, оказавшим финансовую поддержку. Также хочу поблагодарить Anand Mirjee, Suhas Solanki и S.R. Patwardhan за их помощь в редактировании и прорисовке иллюстраций.

Несмотря на большие усилия, затраченные на улучшение книги, в ней все же остаются места, которые требуют совершенствования. Я продолжу корректировку книги в последующих изданиях, поэтому буду очень благодарен читателям за присланные мне предложения и замечания.

9 июля 2002 года

T.S. RATHORE

Бомбей

1.1. Почему эта книга посвящена цифровым измерениям?

Одним из способов измерения неизвестной величины является ее количественное определение при помощи эталонных мер. Очевидно, что точность таких измерений будет главным образом зависеть от точности эталонов. В настоящее время измерения времени и частоты являются наиболее точными, так как эталоны этих физических величин могут быть определены с наивысшей точностью. К тому же время и частота наиболее пригодны для определения цифровыми методами, которым посвящены следующие две главы. Часто для повышения точности измерений некоторые физические величины специально предварительно преобразуют в сигналы, пропорциональные времени (частоте), которые затем количественно определяют цифровыми методами.

1.2. Философия цифровых измерений

На рис. 1.1 показана цифровая схема, которая часто применяется для измерения физической величины x . Здесь используется тактовый генератор со стандартной длительностью импульсов. Процесс измерений состоит из пяти этапов:

1. Физическая величина x при помощи соответствующего датчика преобразуется в электрический сигнал. Описание датчиков не входит в круг рассматриваемых в этой книге вопросов. Однако следует отметить, что подходящим считается такой датчик, который преобразует величину x в напряжение v , значение которого пригодно для дальнейшего количественного определения.
2. Значение напряжения v запоминается в устройстве выборки и хранения в виде величины V на время проведения всего цикла измерения.
3. Величина V преобразуется в одиночный импульс или в серию периодических импульсов, длительность t_x которых пропорциональна значению напряжения V . Устройство, при помощи которого осуществляется это преобразование, называется *преобразователем напряжение—время*.
4. Интервал времени t_x при помощи счетчика импульсов преобразуется в двоичное число. Часть схемы, отвечающая за выполнение шагов (3) и (4), называется *аналого-цифровым преобразователем* (АЦП).

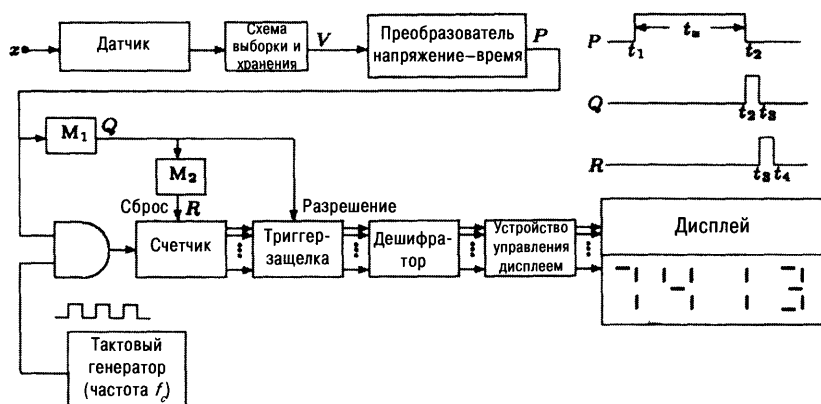


Рис. 1.1. Цифровое измерение физической величины.

5. Информация в двоичном коде переводится в десятичный код и отображается на дисплее в виде светящихся цифр. Эта функция выполняется при помощи дешифратора, устройства управления жидкокристаллическим дисплеем и самим дисплеем. Прибор, на вход которого поступает сигнал в виде напряжения, а на выходе высвечивается значение этого напряжения в виде десятичных цифр, называется *цифровым вольтметром*. Двоичный код также может быть передан для дальнейшей обработки в микропроцессорную систему.

Этапы (4) и (5) являются общими для многих цифровых систем измерения. Счетчик подсчитывает импульсы, поступающие с тактового генератора, в течение времени t_x . По окончании этого измерительного интервала в момент времени t_2 ждущий мультивибратор (одновибратор) M_1 вырабатывает короткий импульс, по которому триггер-защелка запоминает содержимое счетчика для последующих преобразований. В момент времени t_3 на счетчик поступает импульс от одновибратора M_2 , и его показания сбрасываются. Таким образом, электронный вентиль, пропускающий на счетчик импульсы очень стабильной частоты f_c , открыт только в течение интервала t_x , а в остальное время он закрыт.

Пусть N — это общее число импульсов, прошедших через электронный вентиль за время t_x , тогда:

$$N = f_c t_x, \quad (1.1)$$

$$N \propto t_x. \quad (1.2)$$

Таким образом, число посчитанных счетчиком импульсов будет пропорционально времени t_x , а, следовательно, и неизвестной величине x . Заметим, что цифровое значение величины x будет определяться числом посчитанных импульсов, поэтому точность измерений зависит, главным образом, от стабильности и точности тактового генератора.

Из рис. 1.1 видно насколько удобно получаются цифровые значения измеряемой величины по такой схеме. Очевидно, что здесь не будет никакой неопределенности при снятии показаний, так как при этом человеку не приходится принимать участие в интерполяции результатов, как это происходит в случае измерений с помощью аналогового прибора, где указатель перемещается по градуированной шкале. При цифровых измерениях ошибки, связанные с параллаксом, полностью исключаются.

Разрешающую способность таких приборов можно улучшать почти бесконечно, увеличивая количество цифр на дисплее. Разрешение дисплея из восьми цифр равно 10^{-8} . Точно такую же разрешающую способность на аналоговом измерителе возможно получить при снятии его показаний с разрешением 0,25 мм, но при этом длина шкалы такого прибора должна быть равна 25 км (см. задачу 1.1)!

В цифровых приборах нет механических частей, поэтому в них отсутствуют погрешности, связанные с трением, здесь не требуется контролировать и компенсировать вращающие моменты, следовательно, и конструкция таких приборов будет менее хрупкой по сравнению с аналоговыми средствами. Возможно эффективное применение компьютеров или микропроцессоров как при проведении измерений цифровыми методами, так и при обработке их результатов. Цифровой сигнал с выхода таких приборов может быть сохранен и восстановлен в любой момент времени без потери качества.

Так как цифровые приборы в отличие от аналоговых работают в дискретном режиме, изменения значений параметров компонентов их электрических схем, связанные с колебаниями температуры, влажности и вибрациями, а также нестабильность напряжения питания и уровень шума не оказывают существенного влияния на точность измерений, если эти изменения не превышают допустимых границ.

Из всего вышеперечисленного можно сделать вывод, что главным преимуществом времячастотных измерений является их высокая точность и отсутствие неопределенности при снятии цифровых показаний. Правда, следует отметить, что цифровые приборы сложнее аналоговых, и, следовательно, дороже. Однако в последние годы появилась тенденция к уменьшению стоимости и размеров таких приборов, в связи с появлением дешевых и высокопроизводительных цифровых микросхем. В настоящее время разрабатываются цифровые приборы с функцией самотестирования, при этом они довольно миниатюрны и сравнительно недороги.

Приведем еще одно преимущество применения цифровых преобразований. Основным элементом схем выборки и хранения является конденсатор, на котором запоминается измеряемое напряжение. Для этого конденсатор сначала заряжается до искомого напряжения, а затем отсоединяется от измерительной цепи. В идеальном случае он должен сохранять это напряжение сколько угодно долго, но в реальности, особенно, если время хранения очень большое, этого не происходит. Чтобы решить эту проблему, напряжение на конденсаторе можно преобразовать в цифровой код, который затем передать в запоминающее устройство для хранения и последующего использования.

1.3. Программно-управляемые измерительные системы

Аппаратная часть измерительной системы значительно упрощается, если управление некоторыми операциями и мультиплексированием передается микропроцессору или микроконтроллеру. В этом случае основные измерения проводятся аппаратными методами, а данные хранятся в памяти вычислительных средств. Таким образом, последовательностью выполнения логических и математических операций при обработке полученных данных управляет микропроцессор при помощи программного обеспечения..

1.4. Немного информации об остальных главах

Во второй главе мы будем иметь дело с измерениями величин, в которых не требуется ни датчик, ни преобразователь напряжение—время, потому что эти величины выражаются через единицы *времени*. Однако здесь будет нужен подходящий *преобразователь сигнал—время*.

В третьей главе будут рассмотрены цифровые методы измерения частоты. Эти методы являются такими же важными, как и цифровые методы измерения времени. Эти два вида методов можно рассматривать как альтернативные, каждый из которых имеет преимущества в определенных ситуациях.

В четвертой главе описываются некоторые цифровые программируемые схемы, среди них схемы с программируемыми резисторами, усилителями, фильтрами и т.д. Многие схемы приведены здесь впервые. Эти схемы особенно полезны в измерительных системах, работающих под управлением микроконтроллеров или других приборов. На основе усилителей с программируемым коэффициентом усиления построен один из вариантов ЦАП, описанный в пятой главе. Также в этой главе рассмотрены ЦАП, использующие поразрядно взвешенные резисторы, поразрядно взвешенное эталонное напряжение, ток и заряд. Здесь же систематично описаны способы оптимизации ЦАП: приведены схемы новых ЦАП с минимальным количеством резисторов, с минимальным общим сопротивлением и с минимальным разбросом. Так как ЦАП входят в состав АЦП, то дальше рассматриваются различные типы АЦП.

Представленные в шестой главе АЦП разделены на две группы: прямого и косвенного типа. *АЦП косвенного типа* сначала преобразуют входное напряжение либо в частотный, либо временной сигнал, а потом конвертируют этот сигнал в двоичный код. В *АЦП прямого действия* первого этапа преобразований (напряжение—время или частота) нет. В этой же главе рассматриваются вопросы сопряжения цифровых устройств с микропроцессорными системами.

Седьмая глава посвящена методам измерения отношения двух постоянных напряжений и применению этих методов для определения таких параметров, как сопротивление, емкость, частота синусоидального сигнала, доб-

ротность катушки, тангенс угла потерь конденсатора, коэффициент модуляции и т.д.

В восьмой главе рассмотрено дальнейшее развитие теории дискретизации, использующее оригинальную математическую обработку получаемых дискретных сигналов. Здесь сформулировано и доказано несколько полезных теорем. Далее описаны способы практического применения этой теории при цифровом измерении напряжения, тока, мощности, энергии и т.д.

Для лучшего понимания теории и философии проектирования цифровых схем в каждую главу включены примеры и иллюстрации. Для закрепления теоретических знаний и развития практических навыков в конце каждой главы приведены задачи: от простых до достаточно сложных. Также здесь приводится подробный список использованной литературы, который поможет заинтересованным читателям глубже изучить рассматриваемые вопросы.

Задачи

- 1.1. Какой длины должна быть шкала аналогового измерительного прибора, чтобы обеспечить такую же разрешающую способность, как у цифрового прибора с дисплеем из 8-ми цифр? Считается, что показания указателя на шкале могут считываться с разрешением 0,25 мм.
- 1.2. Перечислите любые три преимущества цифровых приборов.
- 1.3. Обсудите преимущества и недостатки цифрового дисплея по сравнению с аналоговой шкалой.
- 1.4. Почему используемый в устройстве выборки и хранения конденсатор со временем теряет заряд?
- 1.5. Какой максимальный интервал времени может быть измерен с помощью 16-ти разрядного счетчика при частоте тактового генератора, равной 1 МГц?
- 1.6. Почему выход счетчика должен подключаться к дешифратору обязательно через триггер-защелку?
- 1.7. Объясните выражение: «Разрешающая способность цифровых приборов может улучшаться бесконечно».

ГЛАВА 2

МЕТОДЫ ЦИФРОВОГО ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

2.1. Введение

В этой главе рассматриваются цифровые измерения величин, которые можно *представить через единицы времени*. Примеры таких величин — временной интервал между двумя событиями, длительность периода гармонического сигнала, постоянная времени пассивной цепи, разность фаз и т.д. Измерения времени можно проводить по схеме, представленной на рис. 1.1. При этом блок преобразователя сигнал—время должен выбираться в зависимости от типа измеряемой величины. С учетом этого схема будет выглядеть, как показано на рис. 2.1.

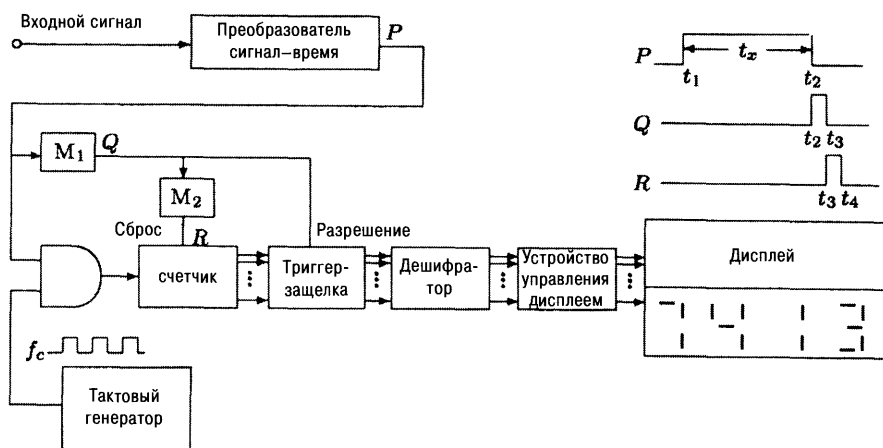


Рис. 2.1. Цифровое измерение временного сигнала.

2.2. Измерение интервала времени между двумя событиями

Пусть требуется измерить интервал времени между двумя событиями A и B , которые, соответственно, произошли в моменты времени t_A и t_B . Считаем, что

событие A произошло раньше B , т.е. $t_A < t_B$. В этом случае в качестве преобразователя время—ширина импульса можно выбрать RS-триггер, показанный на рис. 2.2. Событие, которое произошло в момент времени t_A устанавливает триггер в состояние «1», а событие в момент времени t_B сбрасывает этот триггер. Таким образом, на выходе триггера Q формируется импульс шириной t_x .

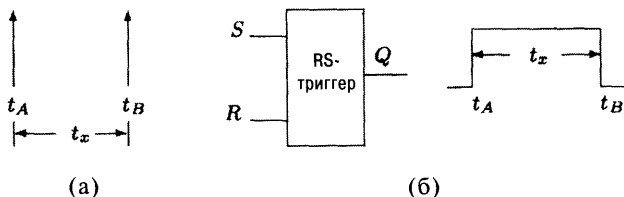


Рис. 2.2. (а) Времена появления событий, (б) Преобразователь время—ширина импульса.

2.2.1. Погрешность измерения временного интервала

Для того чтобы вышеописанный метод был достаточно точным, измеряемый интервал времени t_x должен быть значительно больше периода тактового генератора T_c . Если t_x становится сравним с величиной T_c , появляется значительная погрешность измерений. Далее объясняется почему так происходит.

Пусть

$$\frac{t_x}{T_c} = a + b,$$

где a — целое число, а b — правильная дробь. На рис. 2.3 показаны счетные импульсы при $b \leq 1/2$, т.е. предполагается, что последовательность тактовых импульсов имеет 50% коэффициент заполнения. Из рис. 2.3 видно, что если событие A произошло в момент времени t_A , находящийся в интервале АВ, число посчитанных импульсов будет равно $(a+1)$, а если t_A лежит в интервале ВС, количество импульсов составит a .

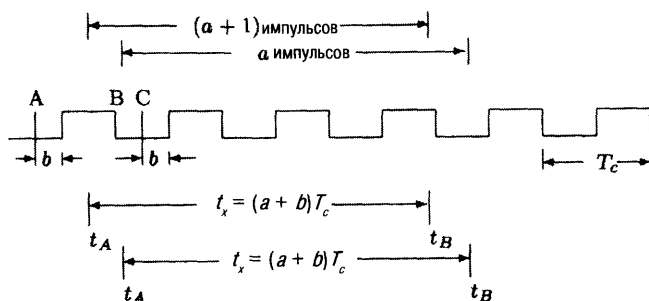


Рис. 2.3. Погрешность при измерении времени.

В этом случае погрешность измерений можно определить следующим образом:

$$\varepsilon = \max \begin{cases} (a+1)T_C - (a+b)T_C = (1-b)T_C, & \text{при } t_A \in AB \\ |aT_C - (a+b)T_C| = bT_C, & \text{при } t_A \in BC \end{cases} = (1-b)T_C, b \leq \frac{1}{2}. \quad (2.1)$$

Для $b \geq 1/2$ можно аналогично записать (см. задачу 2.2):

$$\varepsilon = \max \begin{cases} (1-b)T_C \\ (2-b)T_C \end{cases} = (2-b)T_C, \quad b \geq \frac{1}{2}. \quad (2.2)$$

Пример 2.1.

Определить максимальную погрешность (в %) при измерении интервала времени, равного 2,2 мкс, при частоте тактового генератора 1 МГц. Какая будет погрешность измерения, если синхронизовать тактовые импульсы с начальным событием по переднему фронту?

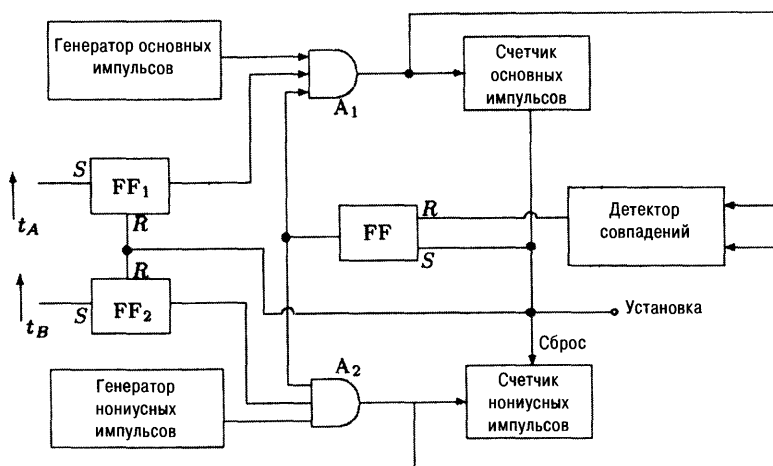
Решение: Здесь

$$\frac{t_x}{T_C} = \frac{2,2 \text{ мкс}}{1 \text{ мкс}} = 2 + 0,2.$$

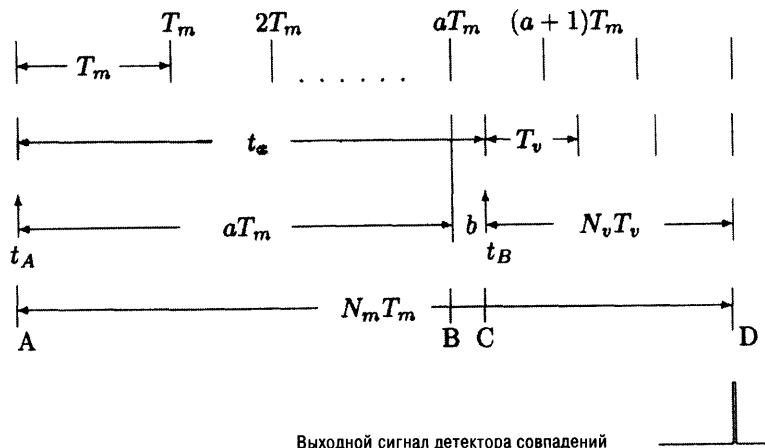
Следовательно, $a = 2$, $b = 0,2$, т.е. $b < 1/2$. Из уравнения (2.1) погрешность получается равной $\varepsilon = 36,3\%$. Если t_A совпадает с передним фронтом тактового импульса, погрешность останется прежней, т.е. $\varepsilon = 36,3\%$.

2.3. Нониусный метод измерения малых интервалов времени

Диаграмма работы при измерении интервалов времени нониусным методом показана на рис. 2.4(а). Первоначально, триггер FF установлен в «1» состояние, а триггеры FF₁ и FF₂ сброшены, счетчики основных и нониусных импульсов также обнулены. В момент времени t_A триггер FF₁ переходит в «1» состояние, логический вентиль A₁ открывается, и основной счетчик начинает считать импульсы от основного тактового генератора. Подобным же образом, в момент времени t_B , нониусный счетчик начинает считать импульсы от нониусного генератора. Когда передние фронты этих импульсов совмещаются, детектор совпадений вырабатывает узкий импульс, который сбрасывает триггер FF. Теперь оба логических вентиля «И» закрыты, и показания двух счетчиков зафиксированы. Далее будет показано, как зная показания счетчиков: основных тактовых импульсов — N_m и нониусных — N_v , а также значения периодов тактовых генераторов: основных импульсов — T_m и нониусных — T_v , можно определить измеряемый интервал времени t_x .



(a)



(б)

Рис. 2.4. (а) Измерение времени нониусным методом, (б) временная диаграмма сигналов.

Пусть $t_x/T_m = a + b$, где a — целое число, а b — дробная часть. На рис. 2.4(б) показана временная диаграмма сигналов для случая $T_m > T_v$. Для простоты тактовые импульсы показаны вертикальными линиями. В момент появления первого события t_A начинается подсчет основных тактовых импульсов. Через время t_x в момент t_B происходит событие B , которое запускает второй счетчик, который будет считать нониусные тактовые импульсы. За время t_x количество импульсов, посчитанных первым счетчиком, будет равно a . Из рис. 2.4(б) видно, что интервал BC — это разница времени между a -м основным импульсом и 1-м нониусным импульсом, т.е. $BC = bT_m$. Разница

времени между следующим основным импульсом и 2-м нониусным импульсом уже будет равна:

$$(bT_m + T_v) - T_m = bT_m - (T_m - T_v) = bT_m - \Delta T,$$

а разницу времени между $(a + 2)$ -м основным импульсом и 3-им нониусным импульсом можно определить как: $bT_m - 2\Delta T$. Таким образом, разница между каждыми последующими импульсами уменьшается на величину ΔT , равную разности периодов двух тактовых генераторов: основного и нониусного. Тогда через N_v нониусных импульсов ($N_v = bT_m / \Delta T$) эта временная разница bT_m станет равна нулю. Отсюда следует, что

$$bT_m = N_v \Delta T, \quad T_m > T_v. \quad (2.3)$$

Из рис. 2.4(б) видно, что

$$t_x = (a + b)T_m = N_m T_m - N_v T_v, \quad T_m > T_v. \quad (2.4)$$

Аналогично можно показать, что

$$bT_m = T_m - N_v \Delta T, \quad T_m < T_v, \quad (2.5)$$

и

$$t_x = N_m T_m - N_v T_v, \quad T_m < T_v. \quad (2.6)$$

Уравнения (2.4) и (2.6) показывают, что независимо от того T_m больше T_v или меньше, выражение для t_x не меняется. Из рис. 2.4(б) видно, что полное время измерений можно определить следующим образом:

$$t_m = N_m T_m = t_x + N_v T_v = \begin{cases} t_x + \left(\frac{bT_m}{\Delta T} \right) T_v, & T_m \geq T_v \\ t_x + \left(\frac{T_m - bT_m}{\Delta T} \right) T_v, & T_m \leq T_v. \end{cases}$$

Пример 2.2.

Пусть $t_x = 1,5$ мкс и $T_m = 1$ мкс. Требуется нарисовать временную диаграмму сигналов при $T_v = 0,9$ мкс и $1,1$ мкс. Из построенной диаграммы надо определить показания основного и вспомогательного счетчиков для двух случаев и проверить полученный результат теоретически.

Решение. На рис. 2.5(а) и (б) показаны временные диаграммы для $T_v = 0,9$ мкс и $1,1$ мкс соответственно. Из диаграммы видно, что показания основного и вспомогательного счетчиков в первом случае равны: $N_m = 6$, $N_v = 5$ (рис. 2.5(а)), а во втором случае: $N_m = 7$, $N_v = 5$ (рис. 2.5(б)). Проверим это теоретически. Из уравнений (2.3) и (2.5) получим:

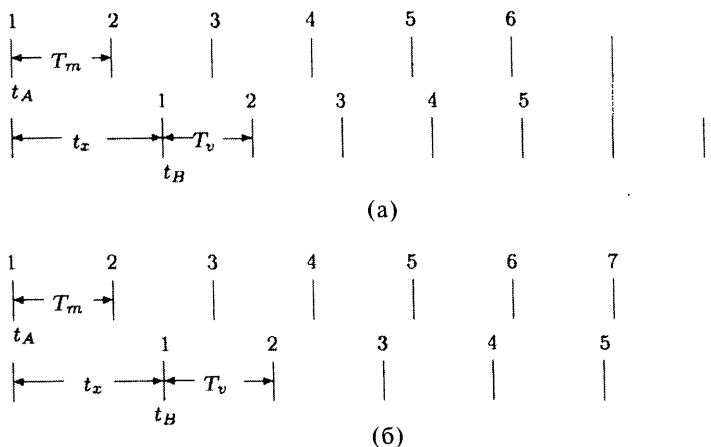


Рис. 2.5. Временные диаграммы сигналов: (а) $T_v = 0,9$ мкс, (б) $T_v = 1,1$ мкс.

$$N_v = \frac{bT_m}{\Delta T} = \frac{0,5}{0,1} = 5, \quad N_v = \frac{T_m - bT_m}{\Delta T} = \frac{1 - 0,5}{0,1} = 5.$$

Таким же образом из уравнений (2.4) и (2.6) получаем, что N_m для двух случаев равно 6 и 7. Вывод: значения, полученные теоретически и из временных диаграмм, совпали.

Пример 2.3.

Пусть период основного генератора равен 10,006 мкс, а период вспомогательного — 10,001 мкс. Измеряемый интервал времени равен 1410,05 мкс. Требуется определить показания основного и вспомогательного счетчиков и полное время измерений.

Решение: Можно записать, что:

$$\frac{t_x}{T_m} = \frac{1410,05}{10,006} = 140 + 0,921.$$

Если $t_x / T_m = a + b$, то $a = 140$, а $b = 0,921$. Используя уравнение (2.3), получим:

$$N_v = \frac{0,921 \times 10,001}{0,005} = 1842,$$

а из уравнения (2.4) находим:

$$N_m = \frac{1410,05 + 1842 \times 10,001}{10,006} = 1842$$

и полное время измерений:

$$t_m = N_m T_m = 1842 \times 10,006 = 18431,892 \text{ мкс}.$$

2.3.1. Измерение интервалов времени, меньших длительности периода тактового генератора

В этом случае $a = 0$, $t_x = bT_m$. Следовательно, используя уравнения (2.3) и (2.5), получим:

$$t_x = N_v(T_m - T_v), \quad T_m > T_v, \quad (2.7)$$

$$t_x = T_m - N_v(T_v - T_m), \quad T_m < T_v. \quad (2.8)$$

Заметим, что здесь показания счетчика основных импульсов N_m не требуются, поэтому этот счетчик может быть исключен из схемы на рис. 2.4(а). На основе выражения (2.7) спроектирована схема для измерения пикосекундных интервалов времени, показанная на рис. 2.6 [Bowman & Whitehead, 1977].

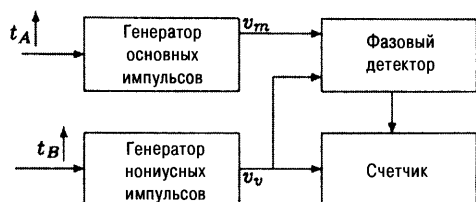


Рис. 2.6. Система измерения пикосекундных интервалов времени.

В этой системе в качестве схемы для определения совпадений импульсов используется фазовый детектор. Зная показания счетчика, из уравнения (2.7) можно точно рассчитать значение интервала времени t_x . Чем меньше будут различаться длительности периодов двух генераторов, тем больше импульсов нониусного генератора посчитает счетчик. Сле-

довательно, величина t_x будет измерена с большей точностью. Но сближать значения длительностей периодов двух генераторов нельзя до бесконечности, во избежание либо неоправданно большого времени измерения, либо неразличимости частот двух генераторов.

2.3.2. Разрешающая способность

Разрешающая способность измерительного устройства определяет минимальный интервал времени, который можно измерить. Очевидно, что минимальное значение времени будет получено, если счетчик сосчитает только один импульс, т.е. $N_v = 1$. Следовательно, используя уравнение (2.7), получим:

$$R = \Delta T = T_m - T_v = \frac{1}{f_m} - \frac{1}{f_v}. \quad (2.9)$$

Тогда,

$$t_x = N_v R = N_v \left(\frac{1}{f_m} - \frac{1}{f_v} \right). \quad (2.10)$$

Разрешающая способность улучшается при уменьшении ΔT , однако при этом увеличивается полное время измерений t_m .

Разрешающая способность вышеописанной системы измерений в основном зависит от дрейфа частот генераторов и порогового напряжения компаратора, используемого в качестве фазового детектора [Bowman & Whitehead, 1977].

Зависимость разрешающей способности от дрейфа частоты генератора

Из уравнения (2.10) можно найти погрешность измерения интервала t_x , связанную с изменением частоты f_m на величину df_m :

$$dt_x = -\frac{N_v}{f_m^2} df_m.$$

Поскольку $f_m \approx f_v = f$, максимальная погрешность из-за изменения частот обоих генераторов будет приблизительно равна $(2N_v/f^2)df$. Также считается, что оба генератора имеют одинаковый дрейф частот. Так как максимально допустимая погрешность не может быть выше разрешающей способности R , можно записать:

$$R = dt_x = \frac{2N_v}{f^2} df.$$

Подставив сюда уравнение (2.10), получим выражение:

$$R = \frac{2t_x}{Rf^2} df.$$

Решаем это уравнение относительно параметра R и получаем искомую зависимость:

$$R = \frac{\sqrt{2t_x df}}{f}. \quad (2.11)$$

Зависимость разрешающей способности от параметров фазового детектора

На практике разрешающая способность сильно зависит от параметров фазового детектора. Максимальная разрешающая способность достигается, когда фазовый детектор реагирует на изменение фаз между двумя частотными сигналами за время одного периода. Такой фазовый детектор может быть построен на основе быстродействующего компаратора напряжений. Выходной сигнал компаратора равен логической «1», пока разность напряжения на его входах превышает пороговое напряжение. Поэтому при совпадении фаз входных сигналов фаза выходного сигнала перевернется на 180° . Если следом за компаратором установить D-триггер, непрерывно тактируемый нониусными импульсами, то в момент нулевой разности фаз входных сигналов на его выходе появится одиночный импульс. Однако на практике

форма импульсов не является идеально прямоугольной, поэтому передние и задние фронты основных и нониусных импульсов можно представить в виде синусоидальных сигналов, т.е. соответственно:

$$\begin{aligned}v_m &= A \sin \omega_m t, \\v_v &= A \sin (\omega_v t - \phi).\end{aligned}$$

Для оценки разрешающей способности считаем, что временной интервал t_x может быть измерен за один период основного генератора. Тогда входной сигнал компаратора можно выразить как:

$$D = v_m - v_v = A \sin \omega_m t - A \sin (\omega_v t - \phi).$$

Полагая, что:

- момент совпадения фаз происходит в конце периода, т.е. при $\omega_m t = 2\pi$.
- в окрестности момента совпадения фаз величина сигналов мала, т.е. $\sin x \approx x$,

для момента совпадения фаз можно записать:

$$\begin{aligned}D &= A \sin 2\pi - A \sin ((\omega_v / \omega_m) 2\pi - \phi) \approx A \sin \phi \approx A \phi = \\&= A 2\pi \frac{R}{T_m} = 2\pi f_m A R.\end{aligned}$$

Так как минимальная разрешающая способность будет при равенстве D пороговому напряжению компаратора V_p , то справедливо

$$V_t = D = 2\pi f_m A R.$$

Отсюда,

$$R = \frac{V_t}{2\pi A f_m}. \quad (2.12)$$

Реальная разрешающая способность будет равна максимальному из значений, полученных из уравнений (2.11) и (2.12).

Пример 2.4.

Пусть максимальное значение измеряемого интервала равно 10 нс, частота генераторов — 75 МГц \pm 0,5 кГц, пороговое напряжение компаратора — 2 мВ, амплитуда импульсов обоих генераторов — 350 мВ. Требуется определить разрешающую способность такой системы измерения временных интервалов.

Решение: Из уравнения (2.11), получим:

$$R = \frac{\sqrt{2 \times 10 \times 10^{-9} \times 500}}{75} \times 10^6 \text{ с} = 42 \text{ пс},$$

а из уравнения (2.12):

$$R = \frac{2 \times 10^{-3}}{2\pi \times 350 \times 10^{-3} \times 75 \times 10^6} \text{ с} = 6 \text{ пс.}$$

Следовательно, реальная разрешающая способность такой системы будет равна ≈ 50 пс.

2.3.3. Моменты, на которые необходимо обращать внимание при измерении временных интервалов

При проектировании систем для измерения временных интервалов необходимо учитывать следующие моменты [Bowman&Whitehead, 1977]:

1. Для уменьшения ошибок, связанных с временными задержками, все компоненты системы должны быть быстродействующими.
2. Необходимо предусмотреть экранирование генераторов друг от друга для предотвращения синхронизации их сигналов.
3. Перед началом работы таким системам требуется время выхода на режим (обычно, не меньше часа). Температура окружающей среды должна поддерживаться постоянной. При получении запускающего сигнала генераторы должны мгновенно начинать вырабатывать импульсы заданной амплитуды и частоты. Не должно быть дрейфа частоты генераторов, связанного со временем и температурой. В таких системах лучше использовать кварцевые генераторы, обладающие высокой добротностью резонансного контура или генераторы с временной задержкой.
4. В системе должны применяться только экранированные провода, а генераторы должны иметь разные источники питания.

2.4. Измерение интервала времени при наличии ограничений

До этого рассматривались только ситуации, при которых событие *A* происходит раньше события *B*. На интервал между двумя событиями не накладывалось никаких ограничений. (Единственное ограничение — это емкость счетчика, применяемого в системе, т.к. после заполнения, счетчик сбрасывается, и счет начинается опять с нуля). Но на практике порядок появления двух событий часто бывает неизвестен. В этих случаях схема на рис. 2.2. работать не будет. Альтернативная ей схема приведена в следующем разделе [Rathore, 2000].

2.4.1. Произвольный порядок появления событий

Рассмотрим схему, показанную на рис. 2.7(а). В начале работы оба D-триггера устанавливаются в «0» состояние при помощи сигнала «СБРОС». Прин-

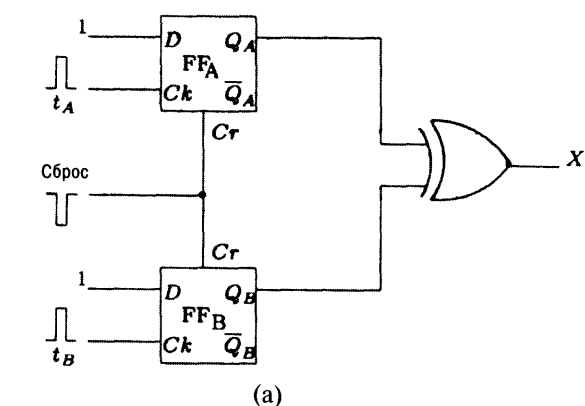
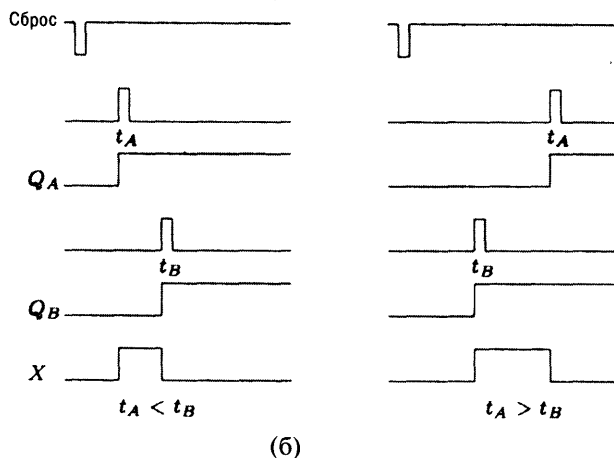


Рис. 2.7. (а) Схема для измерения интервала времени для случая произвольного порядка появления событий, (б) временная диаграмма сигналов.



цип работы схемы не требует особых объяснений. Из временных диаграмм сигналов (рис. 2.7(б)) видно, что здесь неважен порядок появления событий A и B , на выходе схемы всегда будет сформирован импульс длительностью $|t_A - t_B|$.

Если важен порядок появления событий, эта схема требует некоторых дополнений, показанных на рис. 2.8 [Rathore, 2000].

Напомним два свойства логической схемы «ИЛИ-НЕ» с двумя входами A и B :

- (1) Если $A = 1$, выходной сигнал равен 0 вне зависимости от B .
- (2) Если $A = 0$, выходной сигнал равен \bar{B} .

В начальный момент времени триггеры FF_A , FF_B и FF_C сброшены в «0» состояние. Следовательно, на входы схем «ИЛИ-НЕ» A и B будут поданы «1», а, значит, в соответствии со свойством (1), выходные сигналы N_A и N_B также равны «0». Сигналы на выходах логических схем «И», соответственно, тоже нулевые, и не один из светодиодов не горит.

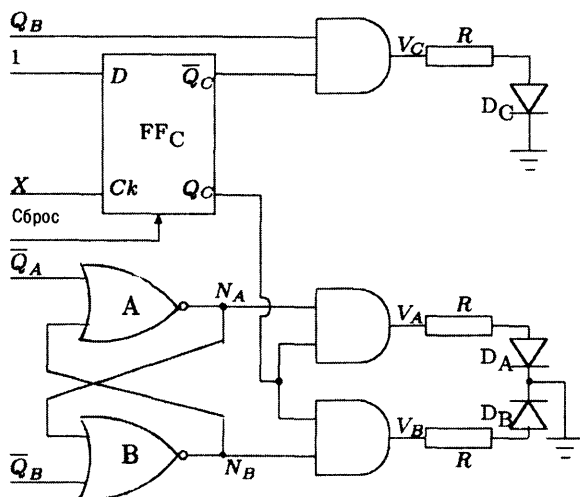


Рис. 2.8. Схема для определения порядка появления двух событий.

Рассмотрим случай, когда событие A приходит первым, в момент времени t_A . При этом сигналы Q_A , X и Q_C будут равны «1». Согласно свойству (2), N_A станет «1», так как сигнал Q_B остается нулевым. Теперь выходной сигнал V_A переключается в «1», и светодиод D_A загорается.

После этого, когда бы не произошло событие B , сигнал N_A останется равным «1», и, следовательно, согласно свойству (1) N_B останется нулевым, и светодиод D_A продолжит гореть. Аналогично этому, если событие B произойдет первым в момент времени t_B , загорится только светодиод D_B .

Если два события A и B произойдут одновременно, один из входов обеих схем «ИЛИ-НЕ» будет равен «0», и, в соответствии со свойством (2):

$$N_A = \overline{N_B}.$$

Однако сигналы X и Q_C остаются нулевыми, следовательно, V_C станет равным «1», а V_A и V_B — «0». Отсюда видно, что будет гореть только светодиод D_C .

2.4.2. Измерение временного интервала предельной длительности

Иногда на практике требуется, чтобы длительность импульса t_0 на выходе схемы измерения интервала времени определялась следующей зависимостью:

$$t_o = \begin{cases} t_x = t_B - t_A, & \text{если } t_x \leq T \\ T, & \text{если } t_x > T \end{cases}, \quad (2.13)$$

показанной на рис. 2.9.

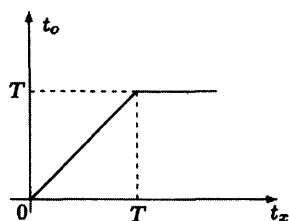


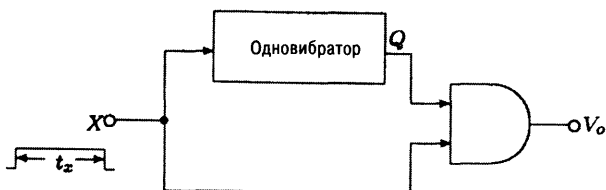
Рис. 2.9. Зависимость ширины импульса от времени.

Заметим, что подобную зависимость имеет аналоговый дифференциальный усилитель с единичным коэффициентом усиления:

$$V_o = \begin{cases} V_d = V_B - V_A, & \text{если } V_d \leq V_{\text{насыщения}} \\ V_{\text{насыщения}}, & \text{если } V_d > V_{\text{насыщения}} \end{cases} \quad (2.14)$$

По этой аналогии величина T может быть названа *предельной длительностью импульса*. Ее также называют *пороговым временем* [Kartalopoulos, 1977].

На рис. 2.10 показана схема, реализующая зависимость (2.13) [Rathore, 2000]. Нарисовав временную диаграмму сигналов, можно проверить, что это именно так.



Практическая схема

Рис. 2.10. Схема, реализующая зависимость (2.13).

На рис. 2.11 приведена практическая схема, для которой выполняется зависимость (2.13) и учитывается порядок появления событий. Сброс всей схемы происходит при замыкании переключателя S_C , а появление событий A и B имитируется замыканием ключей S_A и S_B . Длительность импульса X задается потенциометром.

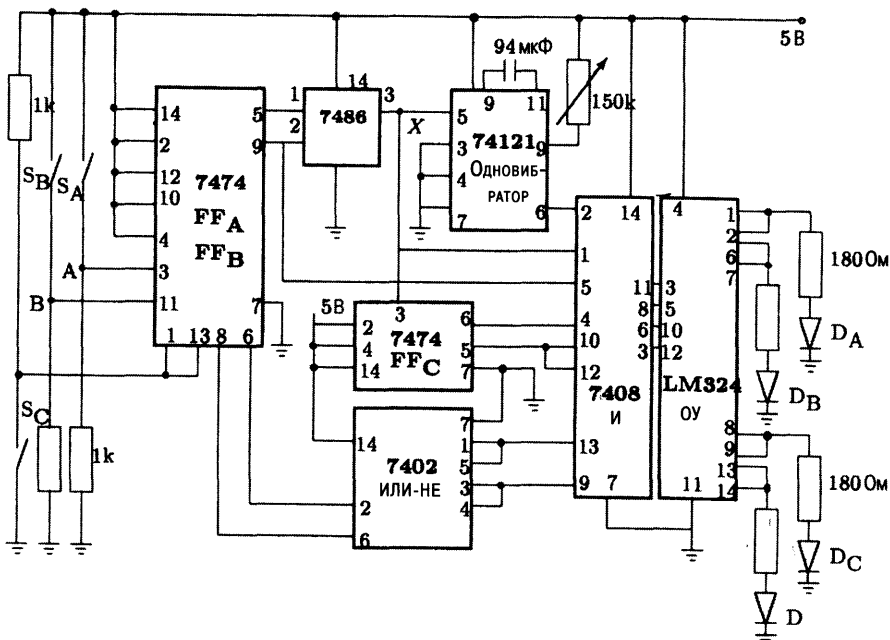


Рис. 2.11. Практическая схема, реализующая зависимость (2.13).

тельность импульса T регулируется при помощи переменного потенциометра на 150 кОм. Операционный усилитель LM 324 используется в качестве буферного устройства для управления светодиодами. Светодиод D показывает текущий уровень выходного сигнала (ВЫСОКИЙ/НИЗКИЙ). Вся схема работает от источника питания 5 В.

Другой вариант схемы для измерения временного интервала между двумя событиями с предельной длительностью импульса приведен в задаче 2.12 [Kartalopoulos, 1977].

2.5. Измерение длительности периода

Для измерения периода T периодического сигнала подходит схема широтно-импульсного преобразователя, показанная на рис. 2.12(а). Временные диаграммы сигналов приведены на рис. 2.12(б).

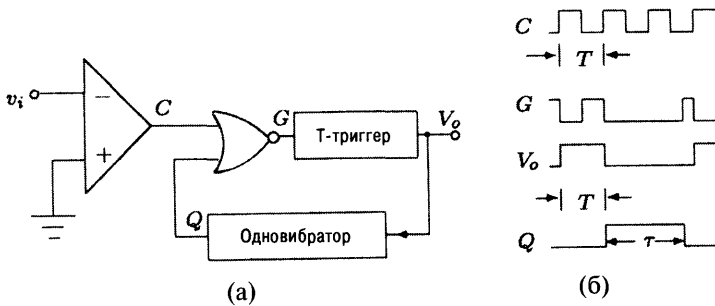


Рис. 2.12. (а) Широтно-импульсный преобразователь, (б) временные диаграммы сигналов.

Сначала сигнал v_i преобразуется в последовательность положительных импульсов C при помощи компаратора, срабатывающего при переходе сигнала через нулевой уровень. Очевидно, что период этих импульсов совпадает с периодом исходного сигнала. В начальный момент времени на выходе одновибратора Q установлен нулевой уровень. Поэтому выходной сигнал G схемы «ИЛИ-НЕ» повторяет инвертированный сигнал C . В результате этого на выходе Т-триггера формируется импульс V_0 , длительность которого равна периоду входного сигнала. Задний фронт V_0 запускает одновибратор, вырабатывающий импульс длительностью τ . На время этого импульса схема «ИЛИ-НЕ» будет закрыта. По окончании импульса Q схема готова к очередным измерениям. Время τ должно быть больше желательного времени отображения результатов измерения на дисплее. Таким образом, измерительная система, построенная на базе этой схемы, будет отображать значения длительности периода входного сигнала через определенные промежутки времени. Схема для единичного измерения периода сигнала будет рассмотрена в задаче 2.14.

2.5.1. Измерение емкости

Многие генераторы формируют периодические сигналы, период которых определяется выражением: $KR_{eq}C$, где K — константа, R_{eq} — эквивалентное сопротивление, а C — емкость единственного конденсатора, используемого в схеме [Graeme et al, 1971]. Если величина C неизвестна, ее можно определить цифровым методом через измерение периода сигнала, как описано в предыдущем разделе. Если подобрать сопротивление цепи таким, чтобы $KR_{eq} = 10^n$, цифровые показания прибора будут соответствовать величине измеряемой емкости в мкФ. Отметим, что при этом методе измерения емкости нельзя использовать генератор синусоидальных колебаний.

Также можно спроектировать одновибратор, длительность выходного импульса τ которого будет пропорциональна $R_{eq}C$, где C — емкость единственного в схеме конденсатора [Taub&Schilling, 1977]. Таким образом, величину C можно определить при помощи измерения τ по вышеописанной схеме. Иногда можно вообще обойтись без широтно-импульсного преобразователя, как показано на рис. 2.12(а), так как сам одновибратор может выполнить его функцию.

2.6. Измерение фазы

2.6.1. Требования к идеальному измерителю фазы

Идеальный фазометр должен обладать следующими характеристиками [Bell&Leedham, 1962]:

1. Высокой разрешающей способностью и точностью.
2. Отсутствием погрешностей, вносимых гармониками.
3. Простотой установки. Все начальные установки и регулировки должны быть простыми и относительно долговременными. Фазометр не должен нуждаться в подстройке параметров при изменении либо амплитуды, либо частоты входного сигнала.
4. Способностью различать фазовые углы опережения и запаздывания.
5. Широким частотным диапазоном, если он предназначен для общего использования.
6. Точность фазометра не должна снижаться по крайней мере в диапазоне частот от 0 до 500 кГц (это минимальный верхний предел).

2.6.2. Измерение фазы через измерение времени

Пусть $v_r(t)$ — опорный сигнал, а $v_p(t)$ — сигнал со сдвигом фаз относительно первого. Эти сигналы изображены на рис. 2.13.

Разность фаз между двумя сигналами может быть выражена в виде:

$$\phi^\circ = 360\left(\frac{t}{T}\right), \quad (2.15)$$

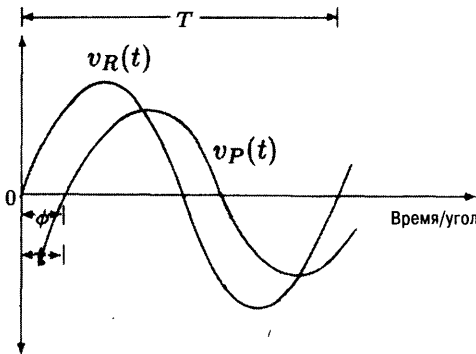


Рис. 2.13. Фазовые отношения двух сигналов.

ным способом. Для измерения значений t и T , переключатель устанавливается, соответственно, в положение А и В. Триггер запускается по положительному перепаду входных сигналов.

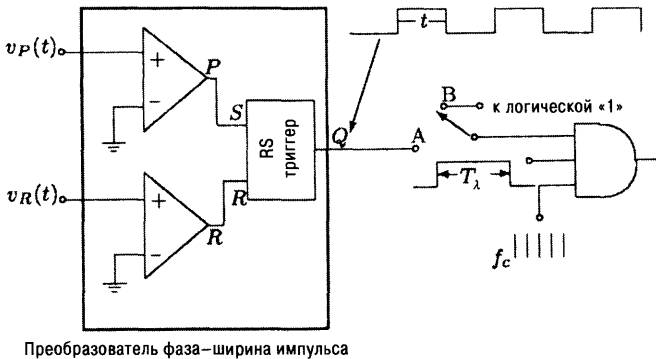


Рис. 2.14. Измерение параметров t и T .

2.6.3. Прямое измерение фазы

Необходимость выполнения арифметических операций является недостатком вышеописанного метода. Было бы лучше, если на выходе системы значение фазы сигнала отображалось сразу в градусах. Это достаточно просто реализовать, если применить *метод подбора частоты*. В предыдущем методе, количество тактовых импульсов, посчитанных за интервал t , равно:

$$N = f_c t.$$

Подставив сюда выражение (2.15), получим:

$$N = \left[\frac{f_c}{360f} \right] \phi. \quad (2.16)$$

Отсюда видно, что число тактовых импульсов пропорционально фазовому углу ϕ . Следовательно, если отношение (f/f_c) выбрать равным $3,6 \times 10^n$,

показания прибора будут выдаваться непосредственно в градусах, поскольку в этом случае $N = 10^{n-2}\phi$.

Хотя ϕ не изменяется с частотой, количество посчитанных импульсов N зависит от нее. Следовательно, при изменении частоты при измерении фазы будет появляться погрешность, называемая *частотной ошибкой* ϵ_f . Пусть изменение частоты от f до f_1 приведет к изменению количества посчитанных импульсов от N до N_1 , тогда, используя выражение (2.16), можно записать:

$$\epsilon_f = \left[\frac{N_1}{N} - 1 \right] \times 100. \quad (2.17)$$

2.6.4. Автоматический метод измерения фазы

Далее рассмотрим метод, имеющий погрешность измерения ± 1 тактовый импульс. Эта погрешность связана с тем, что момент начала разрешающего счет сигнала может совпасть с тактовым импульсом, это приведет к некоторой неопределенности, так как неизвестно будет этот первый импульс посчитан или нет. Отсюда и существует возможность появления погрешности измерения, которую иногда называют ошибкой счета, равной ± 1 тактовому импульсу. Эта ошибка может быть уменьшена усреднением результатов нескольких счетных интервалов. Данный принцип положен в основу автоматического метода измерения фазы, который достаточно точно работает при работе на высоких частотах [Howard, 1966]. Для этого проводится серия из n измерений величины t в течение фиксированного интервала времени T_c . Полагая, что отношение T_c / T является целым числом, общее число посчитанных импульсов можно определить в виде:

$$N = ntf_c, \quad (2.18)$$

$$N = \left[T_c \frac{f_c}{360} \right] \phi. \quad (2.19)$$

Очевидно, что этот метод не будет зависеть от частоты до тех пор, пока произведение $T_c f_c$ равно постоянной величине. Если значение n не является целой величиной, то достаточно точные измерения этим способом возможны только при высоких частотах.

Погрешность ± 1 счетный импульс при измерении временного интервала t уменьшается с ростом числа измерений. Были проведены статистические исследования этого метода [Bell&Leedham, 1962], которые показали, что произведение $T_c f_c$ должно равняться $3,6 \times 10^5$ для обеспечения точности $\pm 1^\circ$ и $3,6 \times 10^7$ для обеспечения точности $\pm 0,1^\circ$. Так как стандартные цифровые тактовые генераторы обычно выпускаются с рабочим набором частот: 100 кГц, 1 МГц и т.д., то удобно выбирать интервалы измерения, равными 0,036, 0,36 и 3,6 секундам. Эти интервалы можно легко получить при помощи делителя частоты тактового генератора. Структурная схема такого цифрового фазометра приведена на рис. 2.15 [Howard, 1966].

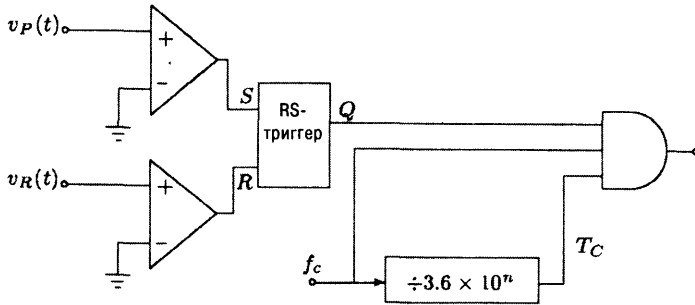
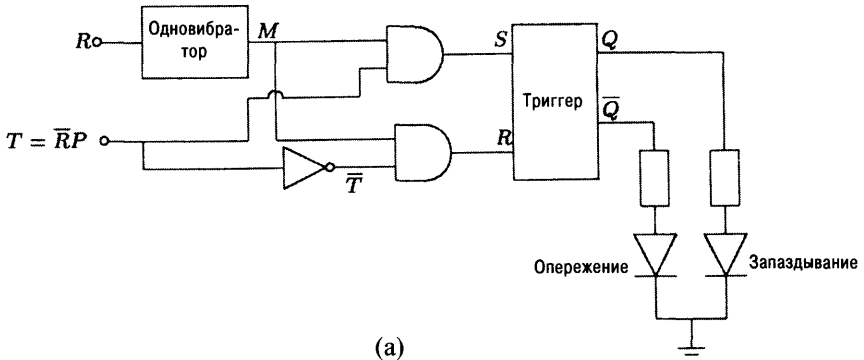
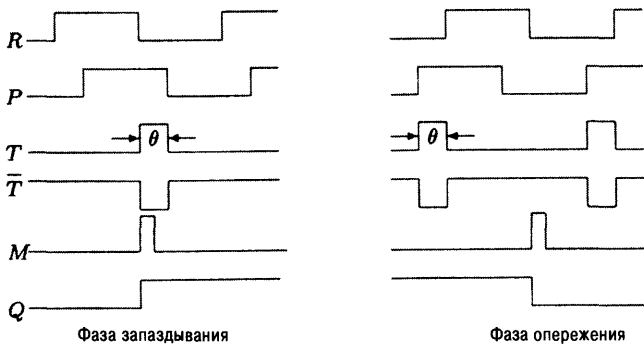


Рис. 2.15. Структурная схема цифрового фазометра накопительного типа.

На практике в некоторых случаях может потребоваться индикатор, показывающий вид фазового угла между сигналами: опережения или запаздывания. На рис. 2.16 [Pal et al, 1973] и 2.17 (см. задачи 2.24, 2.25) показаны два варианта схем, выполняющих эту процедуру. Эти две схемы могут использоваться для определения фаз трехфазных электрических сетей (см. задачу 2.26), а также порядка появления двух событий (см. задачу 2.27).



(a)



(б)

Рис. 2.16. (а) Схема для индикации опережения/запаздывания фаз при помощи логических элементов и RS-триггера, (б) временные диаграммы сигналов.

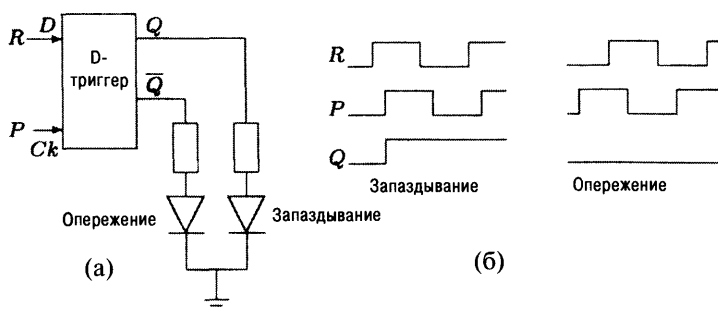


Рис. 2.17. (а) Схема для индикации опережения/запаздывания фаз при помощи D-триггера, (б) временные диаграммы сигналов.

Погрешность измерений

На точность измерения фазы влияют следующие факторы [Pal et al,1973]:

1. Компараторы нулевого уровня

Для того чтобы выходной сигнал таких компараторов изменился с «0» до «1», на их вход надо подать некоторое положительное напряжение, называемое пороговым. Если величина входного сигнала сравнима со значением порогового напряжения, или этот сигнал близок к опорному по амплитуде, неизбежно возникает ошибка измерений. Однако эта погрешность может быть минимизирована при помощи соответствующего усиления входного сигнала.

2. Высокая частота

При увеличении частоты входного сигнала, интервал времени t между моментами пересечений нулевого уровня измеряемым и опорным сигналами сокращается, следовательно, уменьшается и разность фаз между ними. Для высоких частот даже при большой разности фаз, значение t может стать сравнимым с длительностью периода тактовых импульсов. Существует понятие минимального интервала времени, поддающегося измерению, который определяется как: $t_{\min} = 1/f_c$. Отсюда найдем значение минимальной измеряемой разности фаз:

$$\phi_{\min} = 2\pi f t_{\min} \text{ радиан} = 360 \frac{f}{f_c} \text{ градусов.}$$

3. Низкая частота

При уменьшении частоты входного сигнала время измерения T_c становится сравнимым с длительностью его периода. Это также приводит к появлению ошибки измерений, которую можно минимизировать, увеличивая время T_c .

Пример 2.5.

Требуется определить минимальный фазовый угол, который можно точно измерить, если $f = 10$ кГц, а $f_c = 1$ МГц.

Решение:

$$\phi_{\min} = 360 \frac{f}{f_c} = \frac{360 \times 10^4}{10^6} = 3,6^\circ.$$

Далее, если t лежит в диапазоне $1/f_c < t < 2/f_c$, за время этого интервала будет посчитано два тактовых импульса, что будет соответствовать показанию прибора $7,2^\circ$. Отсюда видны ограничения на верхний предел частоты сигнала, фаза которого может быть измерена достаточно точно. Для уменьшения влияния этих ограничений на практике часто увеличивают частоту тактовых импульсов. При использовании в схеме ЭСЛ элементов, частота f_c может быть равной 50 МГц, что значительно расширяет верхний предел частоты сигнала.

2.6.5. Измерение фазы низкочастотного сигнала

В то время как точность предыдущего метода не снижается с увеличением частоты входного сигнала (если только она не становится сравнима с частотой тактовых импульсов), при измерении фазы низкочастотных сигналов могут возникнуть проблемы неопределенности в начале и конце счета. Это связано с тем, что тактовые импульсы не синхронизированы по фазе с входными сигналами, поэтому счетчик может пропускать импульсы либо в начале, либо в конце счетного интервала. Неопределенность может быть исключена, если сигнал разрешения счета формировать непосредственно из входного сигнала. Эта идея показана на рис. 2.18.

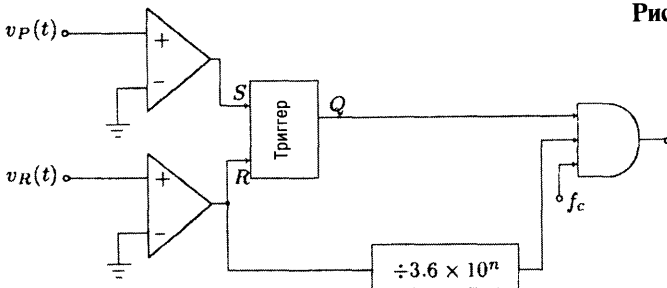


Рис. 2.18. Схема измерения фазы низкочастотного сигнала.

Анализ частотной погрешности

Так как на схеме рис. 2.18. интервал измерения T_c формируется из входного сигнала, $n = T_c/T$ является фиксированной целой величиной. Преобразовав уравнение (2.18), получим:

$$N = \frac{n}{360} \frac{f_c}{f} \phi.$$

Таким образом, N , и, соответственно, показания измерителя будут зависеть от частоты сигнала f . При любой другой частоте f , погрешность будет равна:

$$\varepsilon = \frac{N_1 - N}{N} \times 100\% = \left[\frac{n_1 f}{n f_1} - 1 \right] \times 100\%, \quad (2.20)$$

где N_1 и n_1 — значения, соответствующие частоте f_1 . Так как в рассматриваемом случае $n = n_1$, погрешность можно представить в виде:

$$\varepsilon = \left(\frac{f}{f_1} - 1 \right) \times 100\%. \quad (2.21)$$

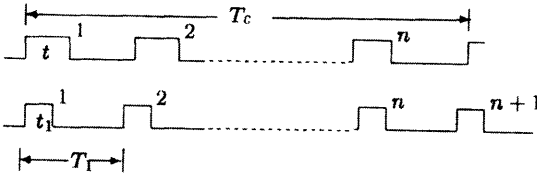


Рис. 2.19. Число счетных интервалов за время T_c при $f_1 > f$.

В предыдущем методе, где интервал измерений T_c получается путем деления тактовой частоты, T_c — фиксированная величина, но отношение T_c/T в непосредственной близости от частоты сигнала не является целой величиной. Например, если $f_1 > f$, n_1 становится

больше n на часть периода, как это показано на рис. 2.19.

Теперь подсчет импульсов ведется за время $nt_1 + (T_c - nT_1)$, а не за nt . Если в это время укладывается $(n+1)$ целый счетный импульс t_1 , то величина из измеряемого фазового угла θ лежит в следующих пределах:

$$\theta \leq 360 \frac{T_c - nT_1}{T_1} = 360 n \frac{f_1 - f}{f} = \theta_1. \quad (2.22)$$

Частотную погрешность в процентном виде можно записать как:

$$\varepsilon = \frac{(n+1)t_1 - nt}{nt} \times 100 = \left[\frac{n+1}{n} \frac{f}{f_1} - 1 \right] \times 100, \quad \theta \leq \theta_1. \quad (2.23)$$

Если $\theta > \theta_1$, время счета равно n целым интервалам длительностью t_1 и части следующего $(n+1)$ -го интервала. В этом случае погрешность в процентном виде равна:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{[nt_1 + (T_c - nT_1)] - nt}{nt} \times 100 = \\ &= \left[1 - \frac{f}{f_1} \right] \left[\frac{360}{\theta} - 1 \right] \times 100, \quad \theta > \theta_1. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Аналогично, для случая $f_1 < f$ можно найти:

$$\theta \leq 360 n \left[\frac{f_1}{f} - \frac{n-1}{n} \right] = \theta_2, \quad (2.25)$$

$$\varepsilon = \begin{cases} \frac{nt_1 - nt}{nt} \times 100 = \left[\frac{f}{f_1} - 1 \right] \times 100, & \theta \leq \theta_2 \\ \left(1 - \frac{n-1}{n} \frac{f}{f_1} \right) \left(\frac{360}{\theta} - 1 \right) \times 100, & \theta > \theta_2 \end{cases} \quad (2.26)$$

Желающие смогут это проверить в задаче 2.30.

Пример 2.6.

Измерения проводятся цифровым фазометром. Требуется нарисовать зависимость частотной погрешности от величины фазового угла θ при изменении частоты сигнала на $\pm 2\%$. Частота измеряемого сигнала равна 50 Гц, а счетный интервал $T_c = 360$ мсек. Рассмотрим два случая:

1. T_c формируется из частоты сигнала,
2. T_c формируется из частоты тактового генератора.

Решение: Рассмотрим случай увеличения частоты сигнала на 2%, т.е. новая частота стала равна 51 Гц. Если T_c формируется из частоты сигнала, то для определения погрешности воспользуемся уравнением (2.21):

$$\varepsilon = \left(\frac{f}{f_1} - 1 \right) \times 100\% = \left(\frac{50}{51} - 1 \right) \times 100 = -1,96\%. \quad (2.27)$$

Если T_c формируется из частоты тактового генератора, то для определения погрешности используем, соответственно, уравнения (2.23) и (2.24):

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \left[\frac{n+1}{n} \frac{f}{f_1} - 1 \right] \times 100 = \\ &= \left[\frac{19}{18} \times \frac{50}{51} - 1 \right] \times 100 = 3,48\%, \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\text{если } \theta \leq 360n \frac{f_1 - f}{f} = 129,6^\circ \text{ (см. уравнение (2.22))}$$

и

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \left[1 - \frac{f}{f_1} \right] \left[\frac{360}{\theta} - 1 \right] \times 100\% = \\ &= \left(1 - \frac{50}{51} \right) \left(\frac{360}{\theta} - 1 \right) \times 100\% = \\ &= 1,96 \left(\frac{360}{\theta} - 1 \right) \%, \text{ если } \theta > 129,6^\circ. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Теперь рассмотрим случай уменьшения частоты сигнала на 2%, т.е. новая частота стала равна 49 Гц. Если T_c формируется из частоты сигнала, для определения погрешности воспользуемся уравнением (2.21):

$$\varepsilon = \left(\frac{f}{f_1} - 1 \right) \times 100\% = \left(\frac{50}{49} - 1 \right) \times 100 = 2,04\%. \quad (2.30)$$

Если T_c формируется из частоты тактового генератора, для определения погрешности используются уравнения (2.21) и (2.26):

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \left(\frac{f}{f_1} - 1 \right) \times 100\% = \\ &= \left(\frac{50}{49} - 1 \right) \times 100 = 2,04\%, \text{ если } \theta \leq 360n \left[\frac{f_1}{f} - \frac{n-1}{n} \right] = 234,5^\circ \end{aligned} \quad (2.31)$$

и

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \left(1 - \frac{n-1}{n} \frac{f}{f_1} \right) \left(\frac{360}{\theta} - 1 \right) \times 100\% = \\ &= \left(1 - \frac{17}{18} \frac{50}{49} \right) \left(\frac{360}{\theta} - 1 \right) \times 100 = 3,62 \left(\frac{360}{\theta} - 1 \right) \%, \text{ если } \theta > 234,5^\circ. \end{aligned} \quad (2.32)$$

На рис. 2.20 изображена зависимость частотной погрешности от величины фазового угла, построенная при помощи уравнений (2.27) – (2.32). Из вида кривых видно, что при формировании интервала T_c при помощи измеряемого сигнала, частотная погрешность совсем не зависит от фазового угла. Можно также сделать вывод, что при таком способе формирования интервала T_c погрешность, связанная с изменением частоты входного сигнала на $\pm 2\%$, будет ниже при измерении фазовых углов θ , меньших $129,6^\circ$, и почти

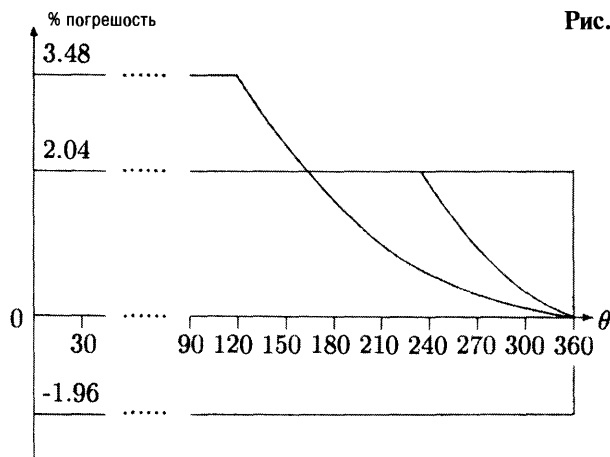


Рис. 2.20. Зависимость погрешности от величины фазового угла.

2.7. Индикатор чередования фаз в многофазных цепях

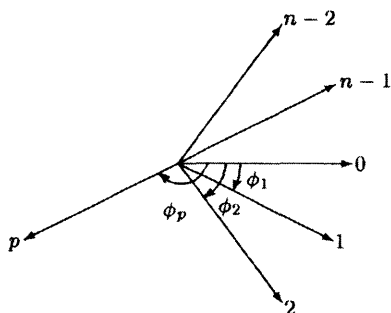


Рис. 2.22. Векторная диаграмма сбалансированного n -фазного источника напряжений.

На рис. 2.22 показана векторная диаграмма сбалансированного n -фазного источника синусоидального напряжения. Вектор одной из фаз сигнала выбирается в качестве опорного, и обозначается нулевым, тогда остальные векторы маркируются как $1, 2, \dots, p, \dots, n-1$. Угол между двумя соседними фазами равен $360/n$ градусов, соответственно, угол запаздывания p -ой фазы определяется как:

$$\phi_p = p \frac{360}{n}. \quad (2.33)$$

Временные диаграммы сигналов опорной и p -ой фазы показаны на рис. 2.23. Здесь T_p — интервал времени от начала отсчета до момента первого пересечения нулевого уровня сигналом p -ой фазы из отрицательной области значений в положительную. Отсюда следует, что

$$\phi_p = 360 \frac{T_p}{T}. \quad (2.34)$$

Из уравнений (2.33) и (2.34) получаем:

$$p = \frac{nT_p}{T}. \quad (2.35)$$

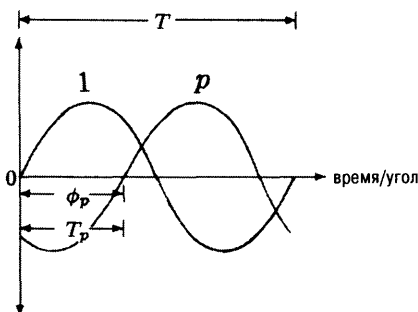


Рис. 2.23. Временные диаграммы сигналов.

Уравнение (2.35) может использоваться для детектирования порядка чередования фаз при помощи микроконтроллера [Rathore, 2000]. Сначала измеряется T и T_p для всех фаз ($p=1, \dots, n-1$), а потом определяются номера фаз по уравнению (2.35).

Так как p — целое число, то и правая часть выражения (2.35) тоже должна быть целой величиной. Однако после вычислений при помощи микроконтроллера результат может оказаться нецелым, в этом случае, он округляется до ближайшего целого значения. Порядок чередования всех фаз определяется относительно опорной фазы, поэтому важно внимательно отнестись к выбору нулевой фазы.

Существует другой метод определения порядка чередования фаз, в котором определяется интервал времени t_p от начала отсчета до момента первого пересечения нулевого уровня сигналом p -ой фазы из отрицательной области значений в положительную или из положительной в отрицательную [Sarkar et al, 1996]. Здесь

$$T_p = t_p + \delta \frac{T}{2},$$

где $\delta = 0$, если первое пересечение нулевого уровня произошло из отрицательной в положительную область значений, и $\delta = 1$, если первое пересечение соответствует переходу сигнала из положительной области в отрицательную. Таким образом, уравнение (2.35) можно записать в виде:

$$p = \frac{n}{T}(t_p + \delta \frac{T}{2}) = n \frac{t_p}{T} + \delta \frac{n}{2}. \quad (2.36)$$

Выражение для p теперь представляет собой сумму из двух слагаемых, что немного усложняет программное обеспечение.

В случае несбалансированной многофазной системы положение разных фаз относительно опорной фазы может быть определено при измерении фазовых углов, при помощи уравнения (2.33).

2.8. Измерение интервала времени между двумя событиями, определяемыми уровнями напряжения

В этом разделе будет рассмотрен способ измерения интервала времени $[t_1, t_2]$ между моментами достижения монотонно изменяющимся сигналом уровней напряжения V_H и V_L , соответственно. На рис. 2.24(а) показан пример сначала монотонно возрастающего, а потом монотонно убывающего напря-

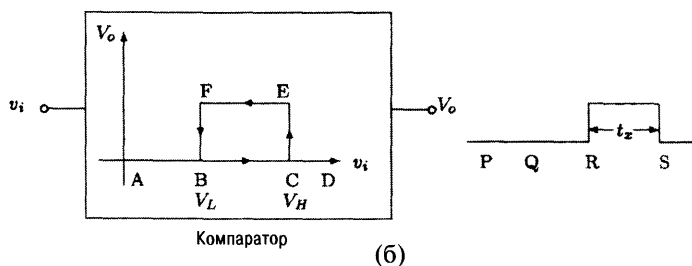
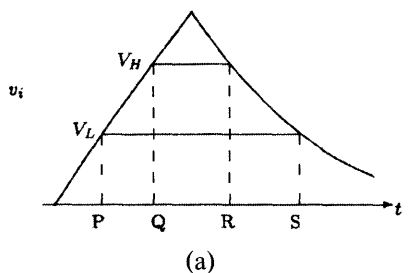


Рис. 2.24. (а) Временная диаграмма входного напряжения v_i , (б) схема измерения интервала времени между двумя событиями.

жения v_i . Сначала мы рассмотрим монотонно убывающий сигнал. Один из возможных вариантов схемы для измерения интервала времени, определяемого уровнями напряжения, показан на рис. 2.24(б). Из рисунка видно, что передаточная функция компаратора при возрастании входного сигнала определяется траекторией ABCD, а при убывании v_i — DCEFBA.

Пример такого компаратора приведен на рис. 2.25(а). На рис. 2.25(б) приведены соответствующие временные диаграммы сигналов. Для монотонно возрастающего сигнала на логический вентиль вместо Q надо подавать обратный ему сигнал. Другой вариант схемы будет приведен в задаче 2.36.

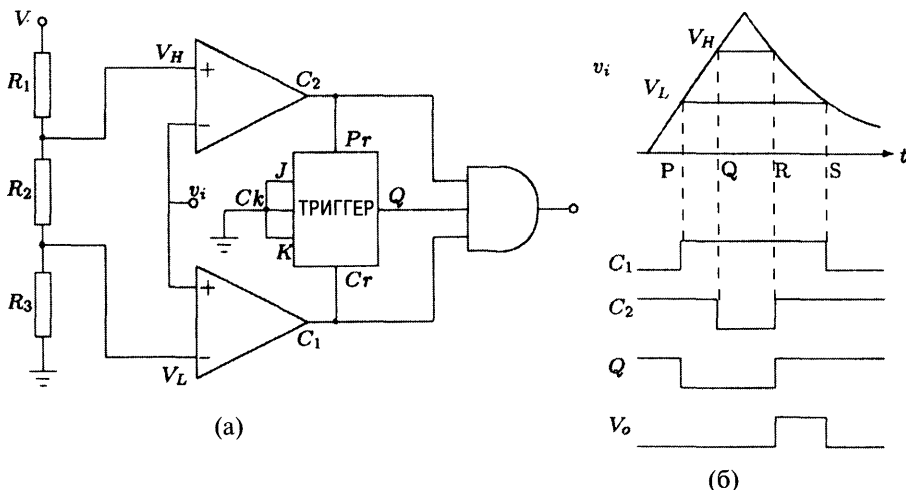


Рис. 2.25. (а) Практическая схема компаратора с передаточной функцией, показанной на рис. 2.24(б), (б) Временные диаграммы сигналов.

2.8.1. Измерение постоянной времени

Рассмотрим измерение постоянной времени τ сигнала, представленного в виде экспоненциальной функции:

$$v(t) = Ee^{-t/\tau}, \quad (2.37)$$

где E — значение сигнала $v(t)$ в начальный момент времени $t = 0$. Пусть значения сигнала в моменты времени T_1 и T_2 будут равны:

$$v(T_1) = Ee^{-T_1/\tau} = V_H, \quad v(T_2) = Ee^{-T_2/\tau} = V_L.$$

Разделив эти выражения друг на друга, получим:

$$\frac{V_H}{V_L} = e^{(T_2 - T_1)/\tau}.$$

Решим это уравнение относительно τ .

$$\tau = \frac{T_2 - T_1}{\log_e [V_H / V_L]}, \quad (2.38)$$

считая, что

$$\frac{V_H}{V_L} = e,$$

получим

$$\tau = (T_2 - T_1).$$

Значит, постоянная времени τ определяет время, за которое сигнал, описываемый функцией (2.37), уменьшится в e раз, т.е. его значение изменится от V_H до V_H / e . Следовательно, постоянная времени может быть определена через измерение интервала между двумя моментами, в которые функция $v(t)$ достигает значений V_H и V_H / e . Таким образом, для измерения постоянной времени τ можно использовать схему на рис. 2.25, если сигнал $v_i(t)$ заменить на экспоненту $v(t)$ и отрегулировать напряжение V_L так, чтобы выполнялось условие: $V_L = V_H / e$.

2.8.2. Точные измерения малых значений постоянной времени

Вышеописанный метод пригоден для измерения средних значений постоянной времени τ . Для малых значений τ приходится учитывать технологические временные задержки в логических элементах схемы. На рис. 2.26 приведена модифицированная схема для измерения малых значений постоянной времени [Arque et al, 1974].

По этой схеме надо отметить следующие моменты [Arque et al, 1974]:

1. Сигнал $v(t)$ подается на инвертирующие входы обоих быстродействующих компараторов. Это минимизирует погрешность при формировании ширины выходного импульса, возникающую из-за различных значений времен переключения между логическими уровнями в компараторах.
2. Для повышения помехоустойчивости гистерезис в передаточной характеристике компараторов формируется при помощи положительной обратной связи.
3. Логический элемент «НЕ» G_1 вносит некоторую задержку при переключении уровня сигнала с «1» в «0», которая затем компенсируется схемой «И» G_2 при обратном переходе от «0» в «1».
4. Сигналы V_H и V_L формируются из одного источника опорного напряжения V_R , поэтому они получаются связанными по постоянному току через неинвертирующие входы компараторов. Поэтому переход сигнала C_1 из «0» в «1» может повлиять на уровень напряжения V_R . Для устранения этого эффекта либо уменьшают выходной импеданс источника V_R , либо используют буферное устройство.

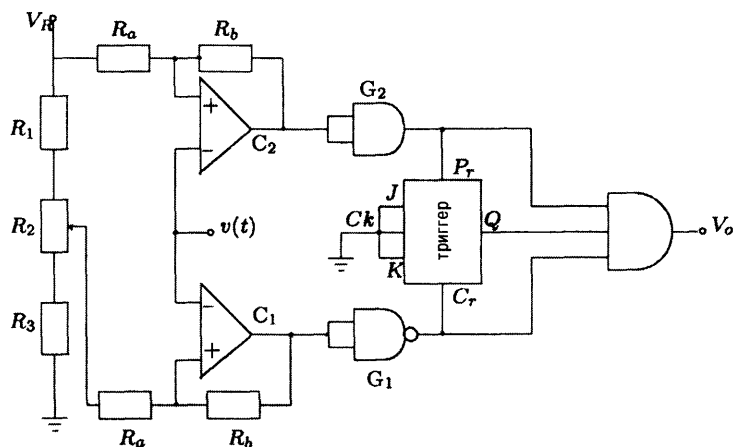


Рис. 2.26. Схема для точных измерений постоянной времени.

Для точной настройки уровня напряжения V_R/e последовательно с двумя постоянными резисторами R_1 и R_3 ставят небольшое переменное сопротивление R_2 .

2.9. Измерение емкости конденсатора

Определение емкости по экспоненциальной зависимости разряда конденсатора

В этом разделе будет описано, как можно применить метод измерения постоянной времени для определения величины емкости конденсатора. Для этого конденсатор неизвестной емкости C_x размещается либо в последовательной, либо в параллельной RC цепи (рис. 2.27). На выходе этих схем формируется экспоненциально убывающий сигнал напряжения, который и используется для определения величины емкости. Из рис. 2.27 видно, что для получения экспоненциального сигнала на выходе параллельной RC цепи необходимо сначала замкнуть ключ S в момент времени T_1 , а потом разомкнуть его в момент T_2 . Таким образом, экспонента появится на выходе схемы только в момент времени T_2 . В последовательной RC цепи экспоненциально убывающий сигнал появится в момент времени T_1 , как только будет замкнут ключ S .

Постоянная времени сформированного таким способом экспоненциального сигнала может быть измерена при помощи схемы на рис. 2.25(а). Так как в этом случае не будет экспоненциально возрастающей ветви входного сигнала, потребуется применение специального оконного компаратора, передаточная характеристика которого приведена на рис. 2.28. Для этого из компаратора, схема которого приведена на рис. 2.25(а), нужно убрать JK-триггер. Если выбрать значение резистора R , равным 10^n , пока-

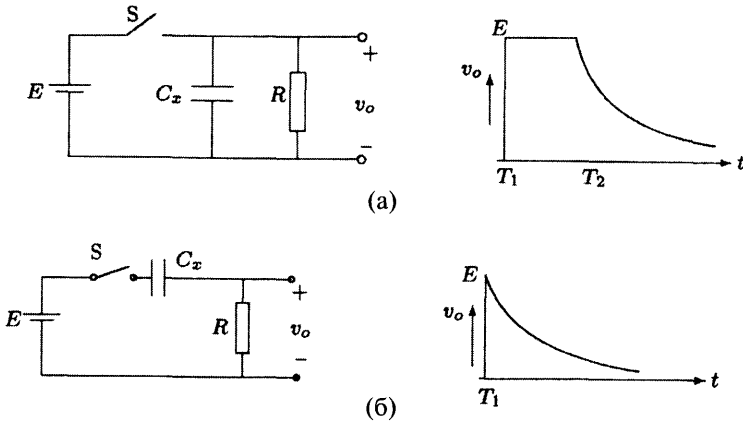


Рис. 2.27. Схема формирования экспоненциально убывающего сигнала: (а) параллельная RC цепь, (б) последовательная RC цепь.

зания прибора будут соответствовать емкости неизвестного конденсатора в микрофарадах. Необходимо помнить, что при таких измерениях требуется задавать V_H так, чтобы выполнялось условие: $V_H/V_L = e$.

В вышеописанном методе измерения емкости вместо оконного компаратора можно использовать триггер Шмитта, характеристика которого показана на рис. 2.29. Далее будет показано, что таймер 555 ведет себя как триггер Шмитта, если сигнал v_i подается на его входы 2 и 6, а выходной сигнал v_o снимается с выхода 3, в соответствии с рис. 2.30(а) [Rathore, 1984].

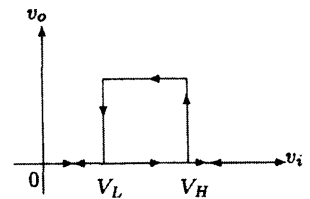


Рис. 2.28. Передаточная характеристика оконного компаратора.

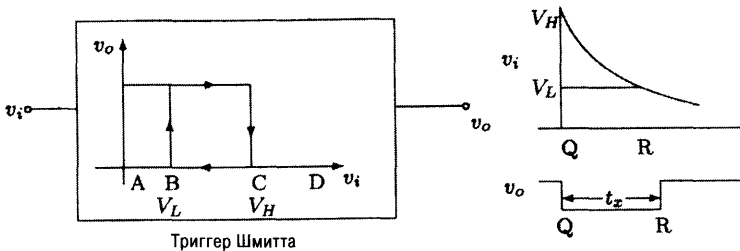


Рис. 2.29. Измерение емкости при помощи триггера Шмитта.

Принципиальная схема таймера 555 показана на рис. 2.30(б), а на рис. 2.30(в) приведена диаграмма его работы. Отметим, что здесь пороговые напряжения компараторов C_1 и C_2 соответственно равны $(1/3)V_{CC}$ и $(2/3)V_{CC}$. Диаграммы сигналов на входах RS-триггера соответствуют показанным на рисунке. Остается определить выходной сигнал Q .

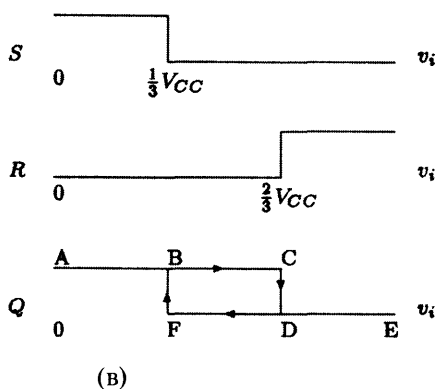
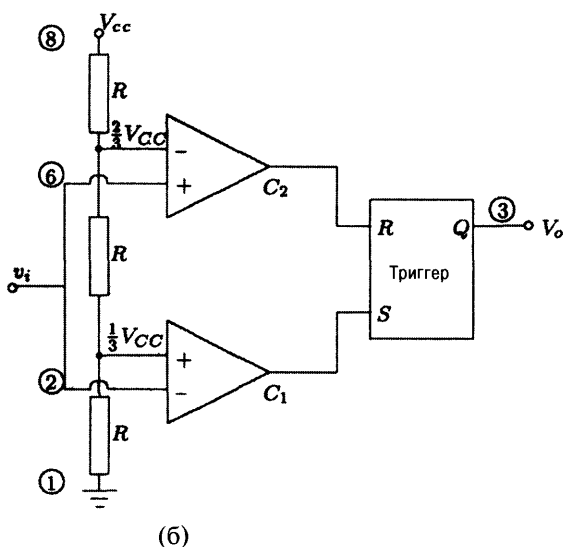
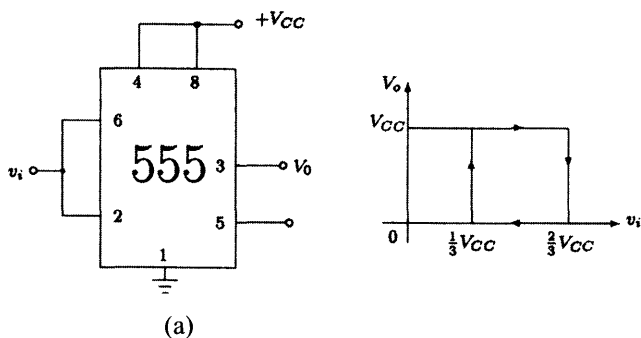


Рис. 2.30. (а) Триггер Шмитта, построенный на таймере 555, (б) принципиальная схема таймера, (в) диаграмма работы.

Предположим, что значение входного сигнала v_i не превышает $(1/3)V_{CC}$. Так как сигналы на входах R и S равны, соответственно, «0» и «1», сигнал на выходе Q будет равен «1». Если $(1/3)V_{CC} \leq v_i \leq (2/3)V_{CC}$, оба сигнала R и S будут равны «0», следовательно, Q останется равным «0». Когда $v_i > (2/3)V_{CC}$, сигнал R будет равен «1», а сигнал S — «0», тогда Q станет равным «0». Таким образом, при возрастании входного сигнала v_i , изменение выходного сигнала Q соответствует траектории ABCDE. Аналогично можно показать, что при уменьшении входного сигнала от значения $(2/3)V_{CC}$, изменение выходного сигнала Q будет соответствовать траектории EDFBA. Очевидно, что при таком включении таймер 555 ведет себя как триггер Шмитта с уровнями переключения $(1/3)V_{CC}$ и $(2/3)V_{CC}$.

На рис. 2.31 приведена модифицированная схема триггера Шмитта на базе таймера 555. Преимущество этой схемы — гибкость регулировки уровней переключения триггера. Из рисунка видно, что верхняя точка срабатывания определяется напряжением V_H , а нижняя точка срабатывания задается уровнем $(1/2)V_H$. Пороговое напряжение на входе 2 равно:

$$v_2 = (1 - \alpha)v_i + \alpha V_{CC}.$$

Когда $v_i = V_L$, v_2 должно равняться $V_H / 2$. Тогда

$$\frac{V_H}{2} = (1 - \alpha)V_L + \alpha V_{CC}.$$

Выразив отсюда α , получим:

$$\alpha = \frac{V_H / 2 - V_L}{V_{CC} - V_L}.$$

Следовательно, регулируя α , можно получить любые значения V_H и V_L .

На рис. 2.32 приведены два примера схем измерителей емкости с регулируемыми уровнями срабатывания, построенных на базе таймера 555.

Отметим, что в схеме на рис. 2.32(б) не требуется применение ключа S и источника напряжения E . Также отметим, что длительность сигнала НИЗКОГО уровня на выходе схемы, пропорциональна постоянной времени RC .

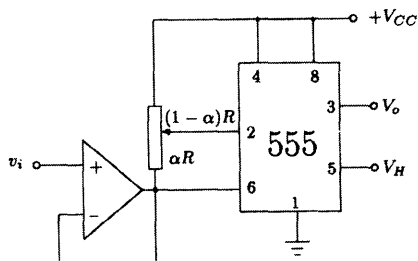


Рис. 2.31. Схема триггера Шмитта с регулируемыми уровнями срабатывания.

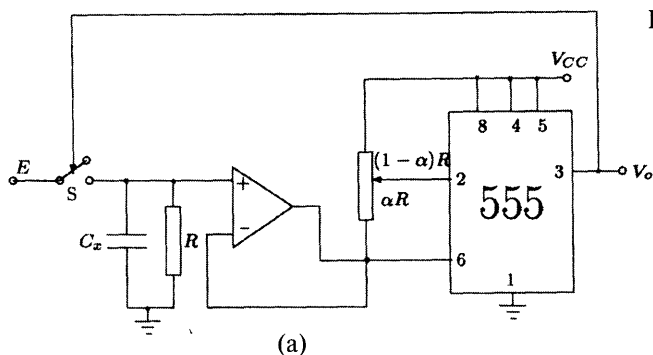
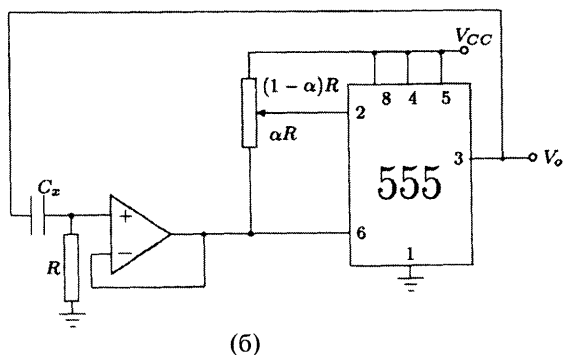
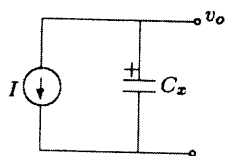


Рис. 2.32. Две схемы измерения емкости.



Определение емкости по линейному разряду конденсатора



Вместо экспоненциальной зависимости для измерения емкости можно использовать линейно убывающее напряжение, получаемое при разряде неизвестного конденсатора C_x постоянным током I , как показано на рис. 2.33.

Здесь

Рис. 2.33. Линейный разряд конденсатора.

$$t_x = (T_2 - T_1) = \frac{C_x}{I} (V_H - V_L). \quad (2.39)$$

Из уравнения видно, что t_x пропорционально емкости C_x . Следовательно, измерив t_x , можно определить C_x . В этом случае требуемые значения V_H и V_L задаются достаточно просто.

Этот метод может также применяться для определения временного интервала t_x при измерении двух значений напряжений V_L и V_H на конденсаторе известной емкости в моменты времени t_1 и t_2 (см. задачу 2.38).

2.10. Измерение добротности RLC -контура

Рассмотрим RLC -контур, представленный на рис. 2.34(а). Когда ключ S находится в положении А, конденсатор заряжается от источника напряжения E . При переключении S в положение В, схему можно представить в эквивалентном виде, показанном на рис. 2.34(б). Из эквивалентной схемы получаем:

$$V_o(s) = \frac{E}{s} \frac{R + sL}{R + sL + 1/sC} = \frac{E(s + R/L)}{s^2 + (R/L)s + 1/LC}. \quad (2.40)$$

Пусть

$$\frac{R}{L} = 2\zeta \omega_n \quad \text{и} \quad \frac{1}{LC} = \omega_n^2.$$

Тогда уравнение (2.40) принимает вид:

$$\begin{aligned} V(s) &= E \frac{s + 2\zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2} = \\ &= E \left[\frac{s + \zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2} + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})^2} \right]. \end{aligned}$$

Выполнив обратное преобразование Лапласа, получим:

$$\begin{aligned} v(t) &= E e^{-\zeta\omega_n t} \cos[\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t] + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} E e^{-\zeta\omega_n t} \sin[\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t] = \\ &= \frac{E}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \left[\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right]. \end{aligned}$$

Для RLC -контура при $\zeta \ll 1$ справедливо следующее выражение:

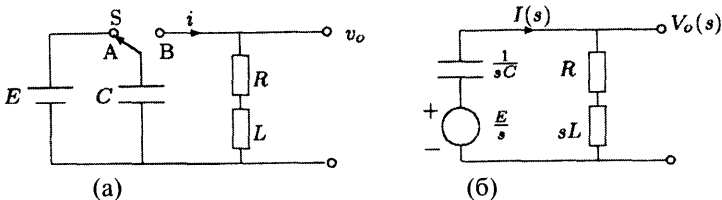


Рис. 2.34. (а) RLC -контур, (б) эквивалентная схема.

$$v(t) = Ee^{-\zeta\omega_n t} \sin \left[\omega_n t + \tan^{-1} \frac{1}{\zeta} \right].$$

После демодуляции огибающая сигнала $v(t)$ будет равна:

$$v(t) = Ee^{-\zeta\omega_n t}.$$

Если этот сигнал подать на вход схемы измерения постоянной времени (рис. 2.25), и значения V_H и V_L выбрать такими, чтобы выполнялось условие: $V_L = V_H / e^\pi$, получим:

$$T_2 - T_1 = \frac{\pi}{\zeta\omega_n} = \frac{1}{2\zeta f_n} = \frac{Q}{f_n},$$

где

$$Q = \frac{1}{2\zeta}, \quad f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}.$$

Отсюда видно, что $Q = f_n (T_2 - T_1)$ определяет количество импульсов, генерируемых с частотой f_n , посчитанных за время $(T_2 - T_1)$.

На рис. 2.35 приведена схема для измерения добротности RLC -контура, построенная на основе вышеописанного метода. Отметим, что здесь нет отдельного генератора тактовых импульсов.

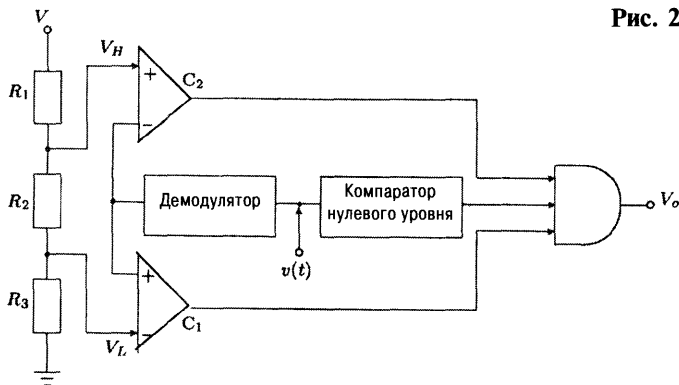


Рис. 2.35. Схема для измерения добротности RLC -контура.

2.11. Измерение относительного уровня напряжения в децибелах

Отношение напряжения V к опорному напряжению V_R , выраженное в децибелах (дБ), можно определить в виде:

$$\frac{V}{V_R} [\text{дБ}] = 20 \log_{10} \frac{V}{V_R}.$$

Отсюда видно, что отношение напряжений (V/V_R) , выраженное в дБ, представляет собой «сжатое» значение сигнала V .

Для реализации таких преобразований можно применить логарифмический усилитель, использующий экспоненциальную зависимость вольтамперной характеристики p - n перехода. Однако p - n переход очень чувствителен к колебаниям температуры, поэтому для точных измерений здесь потребуется температурная компенсация, что значительно усложняет схему [Botkar, 1994]. Если измерительный преобразователь использует экспоненциальный сигнал, как показано в работе [Kothari, Pandey&Rathore, 2001], его параметры практически не влияют на точность определения относительного уровня напряжения. На рис. 2.36 приведена схема получения экспоненциального сигнала.

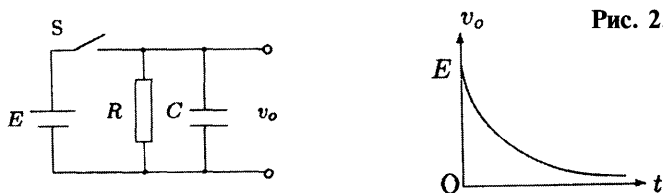


Рис. 2.36. Схема получения экспоненциально убывающего сигнала.

Первоначально ключ S замкнут на достаточно продолжительное время, следовательно, v_o равен E . В момент времени $t = 0$ ключ размыкается, и выходной сигнал начинает спадать по экспоненте:

$$v_o = Ee^{-t/RC}. \quad (2.41)$$

Если V_1 и V_2 — значения напряжения, соответствующие моментам времени t_1 и t_2 из выражения (2.41), получим:

$$\log_e \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{RC} (t_2 - t_1). \quad (2.42)$$

Домножив обе части выражения на $20 \log_{10} e$, уравнение (2.42) можно записать в виде:

$$20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} = \frac{20 \log_{10} e}{RC} (t_2 - t_1),$$

$$\frac{V_1}{V_2} [\text{дБ}] = K(t_2 - t_1), \quad (2.43)$$

где $K = 20 \log_{10} e/RC$. Для измерения интервала времени $(t_2 - t_1)$, который необходим для последующего преобразования значения напряжения в дБ, можно использовать схему на рис. 2.25(а), если на ее вход подать экспоненциальный сигнал, показанный на рис. 2.36.

Проиллюстрируем, как можно использовать микроконтроллер для измерения относительного уровня напряжения в дБ. Это значительно упрощает аппаратную часть системы. В данном примере используется микроконтроллер AT89C2051. В его состав входит встроенный прецизионный компаратор на-

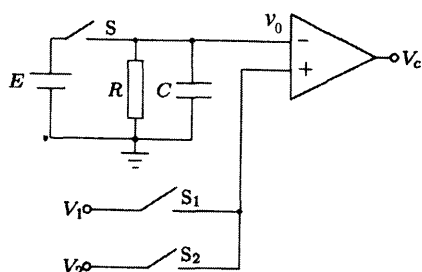


Рис. 2.37. Схема для измерения значения напряжения в дБ.

пряжений, выход которого, однако, не доступен для внешних подсоединений.

Алгоритм измерений в этом случае следующий:

1. Измеряется и сохраняется значение t_1 . Схема для выполнения этой процедуры приведена на рис. 2.37. В начальный момент ключи S и S_1 замкнуты. Измеряемое значение t_1 соответствует интервалу времени между моментом размыкания ключа S и установлением на выходе компаратора сигнала ВЫСОКОГО уровня, что происходит, когда v_0 становится равным V_1 .
2. Аналогичным образом измеряется и сохраняется значение t_2 , при этом используются ключи S и S_2 .
3. Проверяется соотношение между значениями t_1 и t_2 . Если t_2 больше t_1 , знак относительного уровня напряжения в дБ будет положительным, в противном случае — отрицательным.
4. При помощи программы микроконтроллер выполняет математические вычисления по уравнению (2.43).

Недостатком вышеописанного метода является зависимость результатов измерений от значений R и C , на которые оказывают влияние такие факторы как: колебания температуры, старение и т.д., что может привести к появлению погрешностей (см. задачу 2.12). Этот недостаток можно устранить следующим образом.

Аналогично выражению (2.43) можно записать:

$$\frac{V_2}{V_3} [\text{дБ}] = K(t_3 - t_2). \quad (2.44)$$

Выразив отсюда K и подставив его в уравнение (2.43), получим:

$$\frac{V_1}{V_2} [\text{дБ}] = \left(\frac{V_2}{V_3} [\text{дБ}] \right) \left(\frac{t_2 - t_1}{t_3 - t_2} \right) \quad (2.45)$$

Схема для реализации этого метода представлена на рис. 2.38.

Алгоритм измерений следующий:

1. Измеряется и сохраняется значение t_1 , при этом используются ключи S и S_1 .
2. Измеряется и сохраняется значение t_2 , при этом используются ключи S и S_2 .
3. Измеряется и сохраняется значение t_3 , при этом используются ключи S и S_3 .
4. Проверяется, что больше t_1 или t_2 .

5. При помощи программы по уравнению (2.45) вычисляется V_1/V_2 [дБ].

Программное обеспечение может быть упрощено, если выполняется следующее условие:

$$\frac{V_2}{V_3} [\text{дБ}] = 10^n, \quad \text{где } n - \text{целое.} \quad (2.46)$$

В этом случае достаточно вычислить $(t_2 - t_1)/(t_3 - t_2)$ и передвинуть десятичную точку на дисплее на n знаков вправо. Если выбрать $n = 1$, то $V_3 = 0,316 V_2$. Однако, чем больше n , тем V_3 будет ниже. Например, при $n = 2$, $V_3 = 10^{-5} V_2$, а это соотношение уже трудно точно отрегулировать при помощи потенциометра (см. рис. 2.38). К тому же при этом будет трудно точно определить величину t_3 из-за малого наклона экспоненты (см. рис. 2.36).

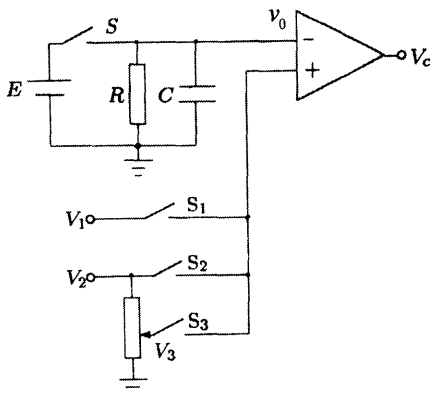


Рис. 2.38. Измеритель значения напряжения в дБ.

Аппаратная часть системы измерения

Вариант схемотехнического решения вышеописанного алгоритма приведен на рис. 2.39. Микроконтроллер должен выполнять следующие операции:

1. Управлять ключами S , S_1 , S_2 и S_3 .
2. Измерять и хранить значения t_1 , t_2 и t_3 .
3. По уравнению (2.45) вычислять значение напряжения в дБ.
4. Управлять представлением данных на дисплее.

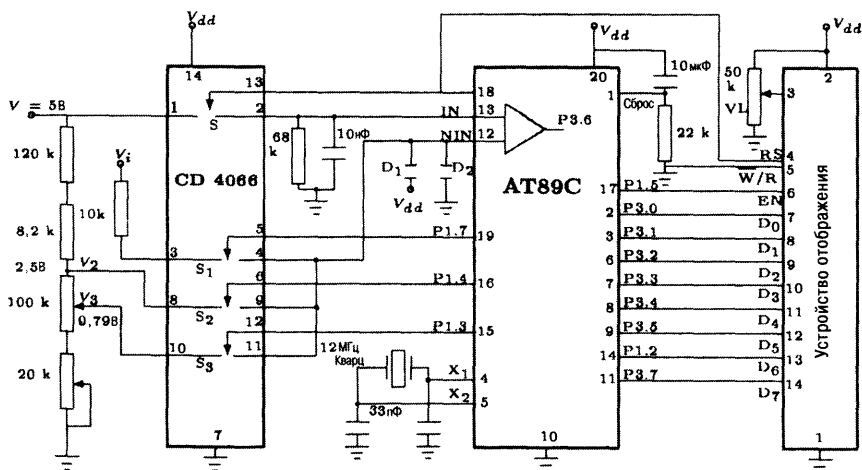


Рис. 2.39. Аппаратная часть системы измерения значения напряжения в дБ при помощи микроконтроллера.

Далее приведено назначение 20-ти выводов микроконтроллера AT89C2051:

Выводы	Назначение
2, 3, 6-9, 11-19	Ввод/вывод данных
4 и 5	Подключение кварцевого генератора
10	Заземление
20	Напряжение питания V_{DD}
1	Сброс
12 и 13	Входы встроенного компаратора (неинвертирующий и инвертирующий)

Отметим, что при использовании внутреннего компаратора выводы 12 и 13 не могут участвовать в операциях ввода/вывода данных, т.е. в этом случае для этого используются оставшиеся 13 выводов.

В качестве устройства отображения здесь применен жидкокристаллический матричный модуль серии ODM [Manual, 1997]. При работе с этим модулем 8 выводов (7–14) используются для приема данных, а 3 вывода (4–6) – для управления дисплеем. Данные поступают непосредственно из микроконтроллера. Таким образом, для передачи и управления данными микроконтроллеру требуются все 11 выводов. Для управления четырьмя ключами микроконтроллеру нужны еще четыре вывода. Следовательно, всего требуется 15 линий ввода/вывода, но, как отмечалось выше, в распоряжении имеется только 13. Для компенсации нехватки двух выводов:

- (а) заземляют вывод W/R дисплейного модуля,
- (б) соединяют линию 18 (p1.6) микроконтроллера одновременно с выводом 13 сборки аналоговых ключей (управление S) и выводом 4 дисплея (сброс). Далее поясним работу этой схемы.

Работу прибора можно разбить на 3 стадии. На первой стадии конденсатор C сначала заряжается, а потом разряжается (3 раза). Полученные значения времен t_1 , t_2 и t_3 запоминаются. На второй стадии происходит вычисление значения напряжения в дБ. На третьей стадии результат вычислений отображается на дисплее.

Вывод p1.6 микроконтроллера соединен с выводом, управляющим аналоговым ключом S, а также сбросом дисплея. Поэтому, когда на выводе p1.6 установлен ВЫСОКИЙ уровень, ключ S замкнут, и, следовательно, конденсатор заряжается, а когда НИЗКИЙ – ключ открыт, и конденсатор разряжается. В это же время происходит выбор регистра: когда уровень ВЫСОКИЙ – выбирается регистр данных, когда НИЗКИЙ – регистр команд. Однако, если во время первой стадии на выводе p1.5 микроконтроллера установить НИЗКИЙ уровень, дисплейный модуль заблокируется, и информация, высвеченная на нем, не будет меняться. Во время третьей стадии на линии p1.5 микроконтроллера устанавливается ВЫСОКИЙ уровень, разрешающий дисплею отображать данные, поступающие на его входы. Так как вход дисплея W/R постоянно заземлен, т.е. уровень его всегда НИЗКИЙ, данные со входов могут отображаться непрерывно. Чтобы информа-

цию с дисплея можно было успевать считывать, между двумя соседними моментами передачи данных предусмотрена задержка 4 мсек. В это время нельзя замерять напряжение на конденсаторе. Таким образом, стадии 1 и 3 всегда разделены во времени.

Такая измерительная система работает достаточно точно, когда входные напряжения различаются более чем в десять раз. При меньших значениях отношения возникает большая погрешность измерений, связанная с низким наклоном экспоненциальной кривой.

Эта система имеет следующие преимущества:

1. Так как в уравнении (2.45) берется отношение величин $(t_2 - t_1)$ и $(t_3 - t_2)$, изменения частоты тактового генератора не оказывают влияния на точность измерений. Важно только, чтобы частота оставалась стабильной во время измерительной фазы.
2. Точность измерений не зависит от ухода значений R и C . Величина $(V_2/V_3)[\text{дБ}]$ может поддерживаться постоянной при помощи регулирования опорного напряжения V_2 .
3. Если выбрать $n = 1$, программное обеспечение значительно упрощается.
4. Аппаратная часть системы измерения довольно простая: требуется всего 3 микросхемы (1 микроконтроллер, 1 дисплейный модуль, 1 сборка из четырех аналоговых ключей). Здесь используется 20-ти выводный микроконтроллер со встроенным в него аналоговым компаратором, что значительно упрощает схему, а значит, и снижает ее стоимость.
5. Вся схема работает от 5-ти вольтового источника питания.
6. Сопротивление замкнутых ключей не оказывает существенного влияния на работу схемы, так как по ним протекает незначительный ток, равный току смещения операционного усилителя, на котором построен компаратор.

На практике часто требуется найти значение переменного напряжения в дБ. Для этого сигнал переменного напряжения должен быть предварительно преобразован в пропорциональный сигнал постоянного напряжения.

Описанный прибор может быть назван *логарифмическим аналогоцифровым преобразователем*, который преобразует логарифм напряжения в пропорциональное цифровое значение.

Отметим, что вместо экспоненты $Ee^{-t/\tau}$ можно использовать $Ee^{t/\tau}$. Практическая реализация такой экспоненциальной функции описана в работе [Rathore, 1983, Rathore&Inamdar, 1984].

Задачи

- 2.1. Сравните цифровой метод измерения интервала времени с измерением длины, при котором неизвестная длина сравнивается с эталонным отрезком.
- 2.2. Докажите уравнение (2.2) и определите на каком участке тактового периода появится первое событие.

- 2.3. Пусть при измерении временного интервала нониусным методом длительности периодов основного и нониусного генераторов, соответственно, равны 10,005 мкс и 10,000 мкс. Требуется определить:
- разрешающую способность измерителя,
 - максимальные показания нониусного счетчика,
 - показания прибора, если основной и нониусный счетчики насчитали одинаковое количество импульсов — 1850.
- 2.4. Пусть длительности периодов основного и нониусного генераторов соответственно равны 10,005 мкс и 10,000 мкс. Требуется определить полное время измерений при определении интервала, равного 1410,03 мкс.
- 2.5. Покажите, что промежуток времени между двумя последовательными совпадениями импульсов основного и нониусного генераторов является величиной постоянной и независимой от измеряемого интервала t_x .
- 2.6. Определите, при каком значении b время измерений t_m не будет зависеть от величины разности периодов двух генераторов. Покажите, что при $b \geq T_m/2$ и $T_m \geq T_v$, значение t_m будет наименьшим.
- 2.7. Укажите основные факторы, влияющие на разрешающую способность цифровых измерителей интервала времени.
- 2.8. Оцените разрешающую способность цифрового измерителя временных интервалов, если:
- частота основного и нониусного генераторов $\equiv 100$ МГц,
 - ожидаемый максимальный уход частот генераторов = 500 Гц,
 - максимальный интервал измерения = 10 нс,
 - пороговое напряжение фазового детектора = 2 мВ,
 - полный размах выходного сигнала генератора = 500 мВ.
- 2.9. Если использовать одноразрядный цифровой компаратор, схему на рис. 2.8 можно сделать более экономичной, но при условии, что никогда не будет выполняться условие одновременного равенства нулю двух входных сигналов этого компаратора. Нарисуйте такую схему и сравните эти две схемы по технической сложности.
- 2.10. Пусть n событий: g_1, g_2, \dots, g_n происходят в произвольном порядке, но в разные моменты времени. Разработайте схему для отображения на дисплее очередности появления этих n событий.
- 2.11. В схеме на рис. 2.10 замените логический элемент «И» на подходящий триггер. Нарисуйте временные диаграммы сигналов при:
1. $t_x \leq T$,
 2. $t_x > T$.
- 2.12. На рис. P2.12 приведена схема для измерения временных интервалов [Kartalopoulos, 1977]. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для этой схемы. Укажите проблемы, возникающие при внесении в схему линий сброса триггеров. Рассмотрите ситуацию, когда используется внешний сброс двух триггеров, происходящий в начале каждого измерения временного интервала между очередной парой событий. Объедините схемы на рис. 2.7(а) и 2.10. Сравните полученную схему со схемой на рис. P2.12.

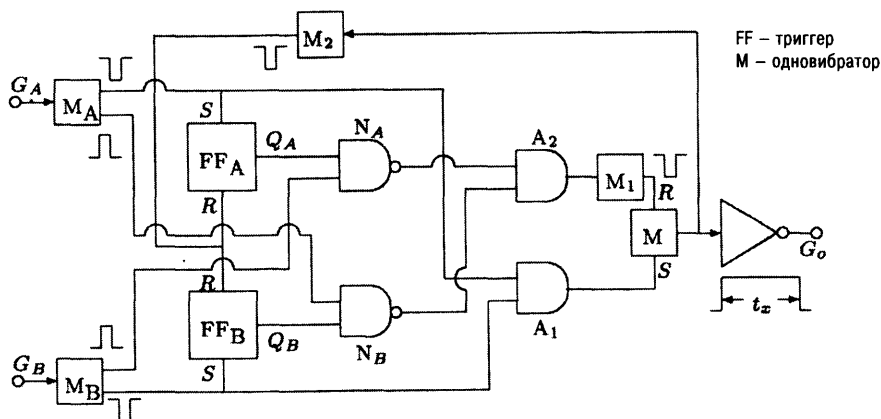


Рис. Р2.12.

- 2.13. Пусть в схеме на рис. 2.12(а) частота сигнала C равна 1 кГц, а коэффициент заполнения – 25%. Требуется определить:
- длительность выходного импульса одновибратора, если коэффициент заполнения сигнала v_0 равен 25%,
 - частоту выходного сигнала.
- 2.14. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы, показанной на рис. P2.14. Покажите, что она работает как одноканальный преобразователь период–длительность импульса. Также проверьте, что ширина импульса T на выходе схемы не зависит от момента внешней установки триггера в «1» состояние.

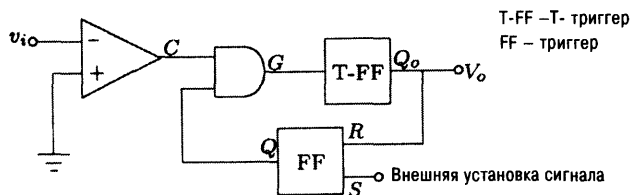


Рис. Р2.14.

- 2.15. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы на рис. Р2.15. Покажите, что она работает как преобразователь период–длительность импульса. В начальный момент Q_1 установлен в «1», а Q_2 – «0».

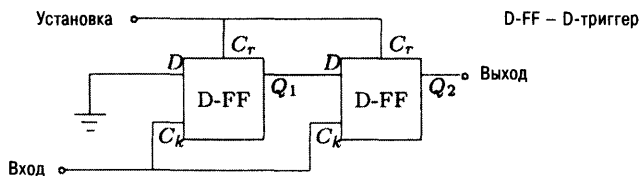


Рис. Р2.15.

- 2.16. Нарисуйте структурную и принципиальную схемы цифровых часов, состоящих из следующих элементов:
1. кварцевого генератора на 10 кГц,
 2. 7-ми сегментного жидкокристаллического дисплея для отображения минут и часов (использовать 12-ти часовой формат).
- 2.17. Нарисуйте структурную и принципиальную схемы цифровых часов, состоящих из следующих элементов:
1. генератора, работающего от частоты сети питания,
 2. 7-ми сегментного жидкокристаллического дисплея для отображения минут и часов (использовать 24-х часовой формат).
- 2.18. На рис. P2.18 показана структурная схема измерителя емкости. В неинвертирующем интеграторе используется только один конденсатор – C_x . Докажите, что ширина выходного импульса T определяется выражением:

$$T = 2 \frac{V_H - V_L}{V_R} RC_x,$$

т.е. величина T пропорциональна емкости C_x .

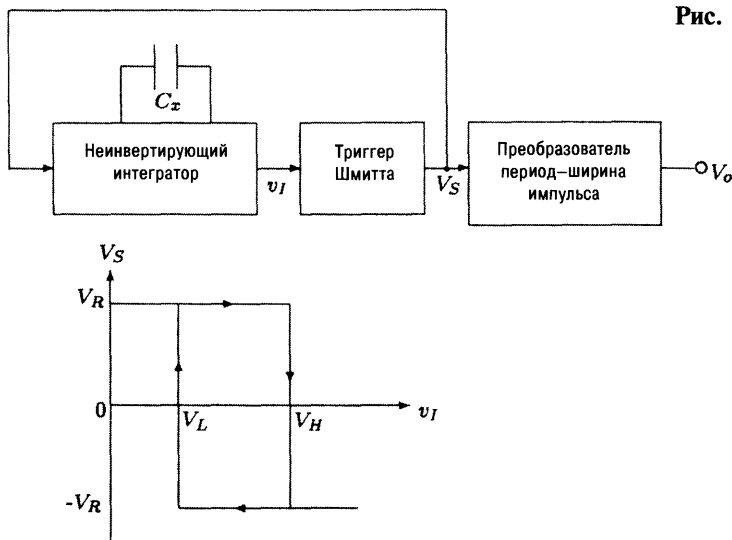


Рис. P2.18.

- 2.19. Перечислите типы генераторов импульсов прямоугольной формы, которые могут быть использованы для измерения емкости. Разработайте на основе одного из них схему для измерения емкости.
- 2.20. Нарисуйте полную схему измерения емкости на основе 555 таймера.
- 2.21. Разработайте способ определения фазы сигнала на основе уравнения (2.15) при помощи микроконтроллера.
- 2.22. В каждом из двух JK-триггеров FF_1 и FF_2 входы J и C_K соединены вместе, а входы K заземлены. Выходной сигнал Q_1 триггера FF_1 соеди-

нен со входом C_r триггера FF_2 , а выходной сигнал Q_2 триггера FF_2 соединен со входом сброса триггера FF_1 C_r . Сигналы $v_1(t) = V_1 \sin \omega t$ и $v_2(t) = V_2 \sin \omega (t - T)$ после преобразования в прямоугольную форму подаются на J входы, соответственно, триггеров FF_1 и FF_2 . Покажите, что длительность выходного импульса Q_1 определяется выражением: $T\omega/2\pi$. Пригодна ли эта схема для измерения фазы сигналов?

- 2.23. Показания фазометра прямого считывания являются точными при частоте сигнала 1 кГц и разрешающей способности $0,01^\circ$. Определите частоту тактового генератора. Найдите погрешность измерения фазы, при частоте сигнала, равной 0,5 кГц и 2,0 кГц. Объясните, почему погрешность ниже при более высоких значениях частоты сигнала.
- 2.24. Разработайте схему на логических элементах для индикации запаздывания/опережения фазы сигнала.
- 2.25. В системе для измерения фазового угла между двумя прямоугольными периодическими сигналами x и y используется логический элемент «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ». Нарисуйте подробную структурную схему такого измерителя, включающую в себя индикацию запаздывания/опережения фаз сигналов.
- 2.26. Разработайте устройство для определения порядка чередования фаз сбалансированного 3-х фазного источника питания, применив схему индикации опережения/отставания фаз, показанную на рис. 2.17.
- 2.27. Можно ли для индикации очередности событий использовать схему на рис. 2.17 в системе, показанной на рис. 2.10.
- 2.28. Два одновибратора срабатывают одновременно. Необходимо разработать схему для определения соотношения между длительностями выходных импульсов этих одновибраторов. Дисплей должен показывать одновибратор, у которого ширина импульса была больше и высвечивать разницу между длительностями двух импульсов.
- 2.29. На вход фазометра поступают два периодических сигнала: $v_R(t) = 4 \times 10^{-3} \sin \omega t$ и $v_P(t) = 10 \times 10^{-3} \sin(\omega t + 30^\circ)$. Определите погрешность определения разности фаз, если пороговые напряжения двух компараторов равны 2 мВ.
- 2.30. Докажите уравнения (2.25) и (2.26).
- 2.31. Автоматический измеритель фаз накопительного типа имеет следующие параметры:
- | | |
|---------------------------|---------------------|
| Частота сигнала | 50 Гц |
| Интервал измерений | 18 периодов сигнала |
| Частота счетных импульсов | 100 кГц |
| Разрешающая способность | $0,01^\circ$ |
| Диапазон измерений | $0 - 360^\circ$. |
- Вычислите процентную погрешность при измерении фазовых углов 90° и 270° при 2% увеличении частоты сигнала. Сравните полученные данные с аналогичными данными для измерителя, в котором интервал измерения формируется от тактового генератора. Как можно уменьшить эту погрешность?

- 2.32. Автоматический фазометр накопительного типа имеет следующие характеристики: фиксированную частоту f и интервал измерения T_c , формируемый от частоты тактового генератора и определяемый выражением: $T_c = p/f$ (p — целое). Напишите выражение для погрешности измерения, связанной с дрейфом частоты сигнала для двух случаев:
1. $f' > f$,
 2. $f' < f$,
- где f — новая частота сигнала.
- 2.33. Разработайте цифровой фазометр, в котором:
1. нет отдельного тактового генератора,
 2. нет отдельного индикатора запаздывания/опережения фазы сигнала,
 3. нет погрешности измерений из-за дрейфа частоты сигнала.
- 2.34. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы на рис. 2.26. Определите допустимый уровень шума для устойчивой работы двух триггеров Шмитта, если $R_b = 100R_a$. Считаем, что напряжение насыщения для операционных усилителей равно ± 10 В.
- 2.35. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы на рис. 2.26, учитывая задержку δ , возникающую при переключении состояний логических элементов. Подумайте, влияет ли эта задержка на точность измерения временного интервала.
- 2.36. Нарисуйте передаточную функцию по напряжению (аналогично представленной на рис. 2.24) для схемы, вырабатывающей импульс, ширина которого t_x пропорциональна величине монотонно возрастающего участка входного сигнала. Нарисуйте принципиальную схему такого устройства.
- 2.37. Объясните, как можно использовать таймер 555 в качестве триггера Шмитта. Нарисуйте передаточную функцию такого триггера Шмитта. Поясните, как в этом случае регулируются верхний и нижний уровни срабатывания.
- 2.38. Разработайте способ измерения очень малых интервалов времени, основанный на линейном разряде конденсатора.
- 2.39. Конденсатор C сначала заряжается до напряжения V , а потом в момент времени $t = 0^+$ подключается к катушке, имеющей индуктивность L и эквивалентное сопротивление R . Напишите выражение, описывающее напряжение на конденсаторе $v(t)$. Считается, что значения параметров R , L и C выбираются такими, чтобы затухание в цепи было слабым, следовательно, предполагается, что схема ведет себя как колебательный контур. Покажите, что количество периодов N , укладывающееся между двумя максимумами d_1 и d_2 , можно вычислить по формуле:

$$N = \frac{Q}{\pi} \log_e \frac{d_1}{d_2}.$$

- 2.40. Нарисуйте принципиальную схему демодулятора, используемого в схеме на рис. 2.35.

2.41. На рис. P2.41 приведена структурная схема измерителя емкости с аналоговым выходом [Kishan Rao et al, 1978]. Разработайте схему преобразования аналогового значения емкости в цифровой вид. Можно ли исключить из схемы мультивибратор?

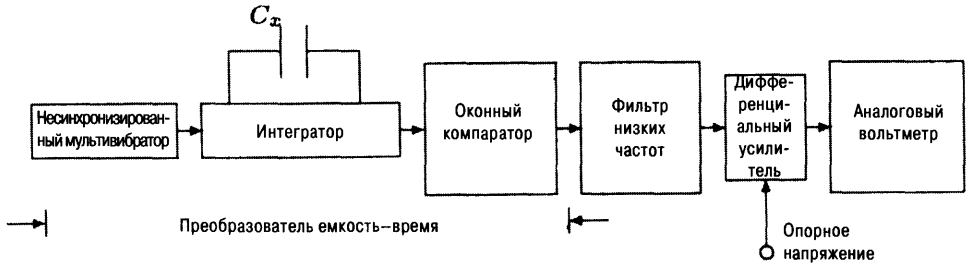


Рис. P2.41.

Литература

- Arque H., Mijares O.D. & Estevanot L.A.: 1974, *A wide range time constant measuring technique*, IEEE Trans. Instrum Meas., vol. IM-23.
- Bell E.C. & Leedham R.V.: 1962, *Digital measurement of mean phase shift*, Electron. Eng., vol. 34, pp. 664-668.
- Botkar K.R.: 1994, *Integrated Circuits*, Khanna Publishers, New Delhi, pp. 387-389.
- Bowman M.J. & Whitehead D.G.: 1977, *A picosecond timing system*, IEEE Trans. Instrum Meas., vol. IM-26, pp. 153-157.
- Briston Q.: 1972, *Operational amplifiers multiply RC time constants*, Electronics.
- Dedhia D.K. & Shah M.R.: 1991, *An electronic processing system for cosmic X-ray event analysis*, Ind. J. of Radio & Space Physics, vol.20, pp. 272-275.
- Dhande A.P. & Garud G.N.: 1977, *Automatic sequence recorder*, IEEE Trans. Industrial Electron.&Control Instrum., vol. IECI-24, pp. 137-138.
- Graeme J.E., Tobey G.E. & Huelsman L.P.: 1971, *Operational Amplifiers: Design&Applications*, Mc-Graw Hill.
- Howard W.G.: 1966, *Measuring phase digitally*, Electronic Industries, pp. 161-164.
- Ibrahim K.M. & Abdul Karim M.A.H.: 1984, *A novell phase measuyement*, Int. J.Electron., vol. 56, pp. 217-221.
- Kartalopoulos S.V.: 1977, *A digital system for measurement of saturated time lapse between occurrences*, IEEE Trans. Instrum Meas., vol IM-26, pp 186-187.
- Kishan Rao K., Nagpal P., Tirupati Rao B. & Narsimha Rao C.: 1978, *A novel capacitance meter*, J. IE (India), ET Section.
- Kothari A., Pandey P.C. & Rathore T.S.: 2001, *A micro-controller based dB meter*, IETE J. Research, vol. 47, pp. 165-168.
- Pal A., Bandyopadhyay S. & Choudhary A.K.: 1973, *A digital phase meter*, J. IIST (India), vol. 2, pp. 5-8.

Sarkar G., Deb A. & Sen S.K.: 1996, *Microprocessor based sequence identifier for balanced multiphase systems*, IETE Technical Review, vol. 13, pp. 41-43.

Rathore T.S.: 1984, *A digital exponential generator*, Int. J. Electron., vol. 56, pp. 273-274.

Rathore T.S.: 1984, *A novel backlash circuit and scheme for capacitance measurement*, J. IETE(I), Technical Review, vol. 1, p. 110.

Rathore T.S.: 1991, Notes on *Digital measurement techniques*, CDP, IIT Bombay.

Rathore T.S.: 2000, *A new saturated lapse time generator*, Engg Trans, Mahanakorn University, Bangkok, vol. 3, pp. 9-13.

Rathore T.S.: 2000, Phase sequence measurement, unpublished.

Rathore T.S. & Inamdar R.M.: 1983, *A new exponential generator*, Int. J. Electron., vol. 55, pp. 881-882.

Rathore T.S. & Mehta K.S.: 1975, *A power frequency digital phase meter*, J. IIST (India), vol. 4, pp. 10-15.

Rathore T.S. & Mombasawala L.S.: 1984, *An accurate digital phase measurement scheme*, IEEE Proc, vol. 72, pp. 397-398.

Taub H. & Schilling D.: 1977, *Digital Integrated Electronics*, McGraw-Hill, Tokyo.

ГЛАВА 3

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

3.1. Введение

В цифровых измерениях часто применяется следующий прием: измеряемая величина сначала преобразуется в пропорциональный частотный сигнал, частота которого, в конечном счете, и определяется. Поэтому измерение частоты является одним из важнейших методов цифровых измерений.

3.2. Измерение частоты

Частота сигнала определяется количеством периодов за одну секунду. Следовательно, измерив число периодов в интервале времени, равном 1 с, можно определить частоту сигнала. На рис. 3.1 показана схема для выполнения таких измерений.

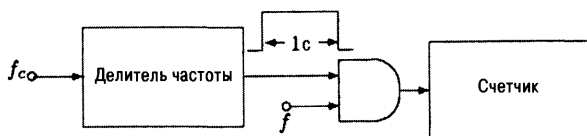


Рис. 3.1. Схема для измерения частоты f .

На практике в большинстве случаев требуется предварительное преобразование входного частотного сигнала для согласования со счетчиком импульсов. Поэтому на входе схемы измерителя частоты часто ставят формирующее устройство, состоящее из усилителя — для увеличения уровня сигнала, фильтра — для сглаживания амплитудных колебаний и компаратора — для уменьшения времени нарастания сигнала. Структурная схема типового входного устройства приведена на рис. 3.2. Эта схема может работать с входным сигналом порядка нескольких мВ [Helfrick & Cooper, 1990].

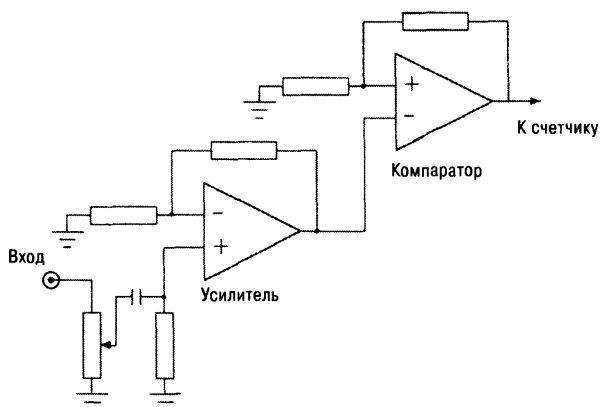


Рис. 3.2. Входное устройство для счетчика частоты.

3.3. Измерение отношения двух частот

На рис. 3.3 приведена простая схема для измерения отношения двух частот f_1 и f_2 ($f_1 > f_2$). Для удобства длительность счетного интервала T выбирается равной $10^n/f_2$. Импульс T формируется из сигнала f_2 при помощи делителя частоты. Счетчик определяет количество периодов сигнала f_1 за время T , следовательно, его показания N будут равны:

$$N = f_1 T = 10^n (f_1 / f_2),$$

т.е. N – пропорционально отношению частот f_1/f_2 .



Рис. 3.3. Схема для измерения отношения двух частот.

Если f_2 — константа, кратная частоте тактового генератора, показания счетчика будут пропорциональны частоте f_1 . С другой стороны, если зафиксировать частоту f_1 , показания счетчика будут обратно пропорциональны частоте f_2 или прямо пропорциональны периоду $T = 1/f_2$. Следовательно, в первом случае получим цифровой метод измерения частоты, а во втором — метод измерения интервала времени.

Другой способ измерения отношения двух частот заключается в следующем: сначала формируется сигнал f_o , пропорциональный f_1/f_2 , а затем вышеописанным методом измеряется его частота. На рис. 3.4 приведена схема получения сигнала $f_o = f_1/f_2$ [Rao & Chandra, 1975].

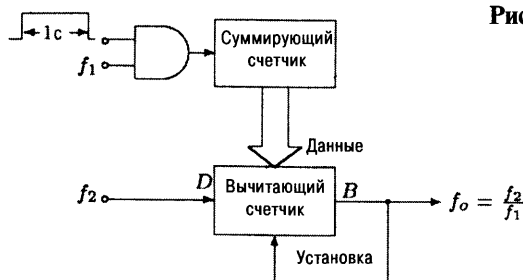


Рис. 3.4. Схема получения частоты, равной отношению двух частот.

3.4. Измерение произведения двух частот

На рис. 3.5 приведена схема формирования сигнала f_o , пропорционального произведению двух частот f_1 и f_2 , т.е. $f_o \sim f_1 \times f_2$.

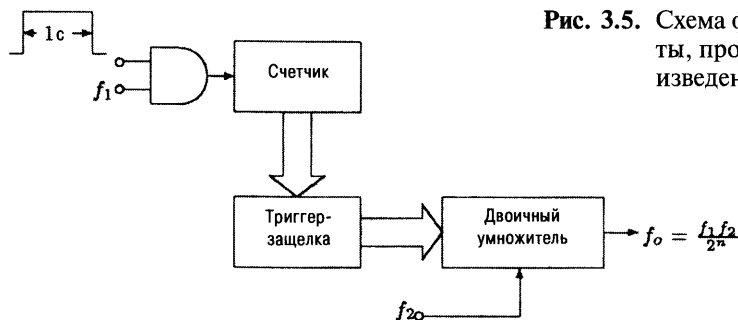


Рис. 3.5. Схема формирования частоты, пропорциональной произведению двух частот.

3.5. Способы повышения точности при измерении частоты

При определении частоты очень важными параметрами являются точность и быстродействие измерительной системы. Например, точность измерения частоты 1 МГц вышеописанным методом на интервале счета 1 с составит 10^{-6} , что часто бывает недостаточным. Очевидно, что при увеличении интервала счета, повышается точность измерений. Например, при измерении частоты 1 МГц в течение 1000 с, точность уже составит 10^{-9} . Но при увеличении периода счета возрастает влияние шумов на результаты измерений.

Часто для повышения точности применяют следующий способ: сначала частоту сигнала увеличивают и только потом ее измеряют. Например, если частоту сигнала сначала увеличить с 1 МГц до 1 ГГц, а затем вычесть ее из опорного сигнала, то при измерении полученной разности частот в течение 1 с, точность будет равна 10^{-9} . Однако этот метод требует применения быстродействующих элементов, что приводит к повышению стоимости всей системы. Далее будет описан точный цифровой метод измерения частоты, использующий недорогие микросхемы.

3.5.1. Метод увеличения разности частот

На рис. 3.6(а) показана структурная схема одного каскада увеличения разности частот. Эта схема пригодна только в случае, когда частота измеряемого сигнала f_2 мало отличается от частоты опорного сигнала f_1 . Из рисунка видно, что выходная частота определяется выражением: $f_o = 10(f_1 \pm f_d) - 9f_1 = f_1 \pm 10f_d$. Следовательно, если на входе схемы разность частот сигналов равна f_d , то на выходе она увеличится в 10 раз. Если поставить следом еще один такой же каскад, разность частот уже будет равна $\pm 100f_d$. Пропорционально этому будет возрастать и точность измерений. В работе [McVey & Lundy, 1975] был предложен вариант схемы, где функции умножения и вычитания реализованы на недорогих микросхемах. На рис. 3.6(б) показано, как можно получить разность частот при помощи логической схемы

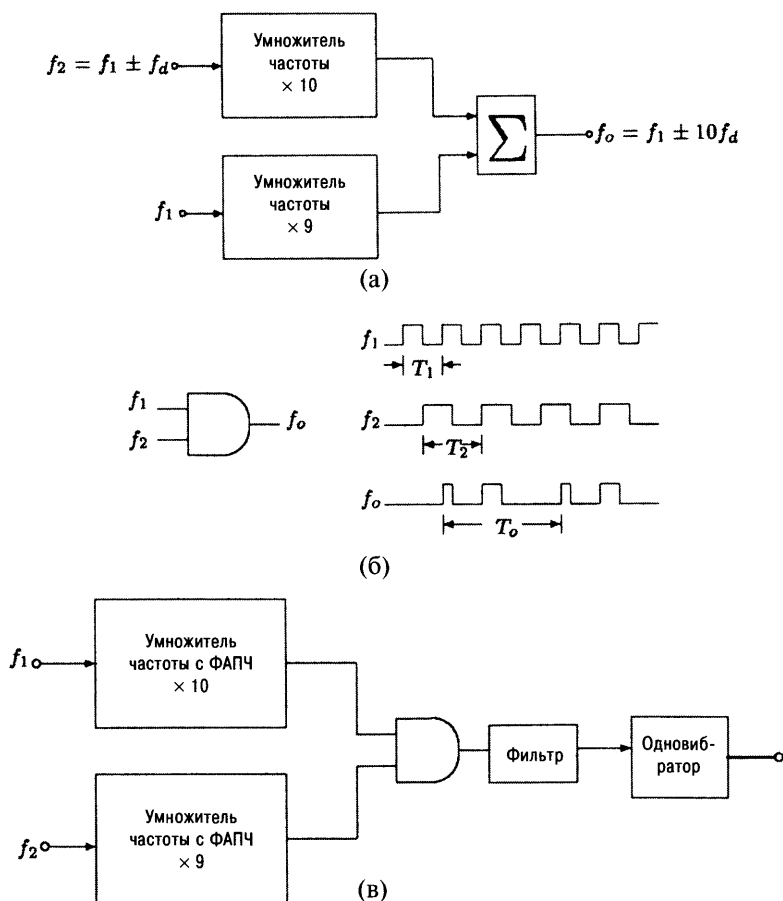


Рис. 3.6. (а) Один каскад увеличения разности частот, (б) временные диаграммы сигналов вычитающего устройства, (в) полная схема для увеличения разности частот.

«И». Полная схема приведена на рис. 3.6(в). Она состоит из двух цифровых умножителей частоты с фазовой автоподстройкой (ФАПЧ), вычитающего устройства на логической схеме «И», фильтра для выделения полезной части сигнала и одновибратора для формирования выходных импульсов.

Этот метод имеет следующие преимущества:

1. При использовании только одного каскада разность частот $f_d > 0,1$ Гц может быть измерена всего за 1 с.
2. Частота выходного сигнала приблизительно равна частоте входного, а максимальная частота только в 10 раз превышает частоту входного сигнала. Для повышения точности можно использовать несколько каскадов, при этом выход одного каскада является входом для следующего. Количество таких каскадов ограничивается либо величиной результирующей разности частот, которая может стать довольно большой, либо уровнем шума, производимого умножителями частоты. Каждый каскад дает увеличение точности на порядок.

3.6. Измерение разности частот

На рис. 3.7 показана схема для измерения разности двух частот, предложенная в работе [Murugesan, 1978]. Один из двух D-триггеров FF_1 срабатывает на положительный перепад тактовых импульсов, а другой (FF_2) – на отрицательный. Выходные импульсы дифференцирующих устройств Q_1 и Q_2 переключают состояние RS-триггера FF_3 . Для выходного сигнала триггера FF_3 вводится временная задержка ΔT , величина которой определяется выражением: $T_d \leq \Delta T \leq 1/2 T_c$, где T_d – длительность импульса дифференциатора, а T_c – длительность тактового импульса. Задержанный сигнал Q_3 поступает на вход логических схем «И», куда поступают импульсы, соответствующие передним фронтам сигналов Q_2 и Q_1 . На выходе первой схемы «И» формируется сигнал, частота которого равна $(f_1 - f_2)$, если $f_1 > f_2$, либо на выходе второй схемы «И» формируется сигнал с частотой $(f_2 - f_1)$, если $f_1 < f_2$. Эти сигналы объединяются при помощи схемы логическое «ИЛИ», сигнал на выходе которой имеет частоту $(f_2 - f_1)$. Выходные сигналы схем «И» могут быть также использованы для определения соотношения между частотами. Схема индикации большего значения частоты может быть реализована при помощи RS-триггера FF_4 и светоизлучающих диодов.

3.6.1. Практическое применение схем измерения разности частот

1. Схема измерения разности двух частот может быть использована для управления работой моторов в цифровых системах автоматического контроля с контуром обратной связи.
2. Она может применяться в цифровых измерениях угловой скорости и ускорения.

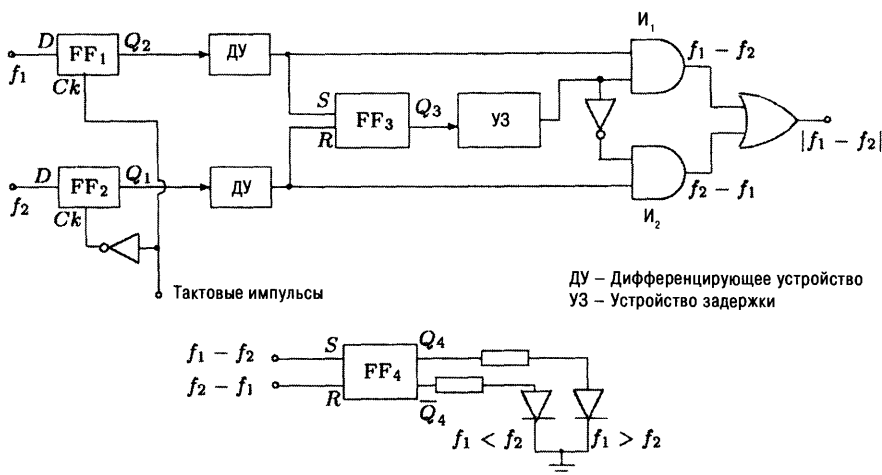


Рис. 3.7. Измерение средней разности частот.

3. В вышеописанную систему можно добавить два дополнительных сумматора для формирования сигналов, частота которых равна сумме входных частот [McLeod & Wise, 1975]. В результате частота выходного сигнала системы будет равна средней частоте, определяемой выражением:

$$f_o = \sum_{i=1}^n f_i - \sum_{j=1}^m f_j.$$

4. При помощи такой схемы можно сравнить два сигнала, частоты которых изменяются в широком диапазоне значений, и при этом отображать соотношение между частотами.

3.7. Измерение девиации частоты в энергосистемах

Для энергосистем важно точно и быстро отслеживать девиацию частоты. На рис. 3.8(а) показана схема измерения девиации частоты, предложенная в работе [Ahmad, 1988]. На рис. 3.8(б) приведены временные диаграммы сигналов, построенные для номинальной частоты. При определении девиации частоты синусоидальный сигнал предварительно преобразуется в пригодный для измерения сигнал напряжения $v(t)$. При помощи детектора перехода через нуль ZCD_1 сигнал $v(t)$ превращается в последовательность прямоугольных импульсов A , которая далее инвертируется в последовательность B . Одновременно $v(t)$ поступает на фазовращатель, сигнал на выходе которого имеет постоянную амплитуду и фазу, изменяющуюся по закону:

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \omega C_1 R_1.$$

Таким образом, фаза ϕ уменьшается с увеличением частоты и растет с ее уменьшением. Сдвиг фазы устанавливается равным 90° при номинальной

частоте 50 Гц. Сигнал со смещенной фазой также преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов B при помощи нуль-детектора ZCD_2 .

Из рис. 3.8(б) видно, что сигналы на выходе логических схем «И»₁ и «И»₂ – D и E представляют собой серии импульсов. Каждая серия состоит из одинакового количества импульсов тактовой частоты C . Легко проверить, что с ростом частоты сигнала число импульсов в серии D будет уменьшаться, а в серии E увеличиваться. Аналогично, можно показать, что при падении частоты сигнала, число импульсов в серии D будет увеличиваться, а в серии E уменьшаться. Предположим, что сигнал с большим количеством импульсов в серии будет попадать на вход счетчика ПРЯМОЙ СЧЕТ (+), а с меньшим – на вход ОБРАТНЫЙ СЧЕТ (–). При изменении частоты сигнала с f до f_1 , фазовый угол изменится на величину:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} - \left[\pi - 2 \tan^{-1} \frac{f_1}{f} \right] = 2 \tan^{-1} \frac{f_1}{f} - \frac{\pi}{2}.$$

Интервал времени, соответствующий этому изменению, можно определить как:

$$\Delta t = \frac{\Delta\phi}{2\pi f_1} = \frac{1}{2\pi f_1} \left(2 \tan^{-1} \frac{f_1}{f} - \frac{\pi}{2} \right).$$

Количество посчитанных импульсов за время Δt , будет равно:

$$N = 2\Delta f_c = \frac{f_c}{\pi f_1} \left[2 \tan^{-1} \frac{f_1}{f} - \frac{\pi}{2} \right] = 2 \frac{f_c}{\pi f_1} \tan^{-1} \frac{f_1 - f}{f_1 + f}.$$

Если $f_1 = f(1 \pm \delta)$,

$$N = 2 \frac{f_c}{\pi f(1 \pm \delta)} \tan^{-1} \frac{\pm \delta}{2 \pm \delta} \approx \pm 2 \frac{f_c}{\pi f} \tan^{-1} \frac{\delta}{2},$$

так как $\delta \ll 1$,

$$N \approx \pm \frac{f_c}{\pi f} \delta. \quad (3.1)$$

Отсюда видно, что показания счетчика будут пропорциональны величине δ .

Для уверенности в том, что сигнал с большим количеством импульсов в серии всегда попадает на вход счетчика ПРЯМОЙ СЧЕТ, а с меньшим – на вход ОБРАТНЫЙ СЧЕТ, применяют согласующее устройство. Рассмотрение логики работы такого устройства вынесено в задачу 3.7.

Теоретически вышеописанная схема работает безупречно, но на практике это не совсем так, поскольку уход характеристик элементов системы и напряжения смещения компаратора со временем и температурой имеет тот же порядок, что и девиация частоты.

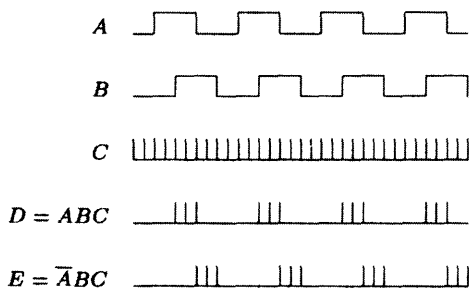
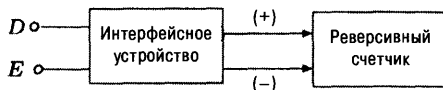
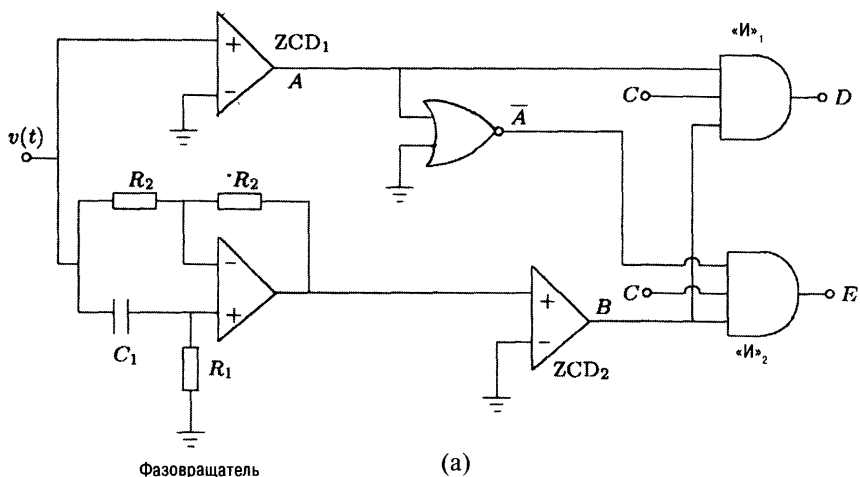


Рис. 3.8. (а) Схема измерения девиации частоты, (б) временные диаграммы сигналов.

3.8. Быстродействующие системы измерения низких значений частоты

При измерении низких значений частоты обычным методом требуется большое время измерений. Например, при измерении частоты сигнала равной 1 Гц, с точностью $\pm 1\%$ требуется время 100 с. Альтернативный способ измерения заключается в предварительном увеличении частоты сигнала в 10^n раз. Такое умножение можно выполнить при помощи схемы фазовой автоподстройки частоты сигнала (ФАПЧ) или цифрового умножителя частоты. На рис. 3.9 приведена схема цифрового умножителя частоты.

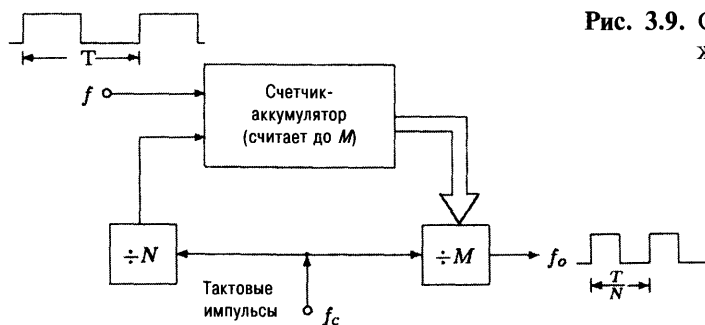
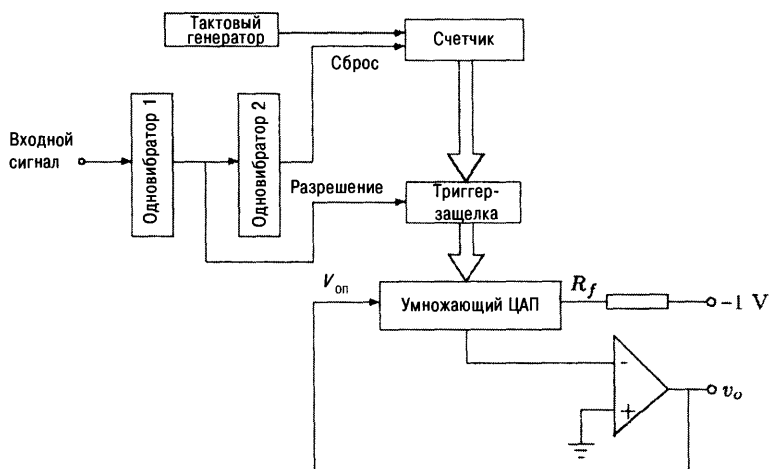


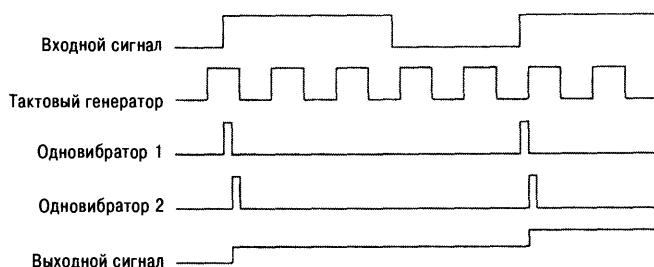
Рис. 3.9. Схема цифрового умножителя частоты.

Часто бывает необходимо знать мгновенное значение частоты сигнала, которое обратно пропорционально длительности каждого конкретного периода. Например, период сигнала меняется случайным образом, и требуется найти мгновенное значение частоты для определения статистических характеристик сигнала [Nelsen & Wallace, 1965]. Измерение мгновенной частоты выполняется по следующему алгоритму: в начале каждого периода запускается генератор линейно возрастающего напряжения, а в конце периода замеряется и запоминается значение сигнала на его выходе. Для нахождения обратного значения сохраненного напряжения в состав схемы включен аналоговый делитель. Очевидно, что напряжение на выходе делителя будет пропорционально мгновенной частоте входного сигнала. Точность измерений определяется качеством настройки аналоговой части схемы. Следует также учитывать, что при измерении очень низких значений частоты падение напряжения на конденсаторе схемы выборки и хранения становится серьезным источником погрешности. В состав следующей схемы входят только цифровые элементы, поэтому ее точность не зависит от частоты входного сигнала. Однако здесь существуют жесткие требования к диапазону измеряемых частот [Smallwood, 1978]. В этой схеме необходимо настраивать два параметра: опорное напряжение и частоту тактовых импульсов. Это можно выполнить с высокой точностью.

На рис. 3.10(а) показана схема преобразователя частоты в напряжение, а на рис. 3.10(б) приведены временные диаграммы сигналов. Передний фронт входного сигнала запускает первый одновибратор. По сигналу одновибратора содержимое счетчика запоминается на триггере-зашелке. Задний фронт импульса первого одновибратора запускает второй одновибратор, который сбрасывает показания счетчика. После чего счетчик будет считать импульсы тактового генератора до прихода очередного переднего фронта входного сигнала. Максимальная частота тактового генератора выбирается, исходя из минимальной длительности импульса одновибратора, поскольку импульсы, сбрасывающие и запускающие счетчик, не должны превышать длительности одного тактового периода. Цифровой выход триггера-зашелки подключается ко входу ЦАП. ЦАП с операционным усилителем в обратной связи выполняет функцию делителя [Rathore, 1977], [Rathore & Singhi, 1980]. Выходной сигнал ЦАП v_o будет пропорционален произведению опорного на-



(а)



(б)

Рис. 3.10. (а) Преобразователь частота–напряжение, (б) временные диаграммы сигналов.

пряжения $V_{оп}$ на величину, обратную числу тактовых импульсов, посчитанных за один период входного сигнала. Следовательно, напряжение v_o будет пропорционально мгновенной частоте входного сигнала. Вышеописанная система измерения мгновенной частоты имеет аналоговый выход. Промышленно выпускаемые цифровые измерители мгновенной частоты сигнала работают по другому алгоритму: за первый цикл измерения они определяют период входного сигнала, а затем при помощи микропроцессора вычисляют обратную ему величину. Как правило, такие измерители имеют цифровой выход.

В следующем разделе будут рассмотрены быстросействующие методы измерения низких значений частот сначала в узкой полосе вокруг номинальной частоты, а затем в широком диапазоне частот. Во всех этих методах происходит непрерывное определение значения величины, обратной длительности периода входного сигнала. В конце каждого периода это значение замеряется и сохраняется.

3.9. Измерение низкой частоты в узком диапазоне частот

Рассмотрим простую быстродействующую схему для точного измерения низкой частоты сигнала в узкой полосе, основанную на определении длительности периода. На практике такая схема может быть использована для измерения частоты сети, равной 50 Гц с $\pm 5\%$ отклонением от номинального значения.

3.9.1. Метод прямого счета

Пусть f_o — номинальная частота, а T_o — соответствующий ей период. Предположим, что тактовые импульсы f_c считаются в течение одного периода T_o . При этом показания прибора будут точно соответствовать частоте f_o . Если прибор имеет разрешающую способность R , можно записать:

$$T_o f_c = \frac{f_o}{R},$$

отсюда следует, что

$$f_c = \frac{f_o^2}{R}. \quad (3.2)$$

Для любой другой частоты f показания прибора f_r будут равны:

$$f_r = \left(\frac{f_o^2}{R} \right) \left(\frac{1}{f} \right) R = \frac{f_o^2}{f}. \quad (3.3)$$

Зависимость f и f_r от периода T показана на рис. 3.11. Отметим, что если f становится больше f_o , f_r уменьшается и наоборот. Следовательно, ошибка будет возрастать как при повышении, так и при уменьшении частоты f относительно номинальной величины f_o . Два способа выхода из этой ситуации приведены ниже.

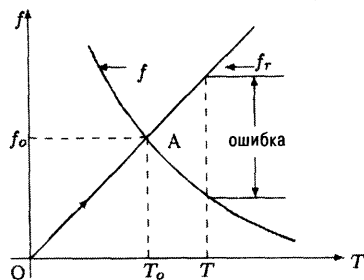


Рис. 3.11. Зависимость f и f_r от T .

3.9.2. Метод дополнительных импульсов

На дисплее отображаются не сами показания счетчика, а их дополняющие значения. При этом частота тактовых импульсов выбирается такой, что количество посчитанных импульсов за время T_o остается равным f_o/R . Получить дополняющее значение к посчитанному числу импульсов можно следующим образом: на счетчике выбирается режим обратного счета и в начале каждого периода на нем устанавливается максимально возможное значение,

т.е. $10^n - 1$, где n — число цифр на дисплее. В этом случае показания счетчика будут определяться следующим выражением:

$$N_o = (10^n - 1) - \frac{f_c}{f_o} = \frac{f_o}{R}. \quad (3.4)$$

Решая это уравнение относительно f_c , получим:

$$f_c = (10^n - 1 - \frac{f_o}{R})f_o \approx (10^n - \frac{f_o}{R})f_o. \quad (3.5)$$

Тогда показания дисплея при частоте f можно записать в виде:

$$f_r = (10^n - 1 - \frac{f_c}{f})R. \quad (3.6)$$

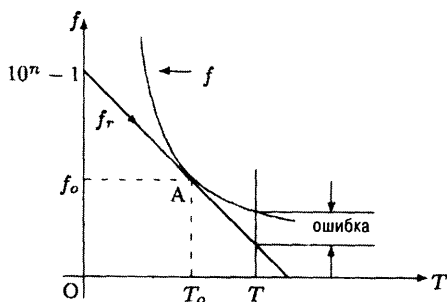


Рис. 3.12. Зависимости реальной частоты f и показаний прибора f_r от периода T .

На рис. 3.12 приведены графики зависимостей реальной частоты f и показаний прибора f_r от длительности периода сигнала T .

Отметим следующее:

1. Показания на дисплее близки к реальной частоте сигнала f только в непосредственной близости от f_o . Таким образом, описанный метод измерения является достаточно точным только в узкой полосе вокруг номинальной частоты f_o .

2. Величина ошибки измерения здесь значительно меньше, чем в предыду-

щем методе. Показания прибора f_r всегда меньше реального значения f , следовательно, ошибка будет тоже всегда отрицательной.

Пример 3.1.

Требуется разработать цифровой частотомер, основанный на определении периода сигнала. Диапазон измеряемых частот равен: $50 \pm 5\%$ Гц. Измерения должны проводиться с точностью до второго десятичного знака. Необходимо вычислить величину ошибки измерения для крайних значений диапазона частот.

Решение: Здесь $f_o = 50$ Гц, $R = 0,01$, $n = 4$. Из уравнения (3.5) получаем:

$$f_c = (10^4 - 1 - \frac{50}{0,01})50 \text{ Гц} = 250 \text{ кГц}.$$

Из уравнения (3.6) найдем показания дисплея для частоты 47,5 Гц:

$$(10^4 - 1 - \frac{250 \times 10^3}{47,5})0,01 = 47,33 \text{ Гц}.$$

Следовательно, ошибка измерений в этом случае равна $-0,315\%$. Аналогично посчитанная ошибка измерений для частоты 52,5 Гц составляет $-0,228\%$.

3.9.3. Метод обратного счета

Более точный метод измерения частоты в узком частотном диапазоне предложен в работе [Rathore, 2000]. Его идея заключается в создании линейной аппроксимации к реальной зависимости $f = 1/T$ такой, чтобы ее значение и наклон в точке (T_o, f_o) совпадали со значением и наклоном кривой $f(T)$, т.е. соответственно равнялись f_o и $(-1/T_o^2)$. Уравнение такой прямой имеет следующий вид:

$$f = -\frac{1}{T_o^2}T + 2f_o.$$

На рис. 3.13. показаны истинная кривая $f(T)$ и ее линейная аппроксимация $f_r(T)$. Теперь счет импульсов должен вестись не со значения $10^n - 1$ как в предыдущем методе, а со значения $2f_o/R$. В этом случае будет справедливо следующее выражение:

$$f_o = 2f_o - f_c T_o R.$$

Из этого уравнения получим:

$$f_c = \frac{f_o^2}{f}.$$

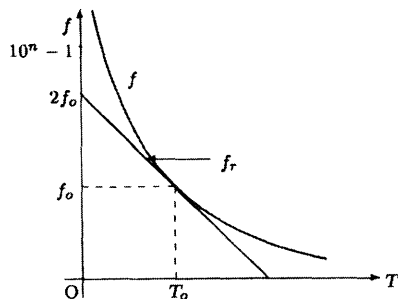


Рис. 3.13. Зависимости $f(T)$ и $f_r(T)$, при $2f_o < (10^n - 1)R$.

Очевидно, что оно совпадает с уравнением (3.2). Показания счетчика для другой частоты f будут определяться выражением:

$$f_r = 2f_o - \frac{f_o^2}{f}. \quad (3.7)$$

Пример 3.2.

Требуется разработать частотомер, аналогичный описанному в примере 3.1, при условии, что номинальная частота $f_o = 30$ Гц. Необходимо рассчитать ошибку измерений на частотах на 5% выше и на 5% ниже номинальной.

Решение: Здесь $f_o = 30$ Гц, $R = 0,01$, $n = 4$. Тогда из уравнения (3.2) получим:

$$f_c = \left(\frac{30^2}{0,01} \right) \text{ Гц} = 90 \text{ кГц}.$$

При помощи уравнения (3.7) можно определить, что показания счетчика, отображаемые на дисплее при измерении частот 28,50 и 31,50 Гц, будут соответственно равны 28,43 и 31,43 Гц.

Вернемся к рассмотрению метода обратного счета. Если $2f_o > (10^n - 1)R$, возможны следующие варианты реализации метода:

- Вводится дополнительная значащая цифра для сохранения начального значения $2f_o$. Алгоритм остается прежним.
- Счетчик начинает работать в режиме прямого счета, но не с нуля, а со значения $2[(10^n - 1)R - f_o]/R$. При заполнении счетчика он переключается в режим обратного счета.
- Счетчик начинает работу в режиме обратного счета со значения $(10^n - 1)R$. После того как показания счетчика станут равны $2[(10^n - 1)R - f_o]/R$, на нем снова устанавливается максимальное значение $(10^n - 1)$ и продолжается работа в режиме обратного счета.

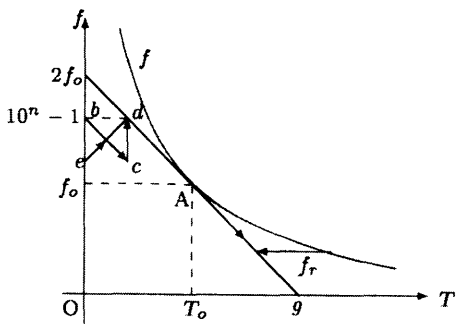


Рис. 3.14. Два варианта работы при $2f_o > (10^n - 1)R$.

Два последних варианта работы показаны на рис. 3.14 в виде траекторий: edg и bcdg.

Пример 3.3.

Требуется повторить пример 3.2, но для случая $f_o = 60$ Гц.

Решение: Здесь $f_o = 60$ Гц, $R = 0,01$, $n = 4$. Из уравнения (3.7) получаем:

$$f_c = \frac{60^2}{0,01} \text{ Гц} = 360 \text{ кГц.}$$

Из уравнения (3.7) находим показания счетчика, отображаемые на дисплее, при измерении частот, равных 57 и 63 Гц. Они получаются равными 56,85 и 62,84 Гц.

Вышеописанный метод обладает высокой точностью измерений только в узкой полосе частот. Если при работе счетчика в режиме обратного счета частоту тактовых импульсов выбрать пропорциональной квадрату частоты измеряемого сигнала, можно значительно повысить точность измерений в более широкой полосе частот. В следующем разделе этот метод будет рассмотрен более подробно.

3.10. Использование обратной зависимости от времени для измерения частоты

Рассмотрим схему, представленную на рис. 3.15, состоящую из двух двоичных умножителей частоты и вычитающего счетчика. Двоичный умножитель частоты (УЧ) представляет собой микросхему, на входы которой поступают

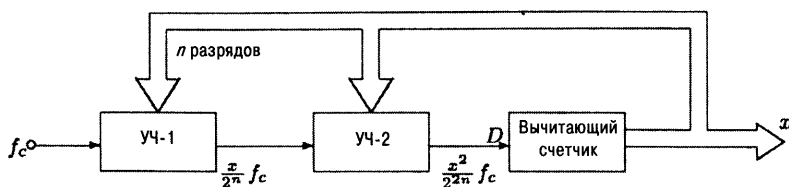


Рис. 3.15. Схема, моделирующая уравнение (3.8).

два сигнала: периодический прямоугольный сигнал с частотой f и цифровой n -разрядный сигнал, соответствующий значению x . На выходе умножителя получается сигнал в виде прямоугольных импульсов, следующих с частотой $f_o = (x/2^n) f$. Таким образом, выходная частота умножителя увеличивается в $(x/2^n)$ раза.

Поскольку счетчик работает в режиме обратного счета, скорость уменьшения величины x , $-dx/dt$, должна равняться частоте импульсов, поступающих на счетчик, т.е. $(x^2/2^{2n})f_c$.

Таким образом,

$$-\frac{dx}{dt} = \frac{x^2}{2^{2n}} f_c.$$

Следовательно схема на рис. 3.15 моделирует уравнение:

$$\frac{dx}{dt} + Kx^2 = 0, \quad (3.8)$$

где

$$K = \frac{f_c}{2^{2n}}.$$

Разделяя переменные, получим:

$$-\frac{dx}{x^2} = Kdt.$$

Проинтегрируем обе части этого выражения:

$$\frac{1}{x} = Kt + C,$$

здесь C — постоянная интегрирования. Пусть в начальный момент времени $t = 0$, $x = x(0)$. Тогда

$$x = \frac{1}{Kt + 1/x(0)}. \quad (3.9)$$

Если $x(0) = \infty$, то $x = 1/Kt$, т.е. величина x обратно пропорциональна времени. Отсюда и название метода. На рис. 3.16 построен график зависимости (3.9).

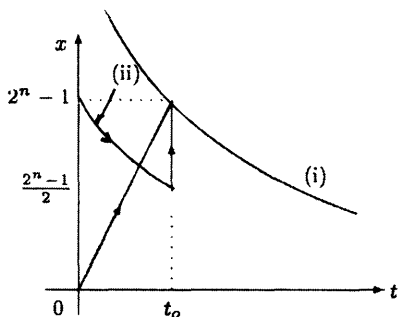


Рис. 3.16. Обратная зависимость от времени.

считать импульсы тактовой частоты f_c в режиме прямого счета до полного заполнения, т.е. до момента времени $t = t_o$. В этом случае справедливо следующее соотношение:

$$t_o f_c = 2^n - 1,$$

или

$$t_o = \frac{(2^n - 1)}{f_c}. \quad (3.10)$$

В момент времени $t = t_o$, значение обратной зависимости равно:

$$x(t_o) = \frac{1}{K t_o} = \frac{2^{2n}}{f_c t_o}.$$

Подставив сюда выражение (3.10), получим:

$$x(t_o) = \frac{2^{2n}}{2^n - 1}.$$

Поскольку n — достаточно большая величина, $2^{2n} \approx 2^{2n} - 1$. Тогда

$$x(t_o) = \frac{2^{2n} - 1}{2^n - 1} = \frac{(2^n + 1)(2^n - 1)}{2^n - 1} = 2^n + 1 \approx 2^n - 1.$$

Отсюда видно, что значение обратной зависимости x в момент времени $t = t_o$ приблизительно равно максимальному значению счетчика x , полученному при подсчете импульсов частоты f_c , при условии, что счетчик в начальный момент был сброшен. Как только счетчик заполнится, сигнал переноса переведет его в режим обратного счета. Структурная схема для реализации этого алгоритма приведена на рис. 3.17.

(2) В начальный момент времени на счетчике устанавливается максимальное значение, т.е. $x(0) = 2^n - 1$. После прихода запускающего импульса счетчик начинает считать импульсы частоты $(x^2/2^{2n}) f_c$ в режиме обратного счета до момента $t = t_o$, когда его значение станет равным половине максимального значения, т.е. $(2^n - 1) / 2$. Заметим, что в соответствии с уравнени-

Поскольку максимальное значение счетчика не может быть больше $2^n - 1$, часть зависимости, соответствующую интервалу времени $t < t_o$, реализовать невозможно. Для получения зависимости (3.9) при $t \geq t_o$, счетчик должен начинать работу в режиме обратного счета со значения $x = 2^n - 1$ в момент времени $t = t_o$. Рассмотрим два способа реализации этой зависимости:

(1) В начальный момент времени счетчик находится в нулевом состоянии, т.е. при $t = 0$, $x(0) = 0$. Затем на счетчик поступает сигнал разрешения, и он начинает

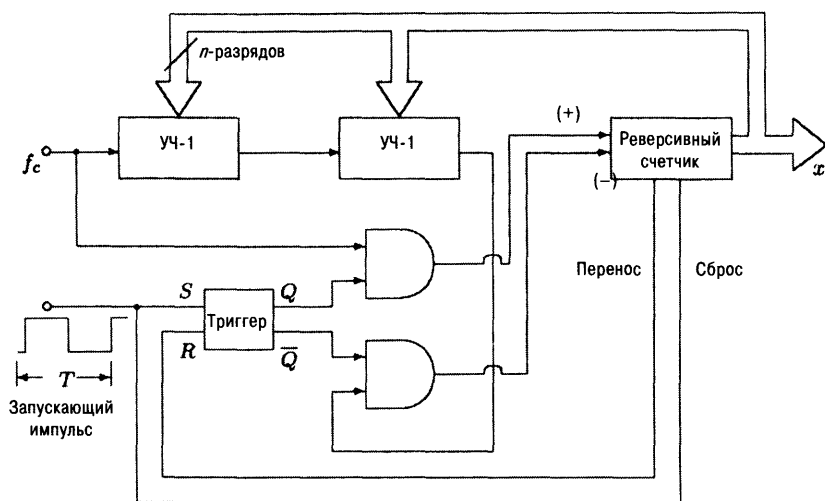


Рис. 3.17. Структурная схема для измерения низкой частоты.

ем (3.9) кривая (i) начинается со значения $x(0) = \infty$, а кривая (ii) — со значения $x(0) = 2^n - 1$. Следовательно, для кривой (ii) справедливо:

$$x(t_o) = \frac{1}{Kt_o + 1/(2^n - 1)} = \frac{2^n - 1}{2}.$$

Решая это уравнение относительно t_o , получим:

$$t_o = \frac{1}{K(2^n - 1)}. \quad (3.11)$$

Из кривой (i) находим, что

$$x(t_o) = \frac{1}{Kt_o}.$$

Подставив сюда выражение (3.11), получим:

$$x(t_o) = 2^n - 1.$$

Если в момент t_o на счетчике снова установить максимальное значение $2^n - 1$, попадаем в точку А обратной зависимости (i).

Теперь запускающий импульс заменим на серию импульсов, частоту которых f_m необходимо определить. Каждый входной импульс сначала запускает триггер-защелку, а потом сбрасывает счетчик. Выходной сигнал x системы по окончании каждого цикла измерений запоминается и сохраняется в течение следующего цикла. На практике, для того чтобы избежать ситуации, при которой счетчик из-за запаздывания распространения сигналов переполнится и сбросится в нуль, используется задержка сигнала переноса.

Это необходимо для сохранения на всех выходах счетчика **ВЫСОКОГО** уровня сигнала до начала фазы обратного счета, чтобы обратный счет импульсов всегда начинался с максимального значения.

3.10.1. Частотный диапазон и точность

Так как невозможно реализовать часть зависимости (i) для $t < t_o$, максимальная частота, которую можно измерить вышеописанным методом, будет равна:

$$\max f = \frac{1}{t_o} = \frac{f_c}{2^n}.$$

Теоретически, не существует нижнего предела измерения частоты, но на практике при увеличении периода ухудшается разрешающая способность, что и является ограничивающим фактором. Диапазон измеряемых частот легко настраивается выбором соответствующей тактовой частоты f_c , для чего применяются делители частоты. Для индикации выхода частоты за пределы диапазона измерения можно использовать выходной сигнал триггера Q . В этом случае уровень сигнала на выходе Q будет оставаться постоянно **ВЫСОКИМ**.

Теоретически, точность этого метода равна ± 1 импульс счета. Если сюда прибавить погрешность, связанную с изменением тактовой частоты, точность измерений уже будет составлять \pm несколько счетных импульсов. Такая большая погрешность измерений связана в первую очередь с аппроксимационным методом выбора точки A на кривой обратной зависимости от времени. Эта проблема решается установкой дополнительного k -разрядного счетчика и увеличением тактовой частоты в 2^k раз. В этом случае измеритель становится $(n + k)$ -разрядным, на выходе которого k наименее значимых разряда отбрасываются.

Пример 3.4.

Требуется найти, какую максимальную частоту можно определить при помощи измерителя, использующего обратную зависимость от времени, если число разрядов равно 8, а тактовая частота — 10^3 Гц.

Решение:

$$\text{максимальная частота измерения} = \frac{f_c}{2^n} = \frac{10^3}{2^8} = 3,9 \text{ Гц.}$$

3.11. Быстродействующий метод измерения низкой частоты синусоидальных сигналов

Одним из методов измерения низкой частоты синусоидального сигнала является определение отношения амплитуд сигнала и его интеграла [Rathore & Dighe, 1980]. Покажем это. Если

$$v(t) = V_m \sin 2\pi ft,$$

тогда

$$\int v(t)dt = \frac{V_m}{2\pi f} \cos 2\pi ft.$$

Отсюда находим:

$$\frac{\text{пиковое значение } v(t)}{\text{пиковое значение } \int v(t)} = \frac{V_m}{V_m / 2\pi f} = 2\pi f.$$

Для измерения частоты f этим методом подойдет структурная схема, показанная на рис. 3.18. Схема преобразователя отношения двух аналоговых величин во временной интервал или частоту сигнала, описанная в работе [Rathore, 1982], будет рассмотрена в седьмой главе.



Рис. 3.18. Структурная схема для измерения низкой частоты синусоидального сигнала.

3.12. Измерение пиковой частоты

Часто на практике, например, при контроле частоты в силовых линиях, при определении частоты сердечных сокращений и т.д., требуется регистрировать максимальное/минимальное значение сигнала за определенный промежуток времени. Для этих целей можно использовать схему, показанную на рис. 3.19 [Venkateswaran & Seshadri, 1980], которая отслеживает максимальную частоту сигнала и сохраняет ее до тех пор, пока не будет найдено более высокое ее значение.

Попробуем разобраться в принципе работы такого пикового детектора. Здесь выполняется обычное измерение частоты. Полученное значение частоты запоминается в счетчике. Пусть $L_2 > L_1$. В этом случае выходной сигнал компаратора C имеет **ВЫСОКИЙ** уровень. Когда приходит следующий счетный импульс, на выходе Q D-триггера устанавливается **ВЫСОКИЙ** уровень, и, триггер-защелка L_1 запоминает новое значение частоты f . Это значение f сравнивается с ранее сохраненным в триггере L_2 максимальным значением. Если, по-прежнему $L_2 > L_1$, сигнал C остается **ВЫСОКИМ** и состояние D-триггера также не меняется. Соответственно и выходной сигнал детектора останется прежним, а на выходах логических схем сохраняется максимальное значение, хранящееся в триггере L_2 . Текущее значение ча-

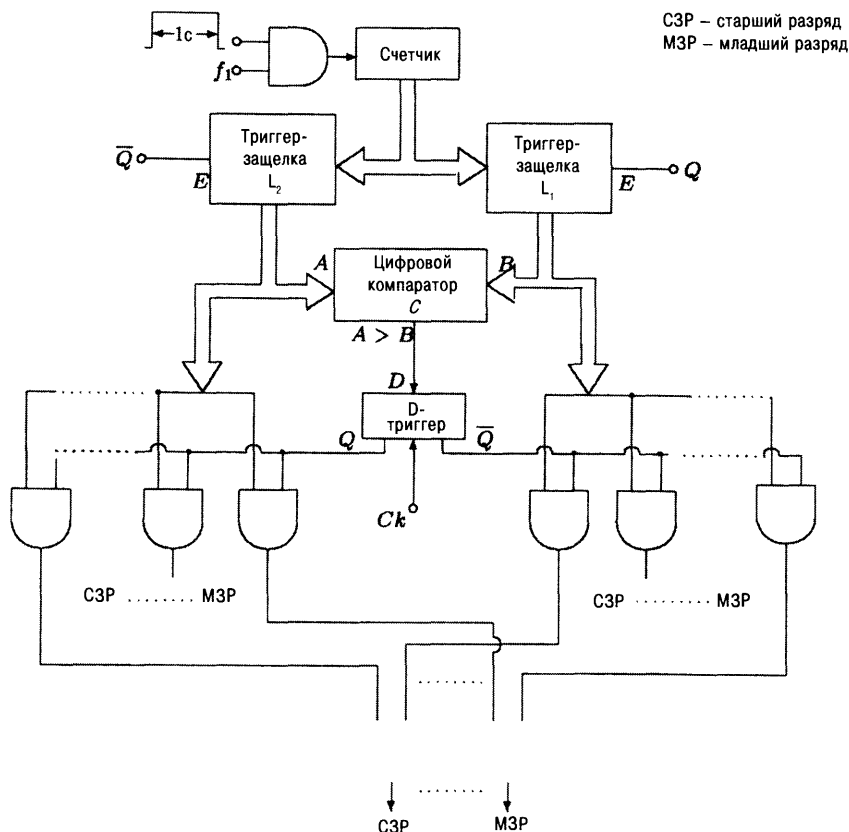


Рис. 3.19. Регистратор пиковых значений частоты.

стоты f будет снова загружено в триггер L_1 . Рассмотрим момент, когда L_1 станет больше L_2 . В этом случае на выходе компаратора установится сигнал НИЗКОГО уровня, и следующий счетный импульс изменит состояние D-триггера, т.е. Q станет равным 0. Следовательно, очередное значение частоты теперь будет запомнено в триггере L_2 , а в L_1 теперь хранится новое максимальное значение. Логические элементы «ИЛИ» и «И» тоже переключаются, теперь на выходе детектора установлено содержимое триггера L_1 . Если после такого пикового детектора поставить дешифратор, на дисплее будет отображаться текущее максимальное значение частоты.

3.12.1. Упрощенная схема индикатора максимального/минимального значения

В работе [Rathore, Joshi & Chitale, 1987] приведена упрощенная схема индикатора максимального/минимального значения частоты сигнала за определенный интервал времени.

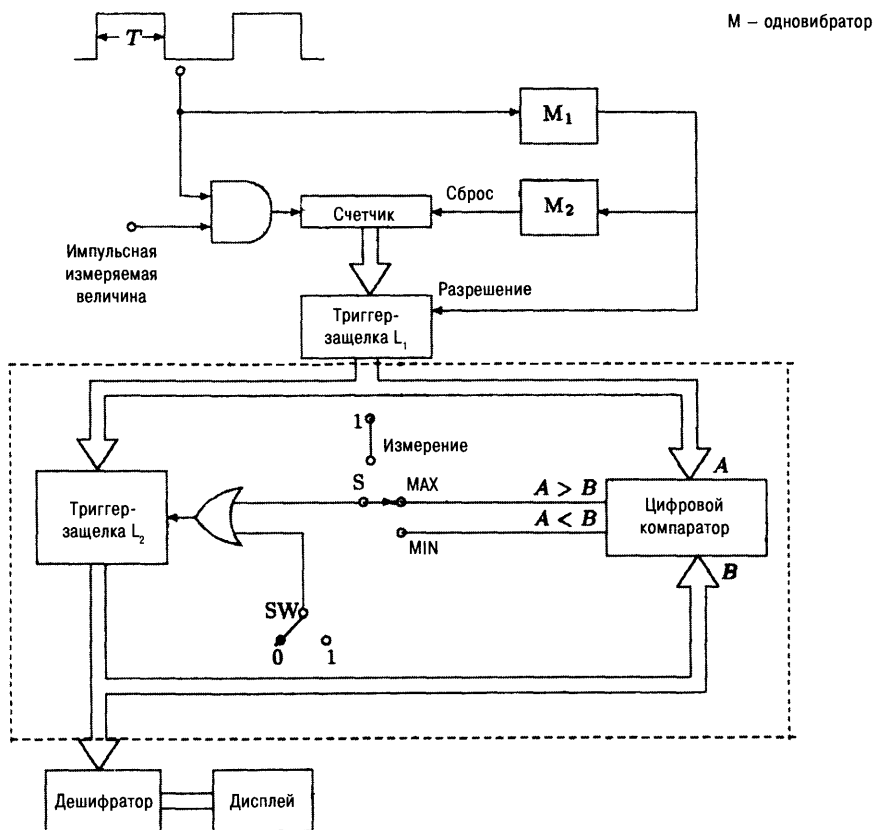


Рис. 3.20. Регистратор максимального/минимального показаний счетчика.

Схема такого индикатора показана на рис. 3.20. Рассмотрим часть схемы, заключенную в пунктирный прямоугольник. Очевидно, что триггер-зашелка L_1 всегда запоминает последнее измеренное значение. Выходной сигнал L_1 передается на второй триггер-зашелку L_2 и на вход A цифрового амплитудного компаратора. На вход B этого же компаратора подается выходной сигнал L_2 . Рассмотрим случай, когда ключ S включен в положение MAX (MIN), при этом выходной сигнал компаратора $A > B$ ($A < B$) подается через логическую схему «ИЛИ» на вход РАЗРЕШЕНИЕ триггера L_2 . Очевидно, что содержимое триггера L_2 изменится только тогда, когда выходной сигнал L_1 станет больше (меньше) хранящегося в L_2 значения. Следовательно, в триггере L_2 всегда будет храниться последнее максимальное (минимальное) значение.

При кратковременном переключении ключа SW из положения 0 в положение 1, запускается новый цикл работы. В это время на входе РАЗРЕШЕНИЕ триггера L_2 все время установлен ВЫСОКИЙ уровень, поэтому выходной сигнал с триггера L_1 передается на выход L_2 , т.е. входы компаратора A и B становятся равны. Это будет начальным этапом нового цикла определения максимального/минимального значения.

Если ключ S установлен в положение ИЗМЕРЕНИЕ или ключ SW находится в положении 1 длительное время, на дисплее будет отображаться текущее значение триггера L_1 , т.е. текущее показание счетчика.

Таким образом, на дисплее будет отображаться либо максимальное, либо минимальное значение измеряемой величины за интересующий промежуток времени, либо ее текущее значение, определенное в течение счетного интервала T . Очевидно, что эта схема выполняет больше функций, чем схема на рис. 3.19, которая определяет только пиковые значения измеряемой величины. К тому же последняя схема состоит из меньшего количества элементов, что делает ее более простой и дешевой. Очевидно, что часть схемы, заключенная в пунктирный прямоугольник, может быть включена в состав других цифровых схем измерения различных величин для регистрации их максимального и/или минимального значений. Если требуется одновременно регистрировать и максимальное, и минимальное значения измеряемой величины, используют два таких блока, установленных параллельно.

Задачи

- 3.1. Объясните, что такое погрешность счета. Определите величину погрешности счета, если измеряемая частота равна 10 Гц, а время измерения — 1 с.
- 3.2. Для уменьшения влияния погрешности счета, равной ± 1 импульс, частота, значение которой меньше $\sqrt{f_c}$, должна измеряться методами определения периода сигнала, в остальных случаях — методами определения частоты. Докажите это.
- 3.3. Частота сигнала f была измерена с одинаковой точностью двумя способами: методом определения периода и методом определения частоты. Определите полученные значения f , если тактовая частота равна 1 МГц, а интервал счета — 2 с.
- 3.4. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы на рис. 3.6(б), если $f_1 = 1/2$, а $f_2 = 1/3$. Проверьте правильность нахождения разности частот при помощи логической схемы «И».
- 3.5. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы измерения средней разности частот, представленной на рис. 3.7.
- 3.6. а) Определите передаточную функцию по напряжению для фазовращателя, используемого в схеме на рис. 3.8.
б) Проверьте, что график передаточной функции в полярных координатах представляет собой полуокружность, лежащую в первом и втором квадрантах с центром в начале координат.
в) Докажите, что изменение фазы ϕ определяется выражением:

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \omega C_1 R_1$$

Проверьте, что график этой зависимости в полярных координатах начинается от угла 180° при $\omega = 0$ и заканчивается в 0° при $\omega = \infty$.

- 3.7. Разработайте такой согласующий блок для схемы на рис. 3.8, чтобы сигнал с большим количеством импульсов в серии всегда попадал на

вход счетчика ПРЯМОЙ СЧЕТ (+), а с меньшим — на вход ОБРАТНЫЙ СЧЕТ (–). При этом на дисплее должен отображаться знак девиации частоты.

- 3.8. Объясните, почему традиционный метод измерения частоты не подходит для определения низких значений частот.
- 3.9. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы умножителя частоты, показанной на рис. 3.9.
- 3.10. Разработайте быстродействующий частотомер, работающий в узком частотном диапазоне: $40 \pm 5\%$ Гц. Определите максимальную погрешность измерения в следующих методах:
 - а) прямого счета,
 - б) обратного счета,
 - в) счета дополняющих импульсов.Решите эту же задачу для случая измерения частоты $60 \pm 5\%$ Гц.
- 3.11. Функциональный генератор состоит из инвертирующего интегратора и неинвертирующего триггера Шмитта. В качестве датчика давления используется интегрирующий конденсатор. Разработайте схему измерения давления в узком диапазоне значений вокруг номинального значения P_0 .
- 3.12. Разработайте схему, аналогичную показанной на рис. 3.17, если рабочая точка A на кривой обратной зависимости от времени задается в режиме обратного счета тактовых импульсов.
- 3.13. Разработайте быстродействующий измеритель низкой частоты, включающий в себя схему задания рабочей точки A на кривой обратной зависимости от времени и дополнительный 4-х разрядный счетчик для уменьшения погрешности, появляющейся из-за неточности выбора точки A .
- 3.14. Разработайте 8-ми разрядный двоичный умножитель частоты (УЧ), состоящий из двух 4-х разрядных УЧ. Определите выходную частоту такого умножителя, если входной цифровой сигнал равен 01001000, а тактовая частота — 320 Гц.
- 3.15. Определите, какую максимальную частоту можно измерить методом, использующим обратную зависимость от времени. Предполагается, что в схеме применяется 8-ми разрядный счетчик, а тактовая частота равна 1 кГц.
- 3.16. Объясните выражение: «Теоретически не существует нижнего предела измерений частоты методом, использующим обратную зависимость от времени. Однако на практике это не так».
- 3.17. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы на рис. 3.17 и покажите, как временные задержки прохождения сигналов могут привести к сбою в ее работе. Введите в схему дополнительный одновибратор для решения этой проблемы.
- 3.18. Разработайте схему для регистрации минимальной частоты электрической сети за интервал времени, равный 12 часам.
- 3.19. Упростите схему определения пиковой частоты, показанную на рис. 3.19. Для этого используйте: а) переключатель с тремя состояниями, б) цифровой мультиплексор.

3.20. На рис. 3.20 показана схема электронного тахометра [Subbayyan & Vaithilingam, 1978]. Все триггеры и одновибраторы в схеме срабатывают на отрицательный перепад уровней.

- Нарисуйте временные диаграммы сигналов и определите, каким будет режим работы такого устройства: одноктактным или многотактным.
- Определите какой должна быть длительность импульсов задержек, формируемых на выходах одновибраторов M_1 , M_2 и M_3 , чтобы информация на дисплее сохранялась не менее 1 секунды.
- Измените схему, применив триггер-зашелку.

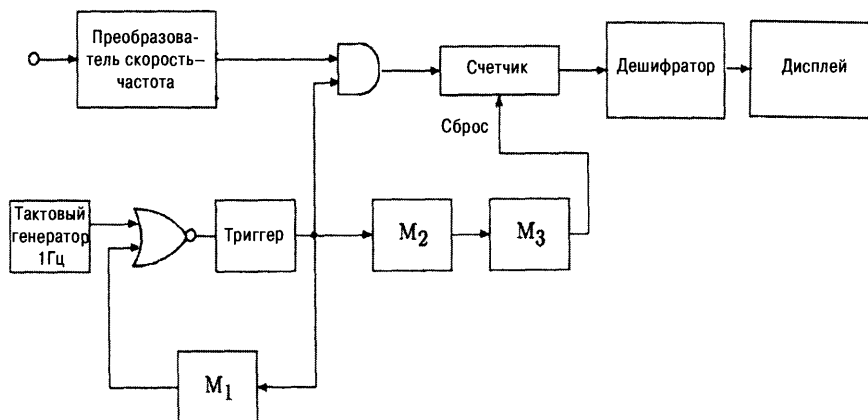


Рис. P3.20

3.21. Существует много вариантов схем функциональных генераторов, вырабатывающих сигналы, частота которых либо обратно пропорциональна величине емкости конденсатора, либо прямо пропорциональна ей. Требуется разработать измеритель емкости, использующий одну из этих схем. Найдите схемы таких измерителей в литературе.

Литература

Ahmad M.: 1988, *Power system frequency deviation measurement using an electronic bridge*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-37, pp. 147-148.

Boashash B.: 1992, *Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal: Parts 1 and 2*, Proc. IEEE, vol. 80.

Carlosena A., Macua C. & Zivanovic M.: 2000, *Instrument for the measurement of the instantaneous frequency*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-49, pp. 783-789.

Hewlett-Packard, *Fundamentals of the Electronic Counters*, Application Note 200, July 1978.

Horolic S.D. & Bertolucci B.: 1975, *A new type of digital frequency multiplier*, Proc. IEEE, vol. 68.

Kasparis T., Voulgaris N.C. & Halkias C.C.: 1985, *A method for precise measurement of the difference between two low frequencies*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-34, pp. 95-96.

- Loughlin & Tacer B.:** 1997, *Comments on the interpretation of the instantaneous frequency*, IEEE Signal Processing Lett., vol. 4, pp. 123-125.
- Lovell B.C., Williamson R. C. & Boashash B.:** 1993, *The relationship between instantaneous frequency and time-frequency representations*, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 41, pp. 1458-1461.
- Mathur M.P.:** 1978, *A digital frequency meter for measuring low frequencies*, IEEE Trans. Instrum., Meas., vol. IM-27, pp. 295-296.
- McCarthy E.P.:** 1979, *A digital instantaneous frequency meter*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-28, pp. 224-226.
- McLeod N.W. & Wise J.:** 1975, *Clock averaging circuit*, Electron.Lett., vol. 11, pp. 428-429.
- McVey E.S. & Lundy J. W.:** 1975, *A digital error expansion circuit for measurement of frequency*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-24, pp. 246-248.
- Murugesan S.:** 1978, *Digital frequency subtractor*, IEEE Trans. Industrial Electron. Control Instrum., vol. IECI-25, pp. 292-293.
- Nash G.:** 1970, *Phase locked loop design fundamentals* in Motorola Semiconductor Products Application Notes, AN 535.
- Nelsen T.S. & Wallace T.M.:** 1965, *An instrument for online processing and statistical analysis of electroenterographic and electrogastrographic data*, Digest of 6th Int. Conf. on Medical Electronics and Biomedical Engg., Tokyo, pp 369-370.
- Rao N. B. & Chandra S.G.:** 1979, *A digital ratio to frequency converter* J. IE (India), ET Division, vol. 58.
- Rathore T.S.:** 1982, *A four quadrant analogue divider employing 555 timer device*, Int. J. Electron., vol. 52, pp. 195-197. Errata ibid, vol. 57, No. 4, p. 595, April 1984.
- Rathore T.S.:** 1977, *Inverse active networks*, Electron. Lett., vol. 13, pp. 303-304.
- Rathore T.S.:** 1982, *A voltage divider circuit with digital output*, Int. J. Electron., vol. 53, pp. 293-296.
- Rathore T.S.:** 2000, *Measurement of low-frequencies in a narrow band*, unpublished.
- Rathore T. S. & Dighe A. M.:** 1980, *A method for voltage ratio measurement and its application*, J.IETE (I), vol. 26, pp. 519.
- Rathore T. S., Joshi N. S. & Chitale S. V.:** 1987, *Digital maximum/minimum indicator*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-36, pp. 851.
- Rathore T. S. & Singhi B. M.:** 1980, *Network transformations*, IEEE Trans.Circuits., vol.CAS-27, pp. 57-59.
- Smallwood R. H.:** 1978, *An instantaneous rate meter*, Electron. Engg., vol. 50, p. 27.
- Stringfellow J. F.:** 1973, *Frequency converter takes care of filtering problems*, Cont. Instrum., vol. 5 pp. 50-51.
- Subbayyan R. & Vaithilingam M. C.:** 1978, *A low cost digital tachometer*, J. IE (India), ET Division, vol. 58, pp. 67-69.
- Venkateswaran N. & Seshadri V.:** 1980, *Peak frequency detection*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-29, pp. 146-147.

ГЛАВА 4

ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

4.1. Введение

Современная измерительная техника, несмотря на аппаратную сложность, должна работать эффективно и надежно. Часто приборы для измерений имеют модульную конструкцию. Каждый модуль состоит из большого числа микросхем, к внутренним элементам которых нет никакого доступа. В отличие от схем на дискретных компонентах здесь теряется гибкость в управлении такими приборами, поскольку нет никакой возможности изменять параметры микросхем. Однако, если ряд элементов с разными значениями или характеристиками объединить в одну микросхему и управлять ими при помощи программируемых ключей, можно достаточно легко перестраивать параметры всей измерительной системы. Поэтому эта глава, посвященная цифровым схемам программно-управляемых сопротивлений, усилителей [Rathore & Jain, 1997], фильтров и т.д., включена в книгу.

4.2. Программируемые сопротивления

Минимальная реализация программно-управляемых сопротивлений

Под минимальной реализацией будем понимать использование наименьшего числа компонентов.

Теорема: Для минимальной реализации набора из N независимых значений какого-либо параметра требуется N элементов и N ключей.

Доказательство: Пусть при помощи n ключей можно получить N значений параметра C : C_1, C_2, \dots, C_N . Поскольку для независимой работы каждому ключу требуется одноразрядный сигнал управления, то для n ключей необходим n -разрядный сигнал. Без потери общности можно предположить, что

$$C_k < C_{k+1}, k = 1, 2, \dots, N-1. \quad (4.1)$$

Пусть на схеме в настоящий момент (Н) реализуется значение C_k , а в следующий момент времени (Б) при помощи другой комбинации ключей будет получено значение C_{k+1} .

Рассмотрим два типа операций переключения. Считаем, что ключ замкнут, если управляющий сигнал на нем равен 1, и разомкнут, если этот сигнал нулевой.

- 1. Режим одиночного переключения:** В момент H все ключи разомкнуты (замкнуты) кроме S_k -го, который замкнут (разомкнут). В момент B ключ S_k откроется (закроется), тогда как S_{k+1} — закроется (откроется). Это означает, что в любой момент времени только один ключ может быть замкнут (разомкнут). Таким образом, n -разрядный управляющий сигнал должен быть следующего вида:

$$2^{n-1}2^{n-2} \dots 2^{k+1}2^k 2^{k-1} \dots 2^2 2^1 2^0 \equiv 00 \dots 010 \dots 000 \text{ или } 11 \dots 101 \dots 111$$

Для реализации всех N значений параметра C , соответствующих $k = 1, 2, \dots, N$, потребуется N комбинаций управляющего сигнала. Следовательно, минимальное значение n равно N . Сигнал из N -разрядов может управлять работой N ключей, при этом для каждого ключа используется свой независимый разряд. Таким образом, для реализации N значений параметра C количество ключей должно быть не меньше N .

- 2. Режим группового переключения:** В момент H группа ключей S_1, S_2, \dots, S_k замкнута (разомкнута), а остальные — разомкнуты (замкнуты). В момент B ключ S_{k+1} должен замкнуться (разомкнуться). В этом случае управляющий сигнал будет иметь вид:

$$2^{n-1}2^{n-2} \dots 2^{k+1}2^k 2^{k-1} \dots 2^2 2^1 2^0 \equiv 00 \dots 011 \dots 111 \text{ или } 11 \dots 100 \dots 000.$$

Для реализации всех N значений C_k , соответствующих $k = 1, 2, \dots, N$, потребуется N комбинаций управляющего сигнала. Следовательно, минимальное значение n опять равно N . Сигнал из N -разрядов может управлять работой N ключей, для каждого из которых используется свой независимый разряд. Таким образом, для реализации N значений параметра C количество ключей должно быть не меньше N .

Отсюда видно, что в обоих режимах переключения требуется как минимум N ключей для получения N значений параметра C .

В работе [Aatre, 1980] были предложены четыре RC-схемы для реализации разных управляющих функций. Заменяв в них конденсаторы на ключи, получили четыре схемы программируемых сопротивлений. Они приведены на рис. 4.1. Каждая из схем имеет свое название: (а) параллельная схема, (б) последовательная схема, (в) многозвенная схема из G-цепочек, (г) многозвенная схема из R-цепочек. Здесь (и далее) R означает сопротивление в Ом, а G — проводимость (активная) в сименсах (проводимость — величина обратная сопротивлению). В *параллельной* схеме все последовательные группы, состоящие из сопротивления с ключом, включены в схему параллельно, тогда как в *последовательной* схеме все параллельные группы из резистора и ключа соединены последовательно. В схеме из G-цепочек один из концов каждого резистора соединен общим проводом, а в случае схемы из R-цепочек общим является один из концов всех ключей.

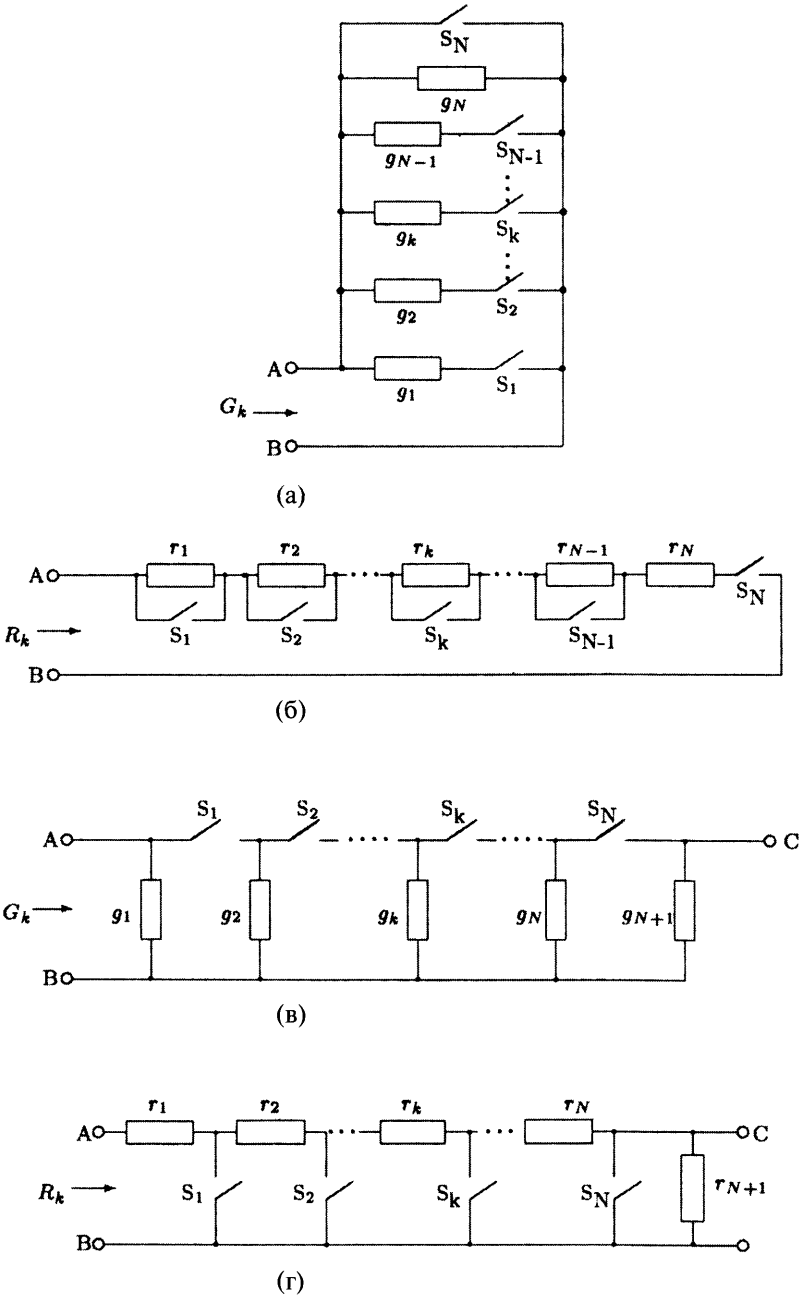


Рис. 4.1. Четыре схемы реализации управляющих функций: (а) параллельная схема, (б) последовательная схема, (в) многозвенная схема из G-цепочек, (г) многозвенная схема из R-цепочек.

Далее предполагаем, что все рассматриваемые схемы имеют минимальную реализацию программно-управляемых сопротивлений и могут работать в двух вышеописанных режимах переключения. Подробно будут рассмотрены параллельная схема и схема из G-цепочек, для последовательной схемы и схемы из R-цепочек будут приведены только результаты.

(а) Параллельная схема в режиме одиночного переключения (рис. 4.2(а)).

В момент времени N все выключатели кроме S_k разомкнуты. Таким образом, в этот момент в схеме реализуется следующая проводимость:

$$G_k = \begin{cases} g_k + g_N, & 1 \leq k \leq N-1 \\ \infty, & k = N. \end{cases} \quad (4.2)$$

Каждое значение G_k соответствует конкретному $k = 1, 2, \dots, N-1$. Проводимость g_N появляется в виде дополнительного члена при любых значениях k , поэтому от g_N можно избавиться, заменив каждое значение g_k на $g_k + g_N$. Частный случай $g_N = \infty$ получается при замене ключа на последовательное соединение ключа и резистора, проводимость которого равна ∞ . Таким образом, для момента N проводимость параллельной схемы, показанной на рис. 4.2(а) (в схеме ключи и проводники переименованы соответствующим образом) и работающей в режиме одиночного переключения, может быть определена как:

$$G_k = g_k, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.3)$$

(б) Последовательная схема в режиме одиночного переключения.

Схема, представленная на рис. 4.2(б), получена по аналогии со схемой на рис. 4.2(а). Здесь все ключи кроме S_k замкнуты. Тогда для момента N справедливо:

$$R_k = r_k, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.4)$$

(в) G-цепочка в режиме одиночного переключения.

В схеме из G-цепочек, приведенной на рис. 4.2(в), в момент N все ключи кроме S_k замкнуты, следовательно, можно записать, что

$$G_k = \sum_{i=1}^k g_i, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.5)$$

Заметим, что здесь проводимость g_{N+1} не играет никакой роли, и может быть заменена либо разомкнутым, либо коротко замкнутым звеном.

(г) Схема из R-цепочек в режиме одиночного переключения.

Схема, представленная на рис. 4.2(г), получена аналогично схеме на рис. 4.2(в). Здесь все ключи кроме S_k разомкнуты. Тогда для момента N справедливо:

$$R_k = \sum_{i=1}^k r_i, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.6)$$

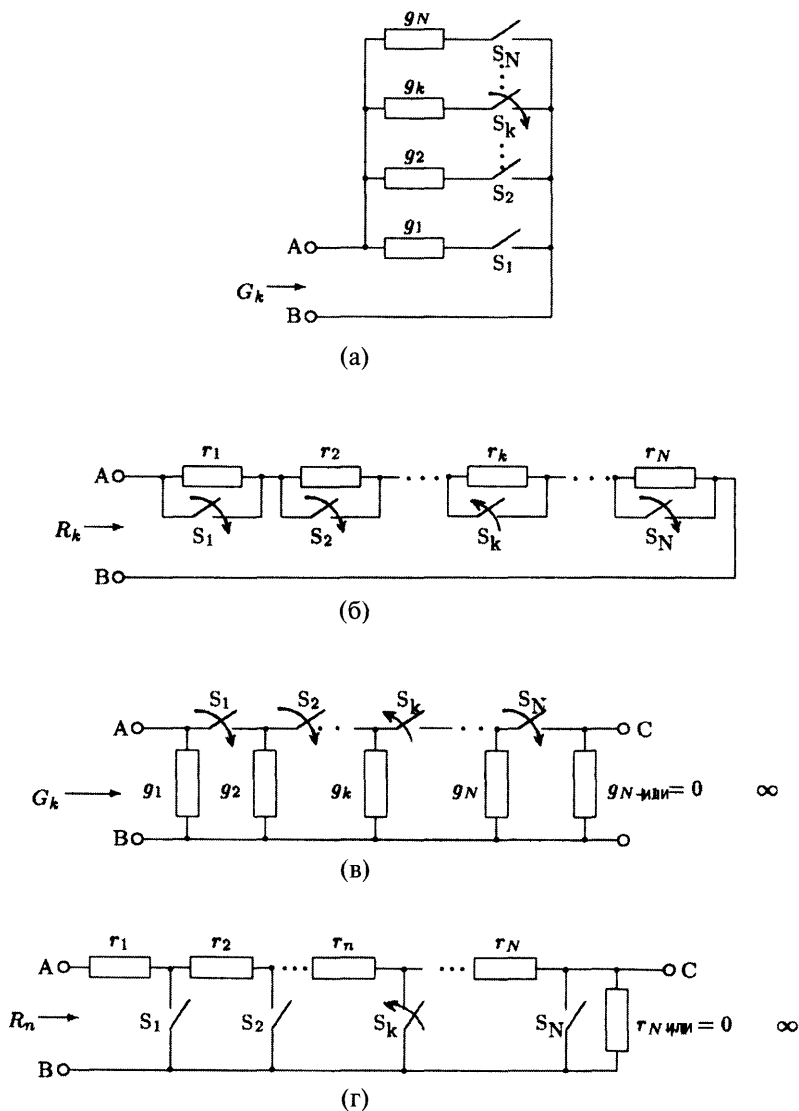


Рис. 4.2. Минимальная реализация схем для режима одиночного переключения: (а) параллельная схема, (б) последовательная схема, (в) схема из G-цепочек, (г) схема из R-цепочек.

Теперь при помощи схем, показанных на рис. 4.2, найдем минимальную реализацию для режима группового переключения.

(а) Параллельная схема в режиме группового переключения.

Вернемся к схеме на рис. 4.2(а). Пусть в момент времени N ключи S_1, S_2, \dots, S_k замкнуты. В этом случае можно записать:

$$G_k = \sum_{i=1}^k g_i, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.7)$$

Тогда схема принимает вид, показанный на рис. 4.3(а).

(б) Последовательная схема в режиме группового переключения.

Схему, представленную на рис. 4.3(б), можно получить аналогично схеме 4.3(а). Здесь ключи S_1, S_2, \dots, S_k разомкнуты. Для момента N справедливо:

$$R_k = \sum_{i=1}^k r_i, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.8)$$

(в) Схема из G-цепочек в режиме группового переключения.

Пусть в момент времени N ключи S_1, S_2, \dots, S_k в схеме из G-цепочек на рис. 4.2(в) замкнуты. Тогда можно записать:

$$G_k = g_1 + \sum_{i=1}^k g_{i+1}, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.9)$$

Значение g_1 присутствует во всех выражениях для $k = 1, 2, \dots, N$, поэтому от g_1 можно освободиться, заменив g_2 на $g_1 + g_2$. Минимизированная схема показана на рис. 4.3(в). В ней ключи и резисторы переименованы соответствующим образом. Тогда для момента N справедливо:

$$G_k = \sum_{i=1}^k g_i, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.10)$$

(г) Схема из R-цепочек в режиме группового переключения.

Схема на рис. 4.3(г) получена при помощи схемы на рис. 4.3(в). Здесь ключи S_1, S_2, \dots, S_k разомкнуты:

$$R_k = \sum_{i=1}^k r_i, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.11)$$

На рис. 4.3 для некоторых ключей стрелками показано направление их действия (замыкание или размыкание), оставшиеся ключи при этом работают противоположным образом.

Из уравнений (4.3)–(4.8), (4.10) и (4.11) видно, что для получения N произвольных значений проводимостей/сопротивлений требуется как минимум N резисторов. На этом доказательство теоремы закончено.

Из уравнений (4.3), (4.5), (4.7), (4.10) и соответствующих им схем, представленных на рис. 4.2(а), (в) и 4.3(а), (в), видно, что величина проводимости будет увеличиваться с ростом k от 1 до N . А из уравнений (4.4), (4.6), (4.8), (4.11) и соответствующих им схем, представленных на рис. 4.2(б), (г) и 4.3(б), (г), видно, что величина сопротивления будет также увеличиваться с ростом k от 1 до N . Для того чтобы получить не увеличение, а уменьшение этих параметров надо заменить k на $N - i + 1$.

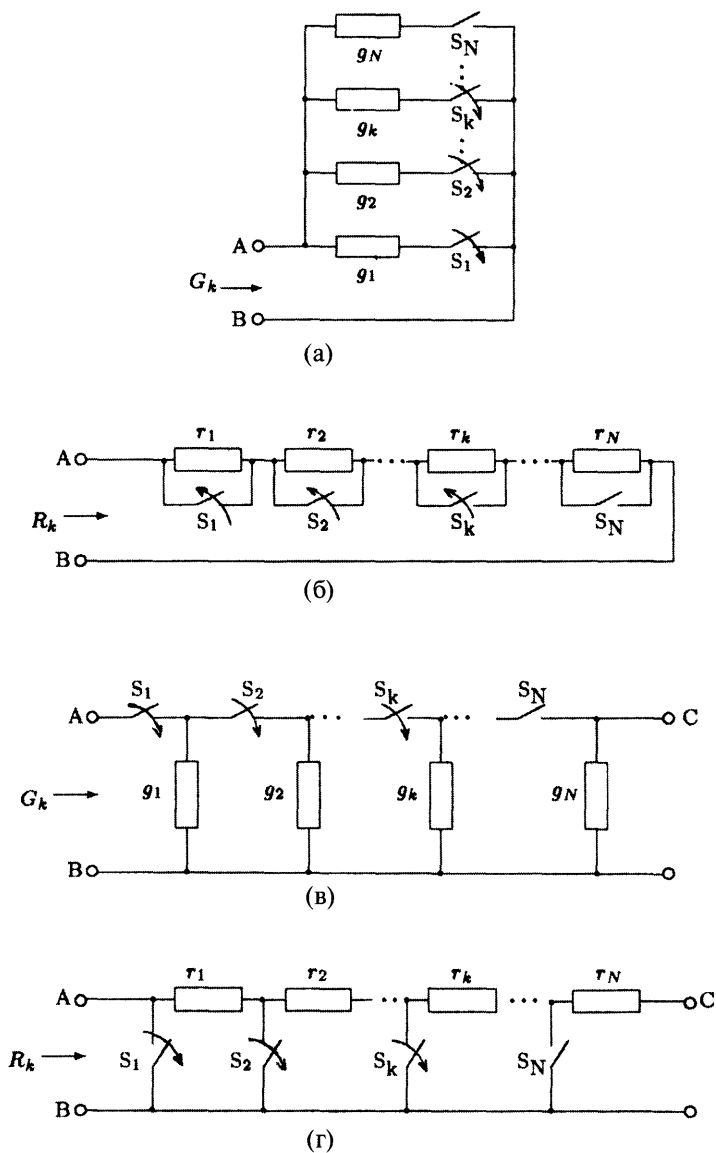


Рис. 4.3. Минимальная реализация схем для режима группового переключения: (а) параллельная схема, (б) последовательная схема, (в) схема из G-цепочек, (г) схема из R-цепочек.

Расчет программируемых сопротивлений/проводимостей

А. Режим одиночного переключения

1. *Параллельное/последовательное соединение:* рис. 4.2(а), (б).

Из уравнения (4.3) видно, что значение проводимости в параллельной схеме (рис. 4.2(а)) определяется выражением:

$$g_k = G_k, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.12)$$

Аналогично, из уравнения (4.4) видно, что значение сопротивления при последовательном включении резисторов (рис. 4.2(б)) равно:

$$r_k = R_k, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.13)$$

2. *Соединение в виде цепочек:* рис. 4.2(в), (г).

Когда в схеме из G -цепочек разомкнут ключ S_k (рис. 4.2(в)), проводимость схемы равна:

$$G_k = \sum_{i=1}^k g_i. \quad (4.14)$$

Заменив k на $k - 1$, получим:

$$G_{k-1} = \sum_{i=1}^{k-1} g_i. \quad (4.15)$$

Вычтем уравнение (4.15) из (4.14):

$$G_k - G_{k-1} = g_k, \quad 2 \leq k \leq N. \quad (4.16)$$

Отсюда видно, что величина g_k будет положительной при $G_k > G_{k-1}$. Для этого необходимо, чтобы все проводимости в схеме располагались в порядке возрастания.

Из уравнения (4.14) находим, что при $k = 1$,

$$g_1 = G_1. \quad (4.17)$$

Итак, для схемы из G -цепочек соотношения для расчета проводимостей имеют вид:

$$g_k = \begin{cases} G_k - G_{k-1}, & 2 \leq k \leq N \\ G_1, & k = 1 \end{cases}.$$

Когда в схеме из R -цепочек ключ S_k замкнут (рис. 4.2(г)), сопротивление схемы равно:

$$R_k = \sum_{i=1}^k r_i. \quad (4.18)$$

Аналогично схеме из G -цепочек получим расчетные соотношения для сопротивлений в схеме из R -цепочек (см. задачу 4.1):

$$r_k = \begin{cases} R_k - R_{k-1}, & 2 \leq k \leq N \\ R_1, & k = 1 \end{cases}, \quad \text{при } R_k > R_{k-1}. \quad (4.19)$$

В. Режим группового переключения

1. *Параллельная схема и схема на основе G -цепочек:* рис. 4.3(а), (в).

Поскольку выражения для G_k , задаваемые уравнениями (4.7), (4.10), (4.14), совпадают, одинаковыми являются и расчетные соотношения для получения требуемого значения проводимости (4.16) и (4.17).

2. *Последовательная схема и схема на основе R -цепочек:* рис. 4.3(б), (г).

Поскольку выражения для R_k , задаваемые уравнениями (4.8), (4.11), (4.18), совпадают, одинаковыми являются и расчетные соотношения для получения требуемого значения сопротивления (4.19).

Комментарии

Необходимо сделать несколько комментариев по поводу схем программируемых сопротивлений, представленных на рис. 4.2 и 4.3.

1. Заданные значения сопротивлений (проводимостей)

Из вышеописанных расчетных соотношений видно, что количество используемых резисторов будет уменьшаться на единицу для каждого последующего значения сопротивления (проводимости), изменяющегося от 0 до ∞ .

Если N значений сопротивлений (проводимости) определить в виде арифметической прогрессии с разностью d и первым членом, равным 0 или d , в схемах на рис. 4.2(в) и (г) можно использовать резисторы одинакового номинала. Использование резисторов одного номинала является большим достоинством таких схем при изготовлении, при настройке параметров, при компенсации разбаланса, связанного с изменениями температуры и старением.

Как при одиночном, так и при групповом режиме переключения требуется преобразование двоичного кода в код, пригодный для управления ключами. Поскольку каждый ключ имеет два положения ЗАМКНУТ/РАЗОМКНУТ, то для реализации N комбинаций переключения требуется $\log_2 N$ ключей. Таким образом, для программирования N значений сопротивлений (проводимостей) необходимо использовать $\log_2 N$ ключей и $\log_2 N$ резисторов. Это справедливо для параллельной и последовательной схем, показанных на рис. 4.2(а) и (б). Однако, при одиночном режиме переключения *независимыми* будут только $\log_2 N$ значений сопротивлений (проводимости), остальные значения будут зависимыми от них. Рассмотрим один интересный частный случай.

Схема на рис. 4.2(а) реализует проводимость:

$$G_k = \sum_{k=1}^N B_k g_k, \quad \text{где } B_k = \begin{cases} 0, & \text{если ключ } S_k \text{ разомкнут} \\ 1, & \text{если ключ } S_k \text{ замкнут} \end{cases}.$$

Если $g_i = 2^i g$ ($i = 0, 1, \dots, N-1$), значения G_k будут меняться в диапазоне от 0 до $(2^N - 1)g$. Для схемы на рис. 4.2(б) получаем аналогичные результаты: если $r_i = 2^i r$ ($i = 0, 1, \dots, N-1$), значения R_k будут меняться в диапазоне от 0 до $(2^N - 1)r$. Но такой режим переключения невозможно реализовать в программируемых многозвенных схемах на основе G - и R -цепочек.

2. Компенсация сопротивлений замкнутых ключей

Во всех параллельных схемах на рис. 4.2 и 4.3 для компенсации сопротивления R_{sk} замкнутого ключа S_k можно уменьшить значение последовательного с ним сопротивления на величину R_{sk} .

Пусть все ключи на рис. 4.2(г) в замкнутом состоянии обладают одинаковым стабильным сопротивлением R_s . Влияние этого сопротивления может быть скомпенсировано заменой резистора r_1 на резистор с номиналом $r_1 - R_s$.

Если ключи на рис. 4.2(г) в замкнутом состоянии обладают разным сопротивлением R_{sk} , их влияние компенсируется уменьшением значений сопротивлений R_k на величину R_{sk} для всех k в диапазоне: $1 \leq k \leq N$.

В задаче 4.6 будет рассмотрен вопрос о компенсации сопротивления замкнутых ключей для схемы на рис. 4.3(г).

3. Полное сопротивление (проводимость)

Схемы на рис. 4.2(а) и (б) имеют большее полное сопротивление (проводимость), чем остальные.

4.3. Программируемые делители

Если в многозвенной схеме на основе G -цепочек, представленной на рис. 4.2(в), $g_{N+1} = 0$, она реализует следующее значение проводимости:

$$G_{AB} + G_{BC} = \sum_{k=1}^n g_k = G_T.$$

Очевидно, что в этом случае схема будет работать как программируемый токовый делитель.

Если в многозвенной схеме на основе R -цепочек, представленной на рис. 4.2(г), $r_{N+1} = \infty$, она реализует следующее значение сопротивления:

$$R_{AB} + R_{BC} = \sum_{k=1}^n r_k = R_T.$$

Очевидно, что в этом случае схема работает как программируемый делитель напряжений.

4.4. Программируемые усилители

Теорема: Для минимальной реализации набора из N произвольных коэффициентов усиления A_k , значения которых лежат в диапазонах: $A_k \leq 0$, $0 \leq A_k \leq 1$ или $A_k \geq 1$, и получения нулевого выходного сопротивления схемы, необходимо иметь $N + 1$ резистор, N ключей и один операционный усилитель (ОУ). В зависимости от заданного диапазона значений коэффициента усиления ОУ включается как буфер-аттенюатор, или как инвертирующий или неинвертирующий усилитель.

Доказательство: Поскольку на пассивных компонентах нельзя построить схему для усиления или ослабления сигнала, обладающую нулевым выходным сопротивлением, в нее необходимо ввести хотя бы один активный элемент. Выберем в качестве активного элемента ОУ.

Так как коэффициент усиления является безразмерной величиной, то как минимум два пассивных элемента одинаковой физической природы, и, следовательно, одной размерности, должны входить в виде отношения в выражение, задающее значение A_k . (В некоторых частных случаях значения параметров пассивных элементов могут равняться 0 или ∞ .) Выберем резисторы в качестве пассивных элементов. На рис. 4.4(а), (б) и (в) приведены все три возможных варианта схем, построенных на основе одного ОУ и двух резисторов. Схема на рис. 4.4 (а) известна как инвертирующий усилитель, на рис. 4.4(б) — аттенюатор, на рис. 4.4(в) — неинвертирующий усилитель. Коэффициенты усиления (ослабления) этих схем определяются следующими выражениями:

$$A_I = -gr, \quad (4.20)$$

$$A_A = \frac{1}{1+gr} = \frac{1}{1+|A_I|}, \quad (4.21)$$

$$A_N = 1+gr = 1+|A_I|. \quad (4.22)$$

Из уравнений видно, что коэффициенты $A \leq 0$, $0 \leq A \leq 1$, $A \geq 1$ можно получить при помощи, соответственно, либо инвертирующего усилителя, либо аттенюатора, либо неинвертирующего усилителя. Следовательно, для построения минимальной реализации программируемого усилителя, в любую из этих схем нужно ввести дополнительные ключи для реализации каждого из значений коэффициента усиления. Для задания N значений коэффициента усиления, необходимо выполнить N операций переключения. Соответственно, для этого потребуется как минимум N ключей. Это справедливо для режимов и одиночного, и группового переключения.

Теперь сформулируем проблему так: пусть есть один ОУ и N ключей, работающих либо в режиме одиночного, либо группового переключения. Требуется определить количество резисторов, необходимых для реализации N произвольных значений коэффициента усиления.

Из уравнений (4.20)–(4.22) видно, что коэффициент усиления может меняться при варьировании параметров g или r по отдельности или одновременно.

Рассмотрим случай, когда *меняется только один из параметров: либо g , либо r* . Тогда для реализации N значений коэффициента усиления, параметр r или g должен принимать N значений. Для этого, как было доказано ранее, требуется N ключей и N резисторов. Следовательно, минимальная схема для получения N произвольных значений коэффициента усиления должна состоять из одного ОУ, N ключей и $N + 1$ резистора.

Далее рассмотрим случай, когда *оба параметра g и r меняются одновременно*. Если варьировать оба параметра *независимо* друг от друга, потребуется огромное количество резисторов. Очевидно, что эта реализация не может быть названа минимальной. И, наконец, рассмотрим случай, когда оба параметра меняются одновременно, но их *общее сопротивление или общая проводимость остаются постоянными*.

Для этого случая уравнения (4.20)–(4.22) могут быть переписаны в виде:

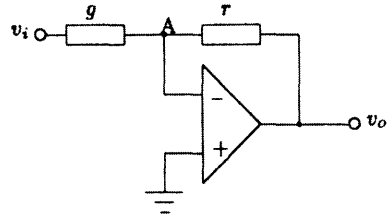
$$|A_I| = gR_T - 1 = rG_T - 1, \quad (4.23)$$

$$A_A = \frac{1}{gR_T} = \frac{1}{rG_T}, \quad (4.24)$$

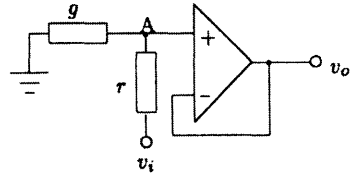
$$A_N = gR_T = rG_T, \quad (4.25)$$

где $R_T = (r + 1/g)$, $G_T = (g + 1/r)$.

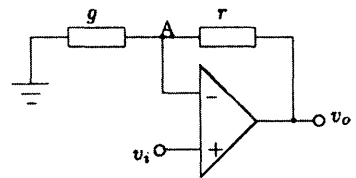
Таким образом, коэффициентом усиления можно управлять изменением комбинации параметров g – r в схемах на рис. 4.4, при этом должно оставаться постоянным либо значение G_T , либо R_T . Резисторы g и r могут быть заменены многозвенными схемами программируемых сопротивлений, показанными на рис. 4.2(в) и (г). Таким образом, для программирования N значений коэффициента усиления снова требуется $N + 1$ резистор, N ключей и один ОУ. На этом доказательство теоремы закончено.



(а)



(б)



(в)

Рис. 4.4. Три минимальных реализации схемы усилителей: (а) инвертирующий усилитель, (б) аттенуатор, (в) неинвертирующий усилитель.

Минимальная реализация программируемого усилителя с управляемым сопротивлением

Если в схеме на рис. 4.4(а) g или r заменить на один из модулей управляемых сопротивлений, представленных на рис. 4.2 и 4.3, получим минимальную реализацию программируемого инвертирующего усилителя, состоящего из одного ОУ, $N + 1$ резисторов и N ключей. На рис. 4.5 (а)–(з) показаны только варианты схем с фиксированным параметром g . Здесь предполагается, что реализуется коэффициент усиления A_k , если ключи находятся в положении, показанном на рисунках, и что $A_k > A_{k-1}$ ($2 \leq k \leq N$). Аналогично можно спроектировать еще восемь схем программируемых усилителей для случаев изменения параметра g при фиксированном значении r . Заменяв в схеме на рис. 4.4(а) комбинацию $g-r$ на модуль управляемых сопротивлений многозвенного типа, представленных на рис. 4.2(в) и (г), получим еще два программируемых усилителя (рис. 4.5(и)–(к)). Таким образом, всего можно спроектировать 18 схем программируемых инвертирующих усилителей. Отметим, что коэффициент усиления таких схем увеличивается с ростом значения r и/или g .

Проектирование программируемых инвертирующих усилителей в режиме одиночного переключения

1. Усилители на рис. 4.5(а), (б):

При замкнутом ключе S_k коэффициент усиления определяется выражением:

$$|A_k| = \frac{g}{g_k}, \quad g_i = \frac{1}{r_i}. \quad (4.26)$$

Отсюда

$$g_k = \frac{g}{|A_k|}, \quad 1 \leq k \leq N. \quad (4.27)$$

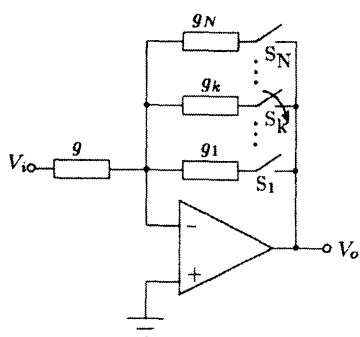
2. Усилитель на рис. 4.5(в):

При разомкнутом ключе S_k коэффициент усиления равен:

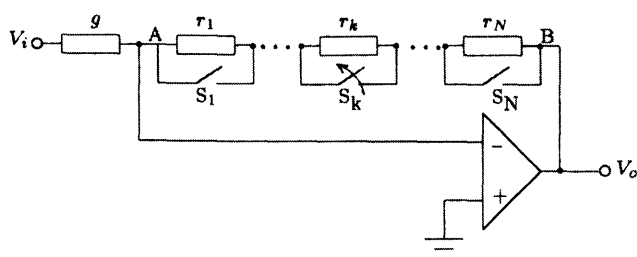
$$|A_k| = \frac{g}{\sum_{i=k}^N g_i}. \quad (4.28)$$

Отсюда

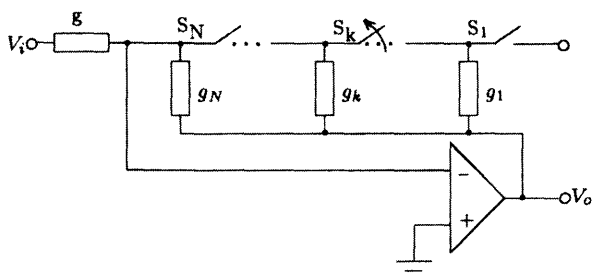
$$\sum_{i=k}^N g_i = \frac{g}{|A_k|}. \quad (4.29)$$



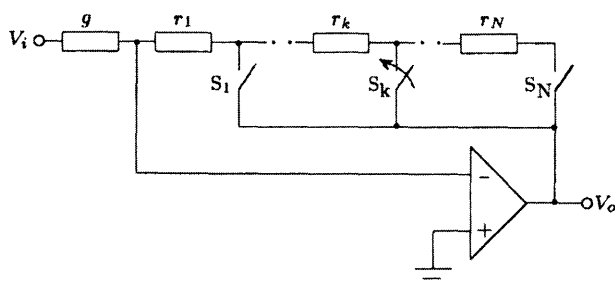
(а) Параллельный программируемый усилитель в режиме одиночного переключения.



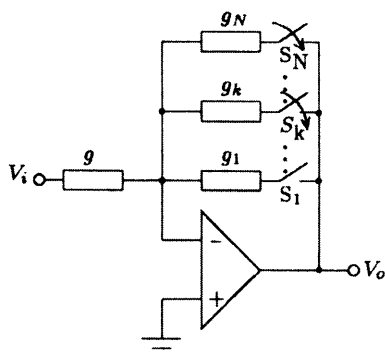
(б) Последовательный программируемый усилитель в режиме одиночного переключения.



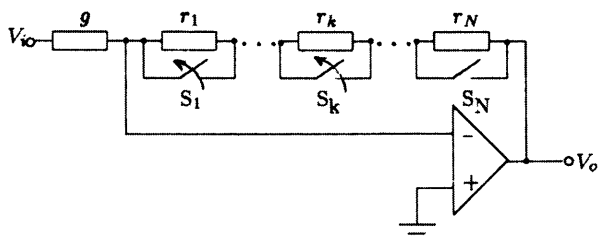
(в) Программируемый усилитель из G -цепочек в режиме одиночного переключения.



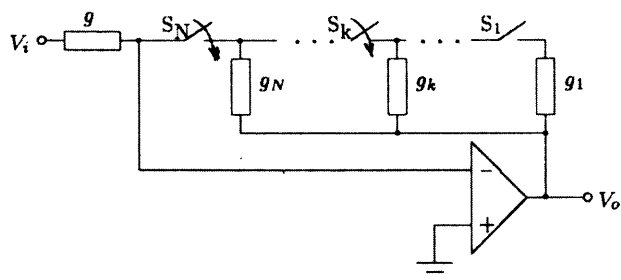
(г) Программируемый усилитель из R -цепочек в режиме одиночного переключения.



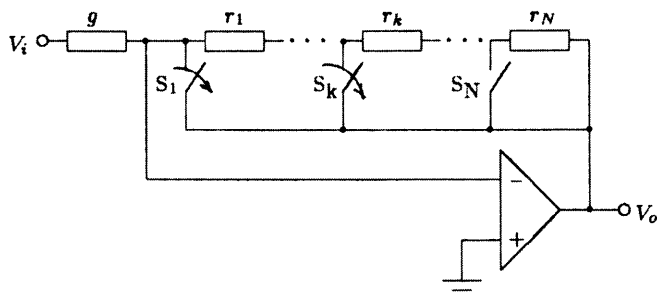
(д) Параллельный программируемый усилитель в режиме группового переключения.



(е) Последовательный программируемый усилитель в режиме группового переключения.



(ж) Программируемый усилитель из G -цепочек в режиме группового переключения.



(з) Программируемый усилитель из R -цепочек в режиме группового переключения.

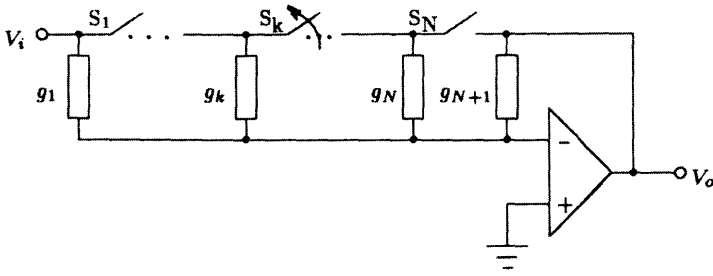
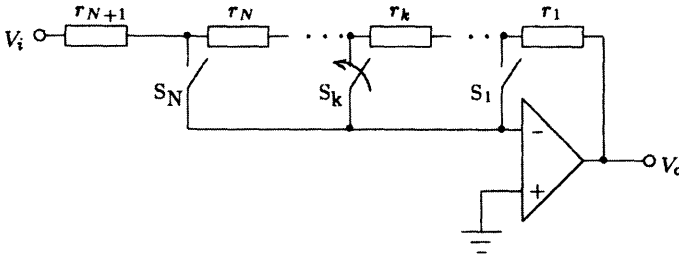
(и) Программируемый усилитель из G -цепочек при фиксированном значении G_T (к) Программируемый усилитель из R -цепочек при фиксированном значении R_T

Рис. 4.5. Минимальная реализация программируемых инвертирующих усилителей: (а) – (г) режим одиночного переключения; (д) – (з) режим группового переключения; (и) – (к) независимое переключение.

Заменяв k на $k + 1$, получим:

$$\sum_{i=k+1}^N g_i = \frac{g}{|A_{k+1}|}. \quad (4.30)$$

Вычтем уравнение (4.30) из (4.29):

$$g_k = g \left[\frac{1}{|A_k|} - \frac{1}{|A_{k+1}|} \right], \quad 1 \leq k \leq N-1. \quad (4.31)$$

Для того чтобы g_k было положительным, $|A_k|$ должно быть больше $|A_{k+1}|$.

Из уравнения (4.29) следует, что при $k = N$,

$$g_N = \frac{g}{|A_N|}. \quad (4.32)$$

3. Усилитель на рис. 4.5(г):

Повторив рассуждения п.2, можно найти следующие расчетные соотношения (см. задачу 4.9):

$$r_k = \begin{cases} \frac{|A_k| - |A_{k-1}|}{g}, & 2 \leq k \leq N \\ \frac{|A_1|}{g}, & k = 1. \end{cases} \quad (4.33)$$

Проектирование инвертирующих программируемых усилителей в режиме группового переключения

Коэффициент усиления A_k для схем на рис. 4.5(д) и (ж) определяется тем же самым выражением (4.28), что и для схемы на рис. 4.5(в). Следовательно, и расчетные соотношения для этого случая будут совпадать с уравнениями (4.31) и (4.32). Также можно проверить, что для усилителей, показанных на рис. 4.5(е) и (з) расчетные соотношения будут такими же, как (4.33) (см. задачу 4.9).

Проектирование инвертирующих программируемых усилителей с зависимым переключением сопротивлений

1. *Усилитель* на рис. 4.5(и):

Когда на рис. 4.5(и) ключ S_n разомкнут, коэффициент усиления равен:

$$|A_k| = \frac{\sum_{i=1}^k g_i}{G_T - \sum_{i=1}^k g_i}.$$

Отсюда

$$\sum_{i=1}^k g_i = \frac{|A_k|}{|A_k| + 1} G_T. \quad (4.34)$$

Заменив k на $k - 1$, получим:

$$\sum_{i=1}^{k-1} g_i = \frac{|A_{k-1}|}{|A_{k-1}| + 1} G_T.$$

Таким образом,

$$g_k = \sum_{i=1}^k g_i - \sum_{i=1}^{k-1} g_i = \left[\frac{|A_k|}{|A_k| + 1} - \frac{|A_{k-1}|}{|A_{k-1}| + 1} \right] G_T, \quad 2 \leq k \leq N. \quad (4.35)$$

Также из уравнения (4.34) можно получить:

$$g_1 = \frac{|A_1|}{|A_1| + 1} G_T. \quad (4.36)$$

2. Усилитель на рис. 4.5(к):

Расчетные соотношения для этого случая получаются аналогично предыдущему случаю (см. задачу 4.9):

$$r_k = \begin{cases} \frac{|A_1|}{|A_1| + 1} R_T, & k = 1 \\ \frac{|A_k|}{|A_k| + 1} - \frac{|A_{k-1}|}{|A_{k-1}| + 1} R_T, & 2 \leq k < N \\ \frac{1}{|A_N| + 1} R_T, & k = N + 1. \end{cases} \quad (4.37)$$

Пример 4.1.

Требуется разработать программируемый усилитель с коэффициентами усиления:

0, -1, -2, -3, -7.

Решение: Используя уравнение (4.37), соответствующее рис. 4.5(к), получим следующие значения:

$$r_1 = 0, r_2 = (1/2)R_T, r_3 = (1/6)R_T, r_4 = (1/12)R_T, r_5 = r_6 = (1/8)R_T.$$

Выбрав $R_T = 24$ Ом, нарисуем схему усилителя (рис. 4.6).

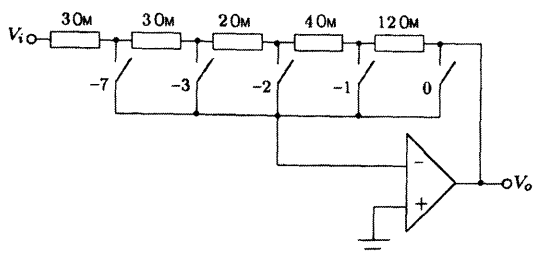


Рис. 4.6. Усилитель для примера 4.1.

Разработка программируемого аттенюатора

Из уравнения (4.22) получим:

$$|A_f| = \frac{1}{A_A} - 1. \quad (4.38)$$

Таким образом, значения g и r на рис. 4.4(б) можно получить из расчетных соотношений для коэффициента усиления $|A_f|$, задаваемых уравнением (4.38)

для схемы на рис. 4.4(а). Далее описывается процедура разработки аттенюатора:

1. Каждый коэффициент ослабления A_A преобразуется в $|A_I|$ при помощи уравнения (4.38).
2. Все полученные коэффициенты $|A_I|$ сортируются по возрастанию.
3. При помощи расчетных соотношений определяются значения резисторов, используя которые можно получить преобразованные коэффициенты A_I .

Пример 4.2.

Требуется разработать программируемый аттенюатор со следующими коэффициентами ослабления: 1, 1/2, 1/3, 2/3.

Решение: Используя уравнение (4.38), получим следующие преобразованные коэффициенты:

Заданный к-т ослабления A_A	\rightarrow	1	2/3	1/2	1/3
Преобразованный к-т $ A_I $	\rightarrow	0	1/2	1	2

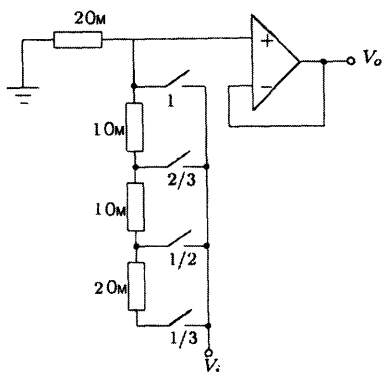


Рис. 4.7. Аттенюатор для примера 4.2.

При помощи расчетного соотношения (4.33), соответствующего рис. 4.5(г), получим следующие значения резисторов:

$$r_1 = 0, r_2 = r_3 = (1/2)g, r_4 = 1/g.$$

Выбрав $g = 1/2$, закончим разработку программируемого аттенюатора (рис. 4.7).

Разработка неинвертирующего программируемого усилителя

Из уравнения (4.22) получим:

$$|A_I| = A_N - 1. \quad (4.39)$$

Таким образом, значения g и r на рис. 4.4(в) можно получить из расчетных соотношений

для коэффициента усиления $|A_I|$, задаваемых уравнением (4.39) для схемы на рис.4.4(а). Далее описывается процедура разработки усилителя:

1. Каждый коэффициент усиления A_N преобразуется в $|A_I|$ при помощи уравнения (4.39).
2. Все полученные коэффициенты $|A_I|$ сортируются по возрастанию.
3. При помощи расчетных соотношений определяются значения резисторов, используя которые можно получить преобразованные коэффициенты усиления.

Пример 4.3.

Требуется разработать программируемый усилитель со следующими коэффициентами усиления: 1, 10, 100, 1000.

Решение: Используя уравнение (4.39), получим следующие преобразованные коэффициенты:

Заданный к-т A_N	\rightarrow	1	10	100	1000
Преобразованный к-т $ A_f $	\rightarrow	0	9	99	999

При помощи расчетного соотношения (4.33), соответствующего рис. 4.5(е), получим следующие значения резисторов:

$$r_1 = 0, r_2 = 9/g, r_3 = 90/g, r_4 = 900/g.$$

Выбрав $g = 1$, закончим разработку программируемого усилителя (рис. 4.8).

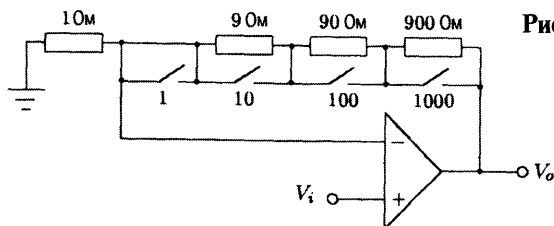


Рис. 4.8. Усилитель для примера 4.3.

4.4.1. Комментарии

Всего было получено по 18 программируемых усилителей каждого типа (инвертирующих, неинвертирующих и аттенюаторов). Если в многозвенной схеме поменять выводы А и В местами, можно получить дополнительные схемы программируемых усилителей.

1. Входное и выходное сопротивления

Все схемы усилителей обладают малым выходным сопротивлением. Все инвертирующие усилители имеют фиксированное (изменяющееся) входное сопротивление, если g (r или $1/(g + r)$) являются постоянными величинами. В случае аттенюаторов, входное сопротивление будет фиксированным (изменяющимся), если значение $1/g + r$ (g или r) постоянно. Неинвертирующие усилители обладают бесконечным входным сопротивлением.

2. Заданные значения коэффициента усиления

Получить коэффициент усиления $|A_N| = \infty$ можно только теоретически, на практике это невозможно. Если все отрицательные коэффициенты усиления заданы в виде арифметической прогрессии с разностью d и первым членом $|A_1| = d$ или 0, все резисторы в схемах на рис. 4.5(г), (е), (з) будут иметь одинаковые номиналы (см. задачу 4.12). То же самое справедливо и

для отрицательных коэффициентов усиления для схем на рис. 4.5(в), (д), (ж). Применение одинаковых резисторов облегчает процесс изготовления, наладки и компенсации ухода характеристик элементов схемы, связанного с колебаниями температуры и старением.

И одиночный, и групповой режимы переключений требуют преобразования двоичного кода в код, пригодный для управления ключами. Если бы в схеме последовательного программируемого усилителя (рис. 4.5(б)) ключи работали под управлением двоичного кода, то N значений коэффициента усиления можно было получить при помощи $\log_2 N$ ключей и $\log_2(N + 1)$ резисторов. Однако, только $\log_2 N$ значений, получаемых в режиме одиночного переключения, были бы *независимыми*. Рассмотрим частный случай.

В схеме на рис. 4.5(б) выберем $r_i = 2^i/g$ ($i = 0, 1, \dots, N - 1$), тогда значения коэффициента усиления будут меняться в диапазоне целых чисел от 0 до $2^N - 1$. Такой же результат можно получить, если в схеме на рис. 4.3(а) параметр r удерживать постоянным, а g выбирать из ряда значений $g_i = 2^i/r$ ($i = 0, 1, \dots, N - 1$). Такой режим невозможно реализовать для многозвенных схем.

3. Компенсация сопротивлений замкнутых ключей

Во всех схемах параллельных программируемых усилителей, показанных на рис. 4.5, сопротивление R_{sk} замкнутых ключей S_k может быть скомпенсировано при помощи уменьшения значения последовательного с ним резистора на величину R_{sk} .

Если на рис. 4.5(г) сопротивление всех замкнутых ключей стабильно и равно R_s , их влияние уменьшается заменой резистора с номиналом r_1 на резистор с номиналом $r_1 - R_s$. Однако, для значения коэффициента усиления $A_1 = 0$, при котором $r_1 = 0$, для компенсации сопротивления замкнутых ключей потребуется замена r_2 на $r_2 - R_s$. Но при этом коэффициент A_1 станет равным $-R_s g$, а не нулевым. A_1 можно сделать равным нулю, если последовательно с резистором g поставить еще один ключ, идентичный \bar{S}_1 , который будет открываться при замыкании ключа S_1 и наоборот. В этом случае g , а следовательно, и A_1 будут равны 0. Для усилителей, в которых r сохраняется постоянной величиной, а меняется значение g , компенсация R_s происходит при помощи замены r_N на $r_N - R_s$ без применения дополнительных ключей. Если в схеме на рис. 4.5(г) ключи в замкнутом состоянии имеют разные сопротивления, то для уменьшения их влияния меняют значения r_k на $r_k - R_{sk} + R_{s(k-1)}$, $1 \leq n \leq N$ или R_k на $R_k - R_{sk}$, $1 \leq k \leq N$.

В схеме на рис. 4.5(к) по замкнутым ключам протекает очень маленький ток смещения. Следовательно, сопротивления замкнутых ключей и их дрейф не влияют на значение коэффициента усиления.

Для остальных схем самое низкое значение сопротивления следует выбирать значительно больше величины R_s .

Базовая схема программируемого усилителя

Рассмотрим базовую схему программируемого усилителя с дополнительными ключами, которая позволяет получить N произвольных значений коэффициента усиления. Из рис. 4.4 видно, что любая из схем усилителя может быть преобразована в любые две другие при помощи 9 дополнительных ключей, установленных, как показано на рис. 4.9.

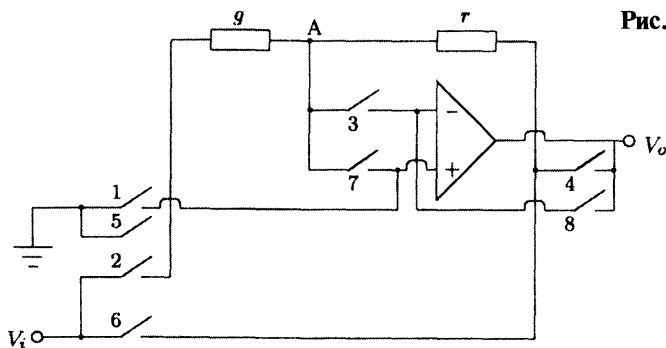


Рис. 4.9. Базовая схема усилителя для получения произвольных значений коэффициента усиления.

Коэффициент усиления	№ замкнутых ключей
Отрицательный	1, 3, 6, 8
Положительный ≤ 1	2, 5, 7, 9
Положительный ≥ 1	2, 4, 6, 8

Из таблицы видно, что для получения каждого значения коэффициента усиления требуется задействовать 4 ключа. Следовательно, для получения N независимых коэффициентов усиления требуется $4N$ дополнительных ключей.

Приведем процедуру разработки программируемого усилителя базового типа:

1. Каждый коэффициент A_A и A_N преобразуется в $|A_f|$ при помощи соответствующих уравнений (4.38) и (4.39).
2. Все полученные коэффициенты и заданные отрицательные коэффициенты $|A_f|$ сортируются по возрастанию.
3. При помощи расчетных соотношений определяются значения резисторов, используя которые в схемах программируемых усилителей инвертирующего типа, можно получить преобразованные коэффициенты A_f .

Пример 4.4.

Требуется разработать программируемый аттенюатор со следующими коэффициентами ослабления: -7 , -2 , -1 , $1/2$, $1/4$, 1 , 3 .

Решение: Используя уравнения (4.38) и (4.39), получим следующие преобразованные коэффициенты:

Заданный к-т $A_N \rightarrow 1 \quad 1/2 \quad -1 \quad -2 \quad 3 \quad 1/4 \quad -7$
 Преобразованный к-т $|A_i| \rightarrow 0 \quad 1 \quad 1 \quad 2 \quad 2 \quad 3 \quad 7$

Следовательно, необходимо получить следующие коэффициенты усиления:

$$|A_i| \rightarrow 0, 1, 2, 3, 7.$$

Используя результаты примера 4.1, построим схему программируемого усилителя, удовлетворяющего условиям примера (рис.4.10). Количество переключателей может быть уменьшено при помощи логических схем.

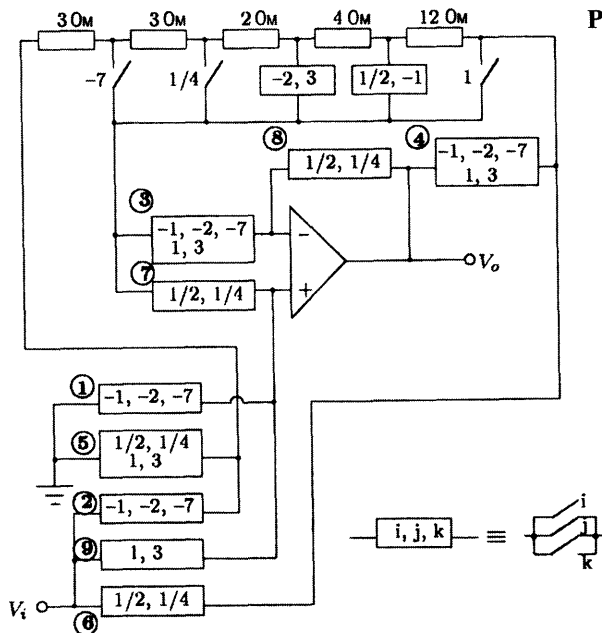


Рис. 4.10. Усилитель для примера 4.4.

На основе всего вышесказанного можно сформулировать следующую теорему:

Для получения набора из N произвольных коэффициентов усиления требуется как минимум 1 ОУ, $\eta + 1$ резисторов и $5N$ ключей, где η — число коэффициентов усиления, которые необходимо реализовать при помощи программируемого усилителя (инвертирующего, неинвертирующего или аттенюатора).

В работе [Genin, 1981] приведена теорема, которая является частным случаем этой теоремы. Она справедлива для положительных коэффициентов усиления ≥ 1 .

4.5. Программируемый триггер Шмитта

Если в схеме на рис. 4.4(а) инвертирующий и неинвертирующие входы ОУ поменять местами, получится неинвертирующий триггер Шмитта, ширина гистерезиса (HV) которого задается выражением:

$$HW = \frac{2E}{rg} = \frac{2E}{|A_I|}, \quad (4.40)$$

где $\pm E$ определяется напряжением насыщения ОУ. Таким же образом из усилителей на рис. 4.4(б) и (в) можно получить два инвертирующих триггера Шмитта, чья ширина гистерезиса, соответственно, определяется следующими выражениями:

$$HW = \frac{2E}{1+gr} = \frac{2E}{1+|A_I|}, \quad (4.41)$$

$$HW = 2E(1+|A_I|). \quad (4.42)$$

Из этих выражений видно, что для получения требуемой ширины гистерезиса необходимо сначала найти соответствующие им значения $|A_I|$, а потом определить параметры g и r при помощи расчетных соотношений для инвертирующих программируемых усилителей.

Пример 4.5.

Требуется разработать неинвертирующий программируемый триггер Шмитта со следующими значениями ширины гистерезиса: 5, 10, 15 В. Напряжения насыщения ОУ равны ± 10 В.

Решение: Используя уравнение (4.40), получим следующие значения $|A_I|$:

Ширина гистерезиса HW	\rightarrow	5	10	15
Коэффициент $ A_I $	\rightarrow	4	2	4/3

При помощи расчетного соотношения, соответствующего рис. 4.5(к), и принимая $R_T = 105$ Ом, получим следующие значения резисторов:

$$r_1 = 60 \text{ Ом}, r_2 = 10 \text{ Ом}, r_3 = 14 \text{ Ом}, r_4 = 21 \text{ Ом}.$$

Схема разработанного программируемого триггера Шмитта показана на рис. 4.11.

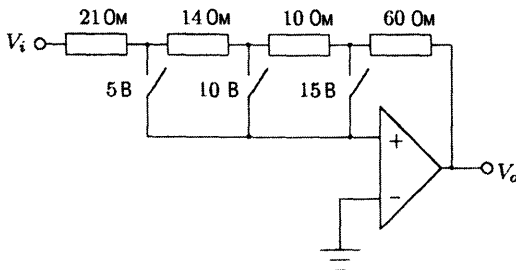


Рис. 4.11. Триггер Шмитта для примера 4.5.

Программируемый триггер Шмитта может применяться в схемах генераторов сигналов с переключающейся частотой (см. задачу 4.24).

4.6. Усилители с программируемой полярностью коэффициента усиления

В разделе 4.4 рассматривались программируемые усилители, для которых полярность коэффициента усиления не имела значения. Практический интерес представляют также схемы усилителей, в которых при помощи одного ключа можно менять полярность коэффициента усиления $\pm A_k$.

На рис. 4.12 показан один из вариантов таких схем, предложенный в работе [Rathore, 1983]. Если считать, что ОУ является идеальным, можно записать следующие соотношения:

Когда ключ S разомкнут:

$$V^+ = \frac{R_5}{R_4 + R_5} V_i = V^- = \frac{\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}.$$

Отсюда

$$\frac{V_o}{V_i} = A_N = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}}{1 + \frac{R_4}{R_5}} - \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.43)$$

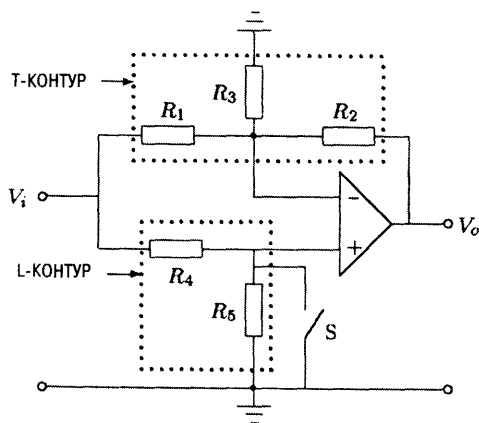


Рис. 4.12. Усилитель с переключающейся полярностью коэффициента усиления.

Когда ключ S замкнут:

Если $R_5 = 0$, из уравнения (4.43) можно получить следующее выражение:

$$\frac{V_o}{V_i} = A_I = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (4.44)$$

При условии, что $|A_I| = A_N = A$, уравнения (4.43) и (4.44) можно переписать в виде:

$$R_2 = AR_1, \quad (4.45)$$

$$R_5 = \frac{2A}{\left(1 + \frac{R_2}{R_3} - A\right)} R_4. \quad (4.46)$$

Итак, в схеме — 5 неизвестных резисторов, а у нас только два уравнения. Следовательно, три резистора выбираются произвольно. Пусть $R_1 = R$ и $R_4 = R_o$, а R_2 выбирается в зависимости от величины требуемого коэффициента усиления. Если третий резистор $R_3(R_s)$ сделать постоянным, то можно получить два новых типа программируемых усилителя, в которых коэффициент усиления переключается при помощи изменения $R_5(R_3)$.

Управление коэффициентом усиления при помощи сопротивления R_5

Расчетные соотношения для такого усилителя, полученные из уравнений (4.45) и (4.46), имеют следующий вид:

$$R_1 = R, \quad R_2 = AR, \quad R_3 = \text{константа}, \quad R_4 = R_o, \quad (4.47)$$

$$R_5 = \frac{2A}{1 - A + \frac{AR}{R_3}} R_o. \quad (4.48)$$

Из уравнений (4.47) и (4.48) видно:

1. Поскольку значение R_5 не должно быть отрицательным, $A \leq 1/(1 - R/R_3)$. Следовательно, задавая $R_3 = R$, можно получить любой коэффициент усиления.
2. Можно получить N значений коэффициента усиления при помощи резисторов R_2 и R_5 . Полярность задается ключом S . Для получения N значений коэффициентов усиления, лежащих в диапазоне $0 < A_k < 1/(1 - R/R_3)$, требуется $N_r = 2N + 3$ резисторов и $N_s = 2N + 1$ ключей. Количество резисторов уменьшится на 2, если один из коэффициентов усиления будет равен 0, или на 1, если $A_N = 1/(1 - R/R_3)$.
3. Чувствительность параметра u относительно x_i определяется выражением:

$$S_{x_i}^y = \frac{\partial y / \partial x_i}{y / x_i}.$$

Используя это выражение, была оценена чувствительность коэффициента усиления A на изменение значений пассивных элементов схемы для случая: $R_3 = R$. Результаты приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1.

Максимальная чувствительность		
S^{A_i}	1	$A > 0$
S^{A_N}	$\frac{2A}{2A+1}$	$A \geq 1$
	$\frac{2}{2A+1}$	$A < 1$

Управление коэффициентом усиления при помощи сопротивления R_3

Расчетные соотношения для такого усилителя, полученные из уравнений (4.45) и (4.46), имеют вид:

$$R_1 = R, \quad R_2 = AR, \quad R_3 = \frac{A}{A-1+2AR_o/R_s}R, \tag{4.49}$$

$$R_4 = R_o, \quad R_5 = \text{константа}. \tag{4.50}$$

Из уравнений (4.49) и (4.50) видно:

1. Поскольку значение R_3 не должно быть отрицательным, $A \geq 1/(1 + 2R_o/R_s)$. Следовательно, задавая $R_s = \infty$, можно получить любой коэффициент усиления ≥ 1 .
2. Можно получить N значений коэффициента усиления при помощи резисторов R_2 и R_3 . Полярность задается ключом S . Для получения N значений коэффициентов усиления, лежащих в диапазоне $A_k > 1/(1 + 2R_o/R_s)$, требуется $N_r = 2N + 3$ резисторов и $N_s = 2N + 1$ ключей. Количество резисторов сократится на 1, если $A_1 = 1/(1 + 2R_o/R_s)$. На рис. 4.13 показано, как можно уменьшить число резисторов до $N + 1$. Однако при этом значительно увеличится нагрузка на выходной сигнал V_o , а также в этой схеме нет возможности компенсировать погрешность, связанную с сопротивлением замкнутых ключей.

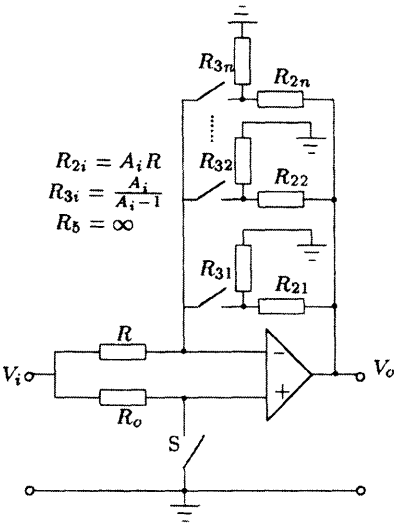


Рис. 4.13. Программируемый усилитель с уменьшенным количеством ключей.

3. Была определена чувствительность коэффициента усиления A на изменение значений пассивных элементов схемы при $R_s = 2R_o$. Результаты приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2.

Максимальная чувствительность		
S^{A_I}	1	$A > 0,5$
S^{A_N}	$\frac{4A-2}{3A}$	$A \geq 1$
	2	$0,5 \leq A \leq 1$
	3	

Если резисторы в Т-контуре подобрать так, что только два из них будут определять коэффициент усиления, можно получить еще две схемы программируемых усилителей с переключаемой полярностью коэффициента усиления (см. задачу 4.27).

Входное сопротивление таких усилителей определяется следующим выражением:

$$R_{IN} = \begin{cases} \frac{RR_o}{R + R_o}, & \text{при отрицательных коэффициентах усиления} \\ (1 + \frac{R_s}{R_o})(\frac{RR_o}{R + R_o}), & \text{при положительных коэффициентах усиления} \end{cases} \quad (4.51)$$

Отсюда видно, что R_{IN} для отрицательных коэффициентов усиления для всех типов усилителей является постоянной величиной. При положительных коэффициентах усиления для усилителей, управляемых при помощи R_s , входное сопротивление меняется в соответствии с R_s , а для усилителей второго типа оно постоянно. Поскольку R_{IN} различно для положительных и отрицательных коэффициентов усиления, для согласования сигналов требуется, чтобы либо источник входного сигнала имел нулевое выходное сопротивление, либо на входе усилителя стояло буферное устройство (повторитель).

Пример 4.6.

Требуется разработать два программируемых усилителя со следующими значениями коэффициента усиления: 1, 2, 3, ..., 10 с переключающейся полярностью.

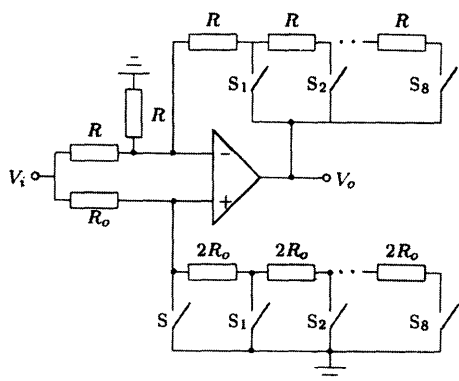


Рис. 4.14. Усилитель, управляемый резистором R_5 , разработанный в примере 4.6.

Решение: Используя уравнение (4.47), выберем значения резисторов для случая $R_3 = R$. Для получения требуемых значений коэффициентов усиления вместо резисторов R_2 и R_5 используем многозвенную схему из R-цепочек. На рис. 4.14 приведена схема разработанного усилителя. Такой усилитель обладает низким общим сопротивлением R_f .

Используя уравнение (4.48), выберем значения резисторов для случая $R_5 = \infty$. Для получения требуемых значений коэффициентов усиления вместо резисторов R_2 и R_3 используем многозвенную схему из R-цепочек. На рис. 4.15 приведена схема разработанного усилителя.

В этой схеме резистор R_4 заменен на дополнительный ключ, который открывается при замыкании ключа S и наоборот.

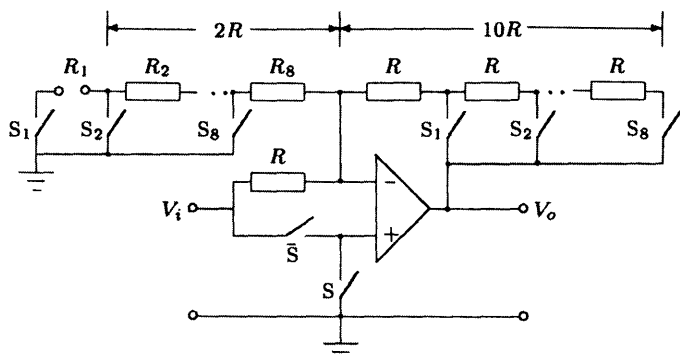


Рис. 4.15. Усилитель, управляемый резистором R_3 , разработанный в примере 4.6.

4.7. Программируемый усилитель с двуполярным выходным сигналом

На рис. 4.16 приведена схема такого усилителя, предложенная в работе [Rathore, 1982]. Легко показать, что

$$A_N = \frac{V_o^+}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad A_I = \frac{V_o^-}{V_i} = -\frac{R_3}{R_1}.$$

Отсюда,

$$A_N = |A_I|, \quad \text{если } R_3 = R_1 + R_2.$$

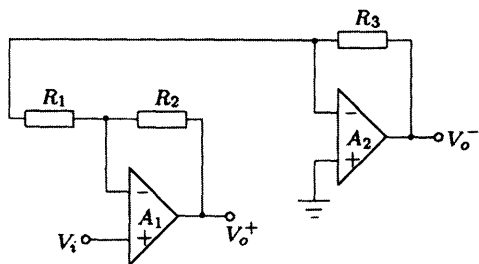


Рис. 4.16. Программируемый усилитель с двуполярным выходным сигналом.

Таким образом, коэффициенты усиления A_N и A_I могут меняться одновременно при помощи потенциометра R_1-R_2 .

4.8. Двухстадийные программируемые усилители

Если требуется получить большой коэффициент усиления, например более 1000, целесообразно разбить процесс усиления на две стадии. Это дает ряд преимуществ:

1. Каждая стадия будет иметь относительно низкий коэффициент усиления. Слишком большой коэффициент усиления в одностадийных схемах может привести к неустойчивой работе и даже к срыву в колебательный режим.
2. При двухстадийном режиме можно разделить грубую и точную регулировку усиления. Так на первой стадии происходит такое усиление сигнала, при котором он попадает в широкий диапазон значений, а при помощи второй стадии происходит более тонкая настройка выходного сигнала.

Поскольку каждая стадия имеет относительно небольшое значение коэффициента усиления, вся схема обладает глубокой обратной связью. Это способствует уменьшению времени переходных процессов, улучшению линейности и повышению точности установленных значений коэффициентов усиления.

4.9. Применение программируемых усилителей

Область применения

1. **В цифроаналоговых преобразователях.** Это будет рассмотрено в пятой главе.
2. **В схемах автоматического выбора пределов измерений в цифровых приборах.** Это будет рассмотрено в шестой главе.
3. **В формирователях сигналов произвольной формы.** Сначала рассмотрим формирование периодического сигнала. Пусть в каждом периоде задано N точек (предпочтительнее, чтобы $N = 2^n$). На вход формирователя подается фиксированное эталонное напряжение, рассчитываются коэффи-

коэффициенты усиления для каждой из N точек. По этим рассчитанным коэффициентам разрабатывается программируемый усилитель, управляемый N -разрядным счетчиком через соответствующий дешифратор. Управляющий сигнал представляет собой периодическую последовательность из N кодов. Для работы счетчика требуется генератор тактовых импульсов. В случае непериодического сигнала процедура проектирования остается той же самой, только последовательность N коэффициентов усиления формируется один раз. Для этого генератор тактовых импульсов посылает на счетчик серию из N синхроимпульсов.

4. **В устройствах сбора данных (УСД).** Это наиболее типичный пример применения программируемых усилителей. На рис.4.17 приведена компьютерная система сбора данных [Tobey, 1973]. Большинство датчиков имеют аналоговый выход, тогда как компьютерные системы работают с цифровыми входами. Следовательно, для преобразования аналоговых сигналов в цифровые требуются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). В целях экономии в системах сбора данных используется только один АЦП, на вход которого при помощи мультиплексора подключается множество различных датчиков. Поскольку датчики, как правило, имеют разные уровни выходных сигналов, АЦП должен работать с широким диапазоном значений входных сигналов от милливольт до вольт. Следовательно, АЦП должен быть многоразрядным, что значительно увеличивает стоимость и понижает быстродействие всей системы. При этом для сигналов высокого уровня младшие разряды АЦП являются малозначимыми, а слабые сигналы не используют старшие разряды, что приводит к неэффективной работе преобразователя. В этом случае полезным является применение программируемых усилителей (ПУ), которые регулируют уровни напряжений, поступающих на входы АЦП. При этом для преобразования широкого диапазона входных сигналов АЦП достаточно иметь всего несколько разрядов. Каждый раз при переключении на очередной канал измерений меняется коэффициент

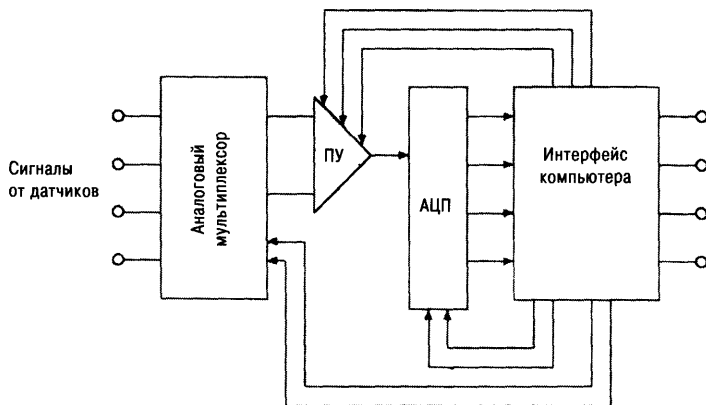


Рис. 4.17. Компьютерная система сбора данных.

усиления. Такой метод позволяет повысить точность измерений и понизить стоимость системы, поскольку в ее состав будет входить только один усилитель, а не N — по одному на каждый канал. Коэффициенты усиления для каждого канала могут либо выбираться на основе знания характеристик используемых датчиков, либо настраиваться при помощи схемы автоматического выбора пределов измерений.

На практике часто невозможно заранее предсказать уровень входных сигналов. В таких случаях при помощи схемы автоматического выбора пределов измерений определяется коэффициент усиления заданного канала, значение которого запоминается в компьютере, и далее, при обращении к этому каналу, компьютер будет каждый раз устанавливать именно этот коэффициент усиления.

На рис. 4.18 показан один из вариантов схемы автоматического выбора пределов измерений. Выходное напряжение программируемого усилителя (ПУ) непрерывно сравнивается с уровнями двух опорных сигналов. Нижний обычно устанавливается слегка выше номинального напряжения усилителя. Если выходной сигнал усилителя превысит этот уровень, компаратор нижнего уровня поменяет свое состояние с 0 на 1. На вход счетчика (–) станут поступать импульсы тактового генератора до тех пор, пока коэффициент усиления ПУ не упадет так, что его выходной сигнал станет меньше нижнего уровня входного диапазона. Если выходной сигнал ПУ окажется ниже верхнего уровня, импульсы тактового генератора станут поступать на вход (+) счетчика, увеличивая тем самым коэффициент усиления. Частота тактовых импульсов выбирается в зависимости от временных характеристик системы: длительности переходных процессов, времен восстановления и переключения.

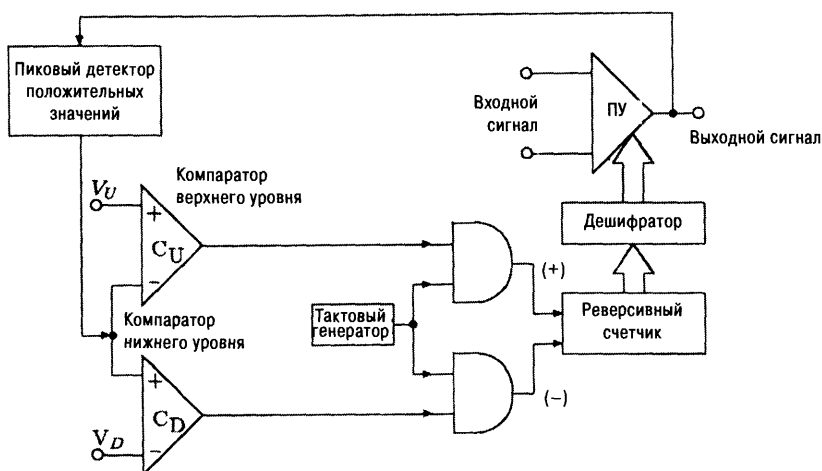


Рис. 4.18. Схема автоматического выбора пределов измерений для одного сигнала. (ПУ — программируемый усилитель).

Когда подобран соответствующий коэффициент усиления, на выходе обоих компараторов устанавливается нулевой уровень. Следующий тактовый импульс уже может запускать процесс выборки выходного напряжения и преобразования его в цифровой код (на рис. 4.18 это не показано).

Разница между верхним и нижним уровнем должна быть немного больше, чем шаг изменения коэффициента усиления, что необходимо для устойчивой работы схемы автоматического выбора пределов измерений. Значит, если отношение между двумя соседними коэффициентами усиления равно 10, верхний уровень должен быть чуть меньше одной десятой нижнего уровня. Если это условие не будет выполняться, схема автоподстройки будет «рыскать» между границами диапазона и никогда не выберет конкретного значения коэффициента усиления.

Для того, чтобы импульсные помехи не могли привести к изменению коэффициента усиления ПУ, в схему необходимо ввести задержку сигналов. Так компараторы не должны срабатывать сразу, а должны выжидать определенный интервал времени, чтобы убедиться, что превышение уровня срабатывания не является случайностью.

На рис. 4.19 показана схема автоматического выбора пределов измерений, поддерживающая *мультиплексирование сигналов*. Она аналогична схеме на рис. 4.18, но в нее добавлен блок, предотвращающий изменение коэффициента усиления во время переключения каналов. Одновибратор, запускаемый управляющим импульсом мультиплексора, приостанавливает работу тактового генератора на время выбора очередного канала. Это предотвращает

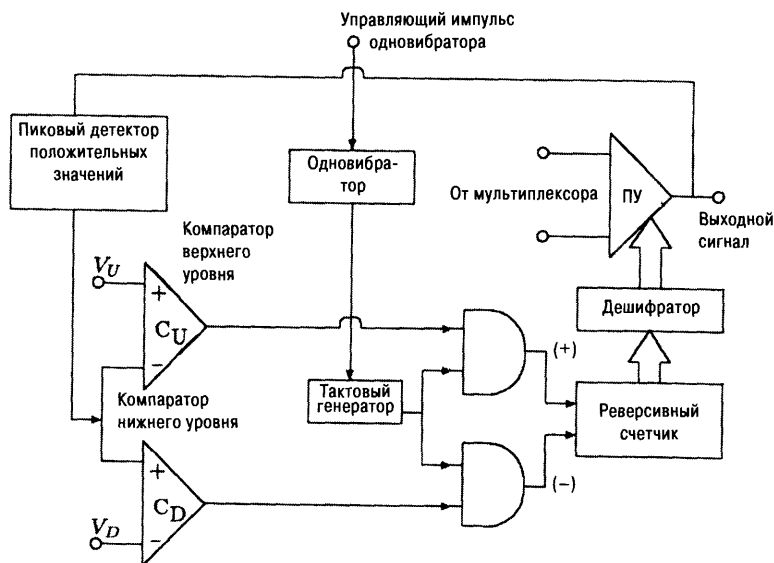


Рис. 4.19. Схема автоматического выбора пределов измерений для нескольких сигналов.

операцию автоподстройки до тех пор, пока в системе не закончатся переходные процессы, связанные с мультиплексированием. Полное время восстановления работоспособности определяется длительностью импульса одновибратора.

4.10. Схемы с программируемым коэффициентом усиления

Рассмотрим схему, показанную на рис. 4.20(а), в котором T_o является передаточной функцией по напряжению блока N. Тогда передаточную функцию по напряжению всей системы можно записать как:

$$T = (n + 1)T_o - n. \quad (4.52)$$

Если изменить схему, как показано на рис. 4.20(б), передаточная функция по напряжению примет следующий вид:

$$T = K[(n + 1)T_o - n] \quad (4.53)$$

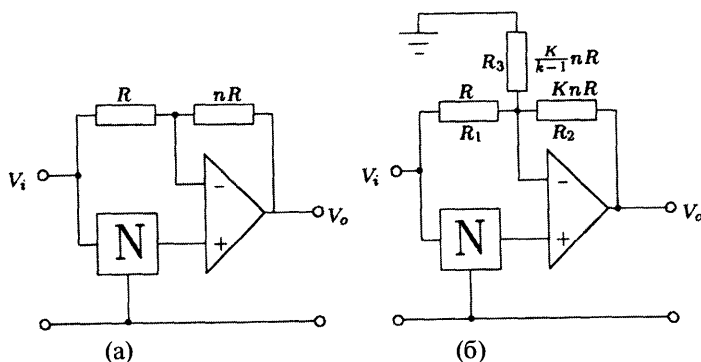


Рис. 4.20. (а) Схема усилителя, (б) схема модифицированного усилителя.

Сравним уравнения (4.52) и (4.53). Очевидно, что коэффициент усиления схемы на рис. 4.20(б) в K раз больше, чем схемы на рис. 4.20(а). Таким образом можно регулировать коэффициент усиления. Рассмотрим два случая.

(а) T_o — действительное число:

В этом случае схема становится аналогом усилителя с коэффициентом усиления, управляемым резистором R_3 , который рассматривался ранее.

(б) T_o — функция от s :

Рассмотрим схему блока N, показанную на рис. 4.21. Для нее справедливо:

$$T_o = \frac{\frac{1}{RC}s}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}}. \quad (4.54)$$

Подставив это выражение в уравнение (4.53), получим:

$$T = -Kn \frac{s^2 - \frac{1-2n}{nRC}s + \frac{1}{R^2C^2}}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}} = \frac{N(s)}{D(s)}. \quad (4.55)$$

Таким образом, при $D(-s) = N(s)$, схема становится фазовым фильтром, при этом:

$$(1-2n)/n = 3, \text{ или } n = 1/5.$$

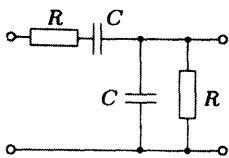


Рис. 4.21. Схема блока N.

Если $N(s) = 0$, т.е. $n = 1/2$, схема становится узкополосным (режекторным) фильтром. Отсюда видно, что меняя значение резисторов в схеме 4.20(б) и используя блок N, показанный на рис. 4.21, можно одновременно управлять полосой пропускания и коэффициентом усиления.

4.11. Программируемые режекторные фильтры

Режекторные фильтры широко применяются в системах связи, в различных измерительных приборах для соответствующего преобразования сигналов. В литературе описано множество вариантов таких фильтров, построенных на основе RC-цепочек [Harris, 1968, Steber & Krueger, 1969, Inigo, 1969, Chakraborty & Choudhary, 1969, Bhattacharyya & Swamy, 1970]. Для режекторных фильтров требуется, чтобы на частоте среза коэффициент передачи фильтра равнялся 0. Но на практике это условие бывает трудно выполнимым. Для точной регулировки таких фильтров желательно иметь возможность подстройки частоты среза независимо от коэффициента передачи. Для того чтобы схема потребляла меньше электроэнергии, ее лучше реализовывать на одном ОУ. Частоту среза желательно регулировать изменением только одного параметра схемы, например, сопротивления заземленного резистора. Можно спроектировать режекторные фильтры, перестраиваемые при помощи напряжения, управляемого аналоговыми или цифровыми сигналами. Далее будут рассмотрены узкополосные фильтры, предложенные в работе [Rathore & Bhattacharyya, 1986], в которых частота среза меняется в широком диапазоне значений независимо от коэффициента передачи с помощью одного заземленного резистора.

На рис. 4.22 показана схема такого режекторного фильтра.

Предположим, что в схеме используется идеальный ОУ, тогда справедливы следующие соотношения:

$$V^- = \frac{V_o G_1 + V_x s C_2 + V_i G_2}{G_1 + s C_2 + G_2} = V^+ = \frac{V_x G_3 + V_i G_5}{G_3 + G_5 + s C_1},$$

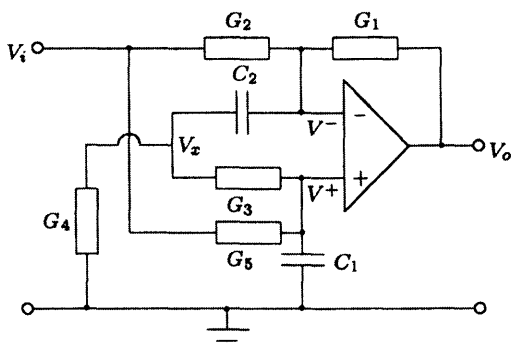


Рис. 4.22. Программируемый режекторный фильтр.

$$V_x = \frac{V^- s C_2 + V^+ G_3}{s C_2 + G_3 + G_4}.$$

Из этих соотношений следует, что

$$\begin{aligned} T(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N(s)}{D(s)} = \\ = -\frac{G_2}{G_1} \frac{s^2 + \left\{ \frac{G_3 + G_4}{C_2} - \frac{(G_1 + G_4)G_5}{G_2 C_1} \right\} s + \frac{G_3 G_4}{C_1 C_2} - \frac{G_1 G_5 (G_3 + G_4)}{G_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left\{ \frac{G_3 + G_4}{C_2} + \frac{G_5}{C_1} \right\} s + \frac{G_4 (G_3 + G_5) + G_3 G_5}{C_1 C_2}}. \end{aligned} \quad (4.56)$$

Условие равенства нулю коэффициента передачи на частоте среза получается, если в выражении (4.56) $N(s) = 0$, т.е.

$$\frac{G_3 + G_4}{C_2} - \frac{(G_1 + G_4)G_5}{G_2 C_1} = 0,$$

или

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{(G_3 + G_4)G_2}{(G_1 + G_4)G_5}. \quad (4.57)$$

Если взять квадратный корень из свободного члена выражения $N(s)$, получим частоту среза фильтра:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{G_3 G_4}{C_1 C_2} - \frac{G_1 G_5 (G_3 + G_4)}{G_2 C_1 C_2}}. \quad (4.58)$$

Пусть

$$G_1 = G_3 = G, \quad (4.59)$$

тогда выражение (4.57) принимает вид:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_2}{G_3} = K. \quad (4.60)$$

Из уравнений (4.59) и (4.60) можно сделать следующие выводы:

1. Условия (4.59) и (4.60) не зависят от G_4 . Следовательно, G_4 может использоваться для регулирования частоты среза фильтра, задаваемой уравнением (4.58).
2. Для получения положительных значений ω_0 необходимо выполнение следующего условия:

$$K > (1 + G/G_4).$$

3. И условие для коэффициента передачи, и частота среза зависят от отношения G_2/G_3 . Следовательно, величина G_2 может задаваться, исходя из желаемого значения $|T(\infty)|$, при этом отношение G_2/G_3 должно оставаться постоянным.
4. При выполнении следующих условий:

$$C_1 = \frac{1}{2} C_2 = C, \quad G_1 = G_2 = G_3 = 2G_5 = G,$$

получим

$$|T(\infty)| = 1, \quad f_0 = \frac{G}{4\pi C} \sqrt{\frac{G_4}{G} - 1}. \quad (4.61)$$

Таким образом, частота среза f_0 может меняться от 0 до ∞ .

Теперь рассмотрим схему, представленную на рис. 4.23. Ее передаточную функцию по напряжению можно записать в виде (см. задачу 4.34):

$$T(s) = \frac{s^2 + \left\{ \frac{G_5}{C_1} - \frac{G_1 G_3 - G_2 G_5}{G_2 C_2} \right\} s + \frac{(G_3 G_4 + G_2 G_4 + G_2 G_3) G_5}{G_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left\{ \frac{G_1 + G_4 + G_5}{C_1} - \frac{G_1 + G_5}{C_2} \right\} s + \frac{(G_1 + G_5)(G_3 + G_4)}{C_1 C_2}}. \quad (4.62)$$

Из выражения (4.62) можно получить условие для нулевого коэффициента передачи и выражение для частоты среза фильтра:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_1 G_3 - G_2 G_5}{G_2 G_5}, \quad (4.63)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(G_3 G_4 + G_2 G_4 + G_2 G_3) G_5}{G_2 C_1 C_2}}. \quad (4.64)$$

Из уравнений (4.63) и (4.64) следует, что:

1. Сначала необходимо подобрать величину G_1 так, чтобы выполнялось условие (4.63). Потом при помощи G_4 настраивается частота среза ω_o .
2. $|T(\infty)| = 1$.
3. При выполнении следующих условий:

$$C_1 = C_2 = C,$$

$$G_1 = G_2 = G_3 = 2G_5 = G$$

получим

$$f_o = \frac{G}{2\sqrt{2}\pi C} \sqrt{\frac{2G_4}{G} + 1}.$$

Таким образом, частота среза f_o может меняться от $G/2\sqrt{2}\pi C$ до ∞ . При больших значениях G_4 частота среза в этой схеме становится в два раза выше, чем у предыдущего фильтра. Следовательно, и чувствительность этого фильтра будет выше.

Основным недостатком вышеописанных фильтров является то, что при изменении G_4 добротность фильтра Q также меняется. Режекторный фильтр, показанный на рис. 4.24, лишен этого недостатка. Это схема двойного Т-образного узкополосного фильтра, предложенного в работе [Swamy, 1966]. Предполагая, что используемый ОУ является идеальным, можно записать следующие соотношения:

$$V_A = V_i, \quad V_B = AV_i,$$

$$V_o(G_2 + sC_2) - V_1sC_2 - V_2G_2 = 0,$$

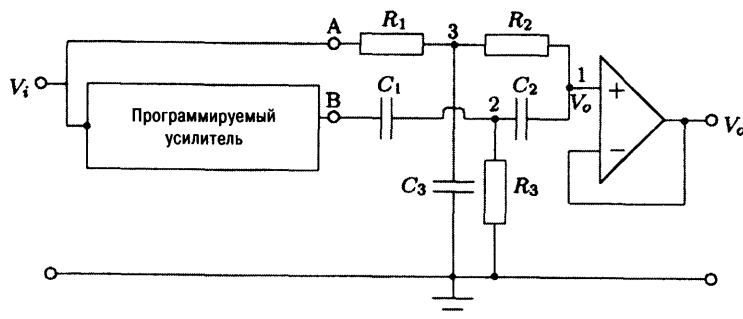


Рис. 4.24. Двойной Т-образный режекторный фильтр.

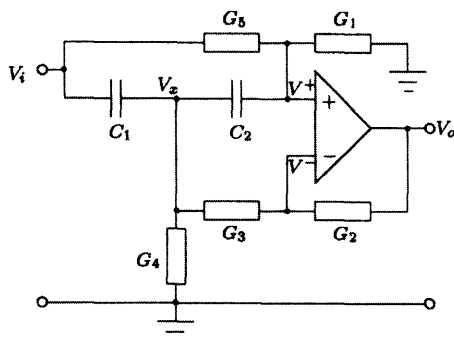


Рис. 4.23. Еще один программируемый режекторный фильтр.

$$-V_o s C_2 + V_1 [s(C_1 + C_2) + G_3] - V_b s C_1 = 0,$$

$$-V_o G_2 + V_2 (G_1 + G_2 + s C_3) - V_A G_1 = 0,$$

где $G_i = 1/R_i$, а A — положительный коэффициент усиления программируемого усилителя.

Решая эту систему уравнений, получим:

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -sC_2 & -G_2 \\ AsC_1 & s(C_1 + C_2) + G_3 & 0 \\ G_1 & 0 & G_1 + G_2 + sC_3 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} G_2 + sC_2 & -sC_2 & -G_2 \\ -sC_2 & s(C_1 + C_2) + G_3 & 0 \\ -G_2 & 0 & G_1 + G_2 + sC_3 \end{vmatrix}} = \quad (4.65)$$

$$= \frac{As^3 + A \frac{G_1 + G_2}{C_3} s^2 + \frac{(C_1 + C_2)G_1G_2}{C_1C_2C_3} s + \frac{G_1G_2G_3}{C_1C_2C_3}}{s^3 + \left\{ \frac{(C_1 + C_2)G_2}{C_1C_2} + \frac{G_1 + G_2}{C_3} + \frac{G_3}{C_1} \right\} s^2 + \left\{ \frac{(C_1 + C_2)G_1G_2}{C_1C_2C_3} + \frac{(G_1 + G_2)G_3}{C_1C_3} + \frac{G_2G_3}{C_1C_2} \right\} s + \frac{G_1G_2G_3}{C_1C_2C_3}}.$$

Отсюда

$$N(j\omega) = j\omega \left[-A\omega^2 + \frac{(C_1 + C_2)G_1G_2}{C_1C_2C_3} \right] - \left[A\omega^2 \frac{G_1 + G_2}{C_3} + \frac{G_1G_2G_3}{C_1C_2C_3} \right].$$

При $\omega = \omega_0$, $N(j\omega_0) = 0$, т.е.

$$j\omega_0 \left[-A\omega_0^2 + \frac{(C_1 + C_2)G_1G_2}{C_1C_2C_3} \right] - A\omega_0^2 \frac{G_1 + G_2}{C_3} + \frac{G_1G_2G_3}{C_1C_2C_3} = 0.$$

Приравнивая действительную и мнимую часть нулю, получим:

$$A\omega_0^2 = \frac{(C_1 + C_2)G_1G_2}{C_1C_2C_3}, \quad A\omega_0^2 = \frac{G_1G_2G_3}{C_1C_2(G_1 + G_2)}.$$

Условие $N(j\omega_0) = 0$ будет выполняться, если

$$\frac{(C_1 + C_2)G_1G_2}{C_1C_2C_3} = \frac{G_1G_2G_3}{C_1C_2(G_1 + G_2)},$$

т.е. когда

$$\frac{C_1 + C_2}{C_3} = \frac{G_3}{G_1 + G_2}. \quad (4.66)$$

Используя это выражение, можно упростить уравнение (4.65):

$$T(s) = \frac{As^3 + A \frac{G_1 + G_2}{C_3} s^2 + \frac{G_1 G_2 G_3}{(G_1 + G_2) C_1 C_2} s + \frac{G_1 G_2 G_3}{C_1 C_2 C_3}}{[s^3 + \left\{ \frac{(C_1 + C_2) G_2}{C_1 C_2} + \frac{G_1 + G_2}{C_3} + \frac{G_3}{C_1} \right\} s^2 + \left\{ \frac{(C_1 + C_2) G_1 G_2}{C_1 C_2 C_3} + \frac{(G_1 + G_2) G_3}{C_1 C_3} + \frac{G_2 G_3}{C_1 C_2} \right\} s + \frac{G_1 G_2 G_3}{C_1 C_2 C_3}]} =$$

$$= \frac{[s + \frac{G_1 + G_2}{C_3}][As^2 + \frac{G_1 G_2 G_3}{C_1 C_2 (G_1 + G_2)}]}{[s + \frac{G_1 + G_2}{C_3}][s^2 + \left\{ \frac{(C_1 + C_2) G_2}{C_1 C_2} + \frac{G_3}{C_1} \right\} s + \frac{G_1 G_2 G_3}{C_1 C_2 (G_1 + G_2)}]} = \frac{[As^2 + \frac{G_1 G_2 G_3}{C_1 C_2 (G_1 + G_2)}]}{[s^2 + \left\{ \frac{(C_1 + C_2) G_2}{C_1 C_2} + \frac{G_3}{C_1} \right\} s + \frac{G_1 G_2 G_3}{C_1 C_2 (G_1 + G_2)}]}.$$

Интересно отметить, что в этом случае уравнение передаточной функции имеет уже второй порядок.

Пусть

$$R_1 = R_2 = 2R_3 = R, \quad C_1 = C_2 = \frac{1}{2}C_3 = C, \quad (4.67)$$

тогда

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{ARC}}. \quad (4.68)$$

Таким образом, при выполнении условия (4.67) частота среза фильтра $\omega_o \leq 1/RC$ может задаваться при помощи коэффициента усиления программируемого усилителя. В случае $\omega_o \geq 1/RC$, выводы А и В двойного Т-образного фильтра на рис. 4.24 надо поменять местами.

Нетрудно показать, что чувствительность ω_o на изменение любого пассивного элемента x определяется выражением:

$$|S_x^{\omega_o}| \leq 1/2. \quad (4.69)$$

4.12. Программируемые биквадратные фильтры

На рис. 4.25 показана схема биквадратного фильтра, предложенная в работе [Rathore, Faruque & Bhattacharyya, 1987]. Считаем, что все компоненты схемы являются идеальными, тогда, применив первый закон Кирхгофа к узлам X и Y, получим следующие соотношения:

$$V_i(sC_1 + G_7) + V_1sC_2 + V_2G_8 = 0,$$

$$V_iG_5 + V_1(sC_3 + G_6) + V_2sC_4 = 0.$$

Решая эту систему уравнений, получим:

$$\frac{V_1}{V_i} = \frac{\begin{vmatrix} sC_1 + G_7 & -G_8 \\ G_5 & sC_4 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} sC_2 & G_8 \\ -sC_3 + G_6 & sC_4 \end{vmatrix}} = -\frac{\frac{C_1}{C_2}s^2 + \frac{1}{R_7C_2}s - \frac{1}{C_2C_4R_5R_8}}{s^2 - \frac{C_3}{R_8C_2C_4}s - \frac{1}{C_2C_4R_6R_8}}. \quad (4.70)$$

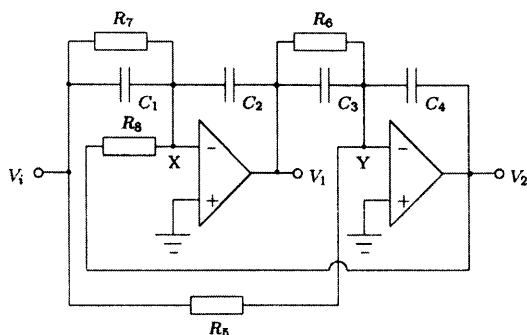


Рис. 4.25. Активный биквадратный RC-фильтр.

Сопротивления R_7 и R_8 выбираются отрицательными для того, чтобы иметь возможность построения фильтров любых типов: нижних частот (ФНЧ), высоких частот (ФВЧ), полосовых (ПФ), режекторных (РФ) и фазовых (ФФ). Однако для реализации отрицательных сопротивлений потребуется большее количество элементов. Поэтому иногда все сопротивления заменяются на эквивалентные схемы, состоящие из конденсаторов и ключей. Варианты таких схем, предложенные в работе [Rathore & Bhattacharyya, 1987], показаны на рис. 4.26. В этом случае схема на рис. 4.25 преобразуется к виду, представленному на рис. 4.27.

Количество ключей можно сократить, если заменить пару ключей, работающих параллельно, на один ключ, как показано на рис. 4.27. Передаточную функцию этой схемы можно получить из рис. 4.25 и уравнения (4.70), если каждое сопротивление R_i заменить на $1/C_i f_c$:

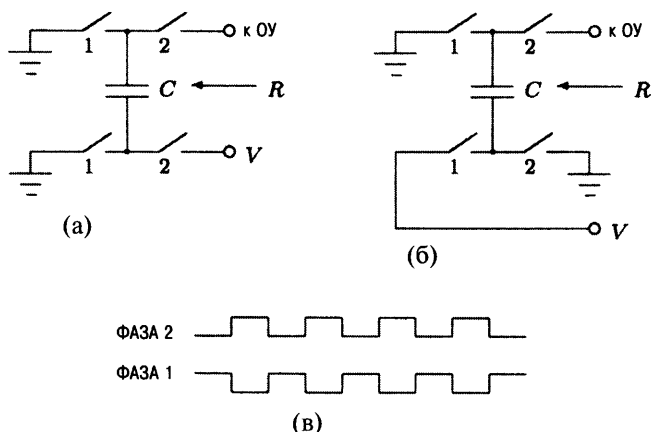


Рис. 4.26. Эквивалентные схемы сопротивлений: (а) Сопротивление $R = 1/Cf_c$, (б) сопротивление $R = -1/Cf_c$, (в) диаграмма работы тактового генератора.

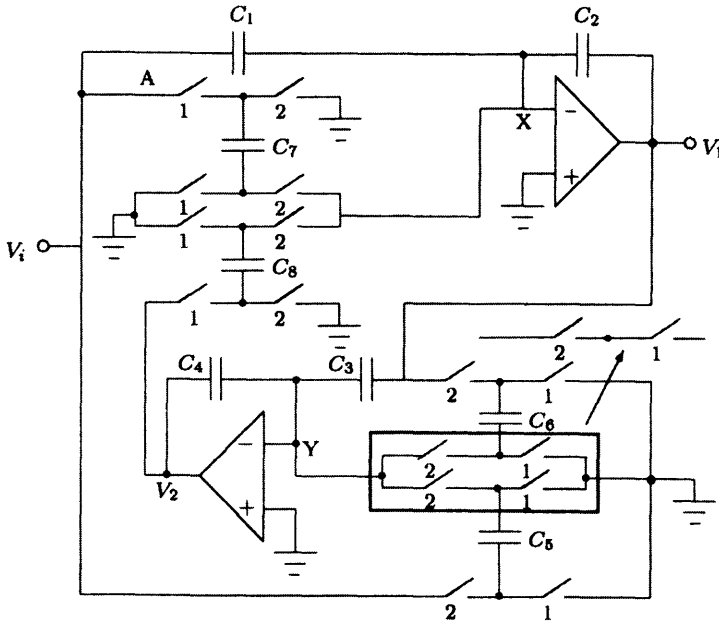


Рис. 4.27. Биквадратный фильтр с переключающимися конденсаторами.

$$H(s) = -\frac{\frac{C_1}{C_2}s^2 - \frac{C_7}{C_2}f_c s + \frac{C_5 C_8}{C_2 C_4}f_c^2}{s^2 + \frac{C_3 C_8}{C_2 C_4}f_c s + \frac{C_6 C_8}{C_2 C_4}f_c^2} = -\frac{N_2 s^2 - N_1 s + N_o}{s^2 + D_1 s + D_o}. \quad (4.71)$$

Отметим, что все коэффициенты в числителе и знаменателе могут задаваться независимо: N_2 при помощи C_1 , $N_1 - C_7$, $N_o - C_5$, $D_1 - C_3$, $D_o - C_6$. Значит, таким образом можно реализовать программируемый биквадратный фильтр. Сравним уравнение (4.71) с передаточной функцией по напряжению общего вида:

$$T(s) = -\frac{N_2 s^2 - N_1 s + N_o}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}.$$

При помощи нее найдем следующие соотношения:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{C_6 C_8}{C_2 C_4}} f_c, \quad (4.72)$$

$$BW = \frac{C_3 C_8}{C_2 C_4} f_c, \quad Q_p = \frac{1}{C_3} \sqrt{\frac{C_2 C_4 C_6}{C_8}}, \quad (4.73)$$

$$N_2 = C_1 / C_2, N_1 = (C_7 / C_2) f_c, N_0 = (C_5 C_8 / C_2 C_4) f_c^2, \quad (4.74)$$

где BW — ширина полосы, Q_p — добротность на частоте среза, ω_p — частота среза, f_c — частота такового генератора. Обычно задается BW или Q_p . Поскольку число неизвестных емкостей превышает количество уравнений на 3, три значения емкостей могут выбираться произвольным образом.

Проектирование фильтров с одинаковыми значениями емкостей

Рассмотрим схему биквадратного фильтра, в котором используется максимально возможное количество одинаковых конденсаторов. Разработать фильтр с тремя конденсаторами одинакового номинала несложно. Рассмотрим два из четырех возможных вариантов.

Вариант 1:

Пусть

$$C_8 = C_\omega, \quad C_i = \lambda_i C_\omega, \quad i = 5, 7,$$

где λ_i принимает значение либо 1, либо 0, в зависимости от того есть в схеме конденсатор C_i или нет. Тогда из уравнений (4.72)–(4.73) получим следующие соотношения:

$$C_2^* = \begin{cases} \text{любое, если } N_1 = 0 \\ f_c / N_1, \text{ если } N_1 \neq 0, \end{cases} \quad (4.75)$$

$$C_2^* C_4^* = \begin{cases} \text{любое, если } N_0 = 0 \\ f_c / N_1, \text{ если } N_0 \neq 0, \end{cases} \quad (4.76)$$

$$C_6^* = C_2^* C_4^* / \alpha^2, \quad (4.77)$$

$$C_3^* = C_2^* C_4^* / Q_p \alpha, \quad (4.78)$$

$$C_1^* = N_2 C_2^*, \quad (4.79)$$

где $C_i^* = C_i / C_\omega$, $\alpha = f_c / \omega_p$.

Из уравнений (4.72)–(4.73) видно, что ω_p и BW могут задаваться независимо друг от друга при помощи подбора емкостей C_6 и C_3 , соответственно. Таким образом, в данном случае можно независимо управлять параметрами ω_p и BW при помощи трех конденсаторов одинакового номинала.

Вариант 2

Пусть

$$C_6^* = C_8^* = 1, \quad C_7^* = \lambda_7,$$

где λ_7 принимает значение либо 1, либо 0, в зависимости от того есть в схеме конденсатор C_7 или нет. Тогда из уравнений (4.72)–(4.74) получим следующие соотношения:

$$C_2^* = \begin{cases} \text{любое, если } N_1 = 0 \\ f_c / N_1, \text{ если } N_1 \neq 0, \end{cases} \quad (4.80)$$

$$C_4^* = \alpha^2 / C_2^*, \quad (4.81)$$

$$C_3^* = C_2^* C_4^* / Q_p \alpha, \quad (4.82)$$

$$C_1^* = N_2 C_2^*, \quad (4.83)$$

$$C_5^* = N_o C_2^* C_4^* / f_c^2, \quad (4.84)$$

где $C_i^* = C_i / C\omega$, $\alpha = f_c / \omega_p$.

Поскольку $C_6 = C_8$, из уравнений (4.72)–(4.73) видно, что Q_p можно настраивать при помощи конденсаторов C_6 и C_8 , а ω_p – при помощи C_3 . Таким образом и в данном случае можно независимо управлять параметрами ω_p и BW при помощи трех конденсаторов одинакового номинала. Далее будет показано, как в схеме такого биквадратного фильтра можно переключать значения двух конденсаторов одновременно. Пусть $C_5^* = \lambda_5$, тогда из уравнения (4.74) видно, что $N_o = \omega_p^2$ при $\lambda_5 = 1$, и $N_o = 0$ при $\lambda_5 = 0$. Значит, в случае выполнения этого условия можно сделать равными уже четыре емкости. Это ограничение не является серьезным недостатком такой схемы, поскольку позволяет реализовать все типы фильтров при помощи соответствующего выбора значений конденсаторов C_1 , C_5 и C_7 :

$$C_1^* = \begin{cases} C_2^*, & \Phi BЧ, P\Phi, \Phi\Phi \\ 0, & \Phi HЧ, П\Phi \end{cases}, \quad (4.85)$$

$$C_5^* = \begin{cases} 0, & \Phi BЧ, П\Phi \\ 1, & \Phi HЧ, P\Phi, \Phi\Phi \end{cases}, \quad (4.86)$$

$$C_7^* = \begin{cases} 0, & \Phi BЧ, P\Phi, \Phi HЧ \\ \frac{C_3^*}{C_4^*}, & \Phi\Phi, П\Phi \end{cases}. \quad (4.87)$$

В рассмотренных двух вариантах предполагалось, что параметр α имеет большое значение, т.е. частота тактового генератора гораздо больше частоты сигнала f . Поскольку МОП-ключи имеют конечное сопротивление R_s в замкнутом состоянии, максимальное значение частоты тактового генератора

необходимо выбирать таким, чтобы процессы зарядки и разрядки конденсаторов успевали закончиться за время $T/2$. Для надежного выполнения этого требования значение f_c должно удовлетворять следующим условиям:

$$5C_{\omega}R_s \leq \frac{1}{2}T = \frac{1}{2}f_c \quad \text{или} \quad f_{c \max} = \frac{1}{10C_{\omega}R_s}.$$

Проектирование биквадратных фильтров с одним переключающимся конденсатором в режиме разделения времени

В схеме на рис. 4.27 в четные полупериоды $T/2$ одновременно замыкаются ключи на одной стороне конденсаторов, а в нечетные полупериоды — на другой стороне. Никакого изменения напряжений на конденсаторах в промежутке между этими моментами времени не происходит. Если управление этими конденсаторами разнести во времени и при условии, что номиналы всех конденсаторов будут равны, ту же самую работу можно выполнить при помощи одного конденсатора. В этом случае конденсатор будет работать в режиме разделения времени. Замена нескольких конденсаторов одним и была целью построения схем биквадратных фильтров с использованием одинаковых значений емкостей.

Для того, чтобы при каждом переключении конденсатор менял заряд на своих пластинах от Q_i до Q_j , он должен перед этим разряжаться или дозаряжаться до значения Q_j . Очевидно, что это приведет к увеличению операций переключения в одном цикле, и, следовательно, потребуется большее количество ключей. Однако на практике значительного увеличения числа ключей не происходит. Это связано с тем, что для повышения помехозащищенности переключаемые конденсаторы подсоединяются либо к точке заземления, либо к «виртуальной» земле, либо к идеальному источнику напряжения. На схемах, представленных на рис. 4.28(а) и (б), показаны способы включения конденсаторов, работающих в режиме разделения времени, для первого и второго варианта биквадратного фильтра с рис. 4.27. На рис. 4.28(в) показана схема включения разделительного конденсатора C_3 . Такое включение необходимо для того, чтобы перенос заряда через конденсатор поддерживался постоянным. Отметим, что для реализации 6 и 7 такта требуются два дополнительных ключа. Отсюда видно, что число конденсаторов, входящих в состав биквадратных фильтров, использующих режим разделения времени, не превышает шести. Конденсатор, изготовленный по МОП-технологии, занимает значительно большее место на кремниевой подложке, чем аналоговый ключ. Поэтому всегда приветствуется уменьшение числа конденсаторов в составе схемы биквадратного фильтра, даже если это влечет за собой увеличение числа ключей и усложнение работы тактового генератора. Особенно это важно при изготовлении фильтров более высокого порядка, использующих каскадное включение нескольких биквадратных модулей.

Более подробно принципы построения биквадратных фильтров, работающих в режиме разделения времени, рассмотрены в работе [Rathore, Faruque & Bhattacharyya, 1987].

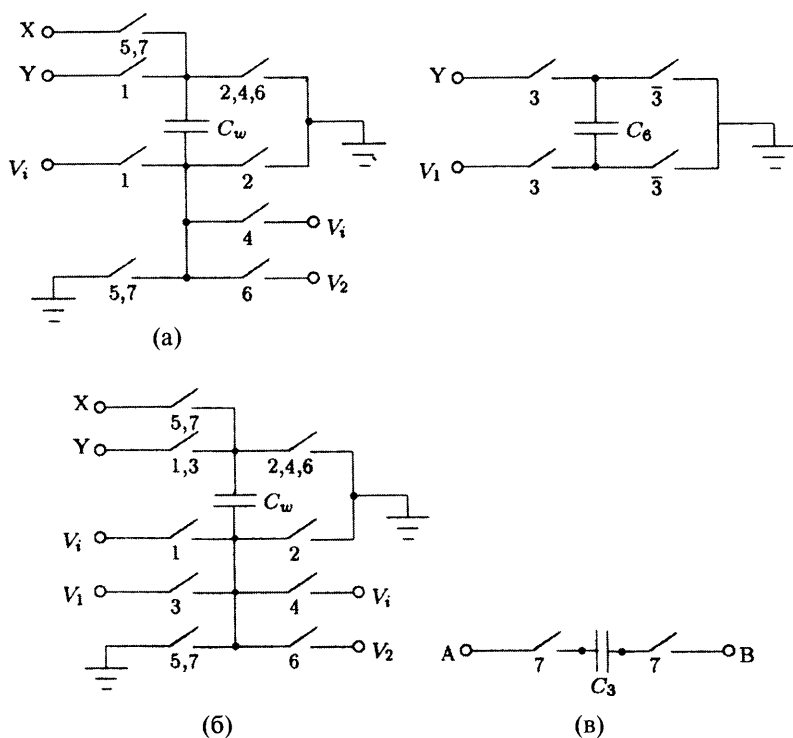


Рис. 4.28. Схема включения конденсатора для работы в режиме разделения времени.

Теперь рассмотрим активный RC биквадратный фильтр, показанный на рис. 4.29, описанный в работе [Rathore & Bhattacharyya, 1987].

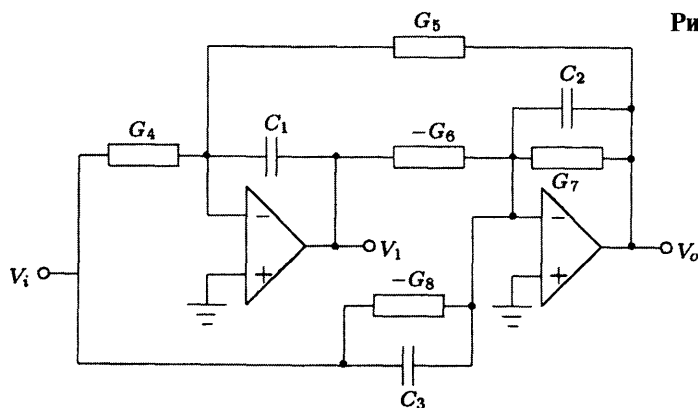


Рис. 4.29. Еще один вариант биквадратного фильтра.

Если в этой схеме все резисторы заменить на переключаемые конденсаторы, то получим схему, изображенную на рис. 4.30.

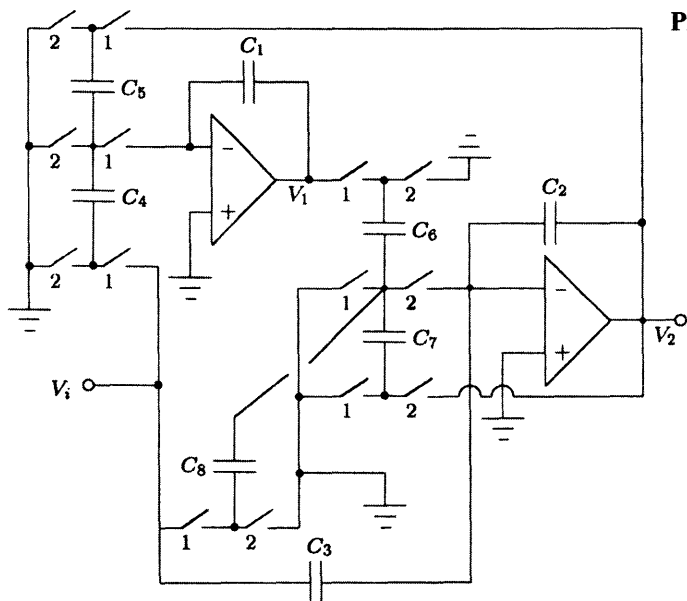


Рис. 4.30. Биквадратный фильтр с переключающимися конденсаторами.

Интересно отметить, что если в этой схеме такты 1 и 2, управляющие работой ключей при переключении конденсаторов C_4 , C_5 (или C_6 , C_7 , C_8) поменять местами, выходной сигнал V_2 останется тем же самым. Отметим также, что если в предыдущем случае сигнал V_1 устанавливался в течение первого такта, а сигнал V_2 — во время второго такта, то в последней схеме сигналы V_1 и V_2 устанавливаются одновременно во время одного такта.

Передаточная функция по напряжению такого биквадратного фильтра имеет вид:

$$T(s) = -\frac{C_1 C_3 s^2 - C_1 C_8 f_c s + C_4 C_6 f_c^2}{C_1 C_2 s^2 + C_1 C_7 f_c s + C_5 C_6 f_c^2} = -\left[\frac{\frac{C_3}{C_2} s^2 - \frac{C_8}{C_2} f_c s + \frac{C_4 C_6}{C_1 C_2} f_c^2}{s^2 + \frac{C_7}{C_2} f_c s + \frac{C_5 C_6}{C_1 C_2} f_c^2} \right]. \quad (4.88)$$

Из выражения (4.88) видно, что каждый коэффициент может меняться независимо от других. Следовательно, на основе этой схемы можно реализовать любые типы фильтров (ФНЧ, ФВЧ, РФ, ПФ, ФФ). Из уравнения (4.88) получим выражения для частоты среза и добротности:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{C_5 C_6}{C_1 C_2}} f_c, \quad Q_p = \frac{1}{C_7} \sqrt{\frac{C_2 C_5 C_6}{C_1}}. \quad (4.89)$$

Если выбрать $C_1 = C_2 = C_\omega$, выражения для частоты среза и добротности примут вид:

$$\omega_p = \frac{\sqrt{C_5 C_6}}{C_\omega} f_c, \quad Q_p = \frac{1}{C_7} \sqrt{C_5 C_6}. \quad (4.90)$$

Отметим, что ω_p и Q_p могут настраиваться независимо друг от друга при помощи конденсаторов C_ω и C_7 , соответственно. Следовательно, их значения можно задавать при помощи цифровых кодов.

В таблице 4.3 приведены условия реализации различных типов биквадратных фильтров для схемы на рис. 4.30, полученные из уравнения (4.88).

Таблица 4.3.

Тип фильтра	Способы задания
Фильтр низких частот	$C_3 = C_8 = 0$
Фильтр высоких частот	$C_4 = C_8 = 0$
Полосовой фильтр	$C_3 = C_4 = 0$
Режекторный фильтр	$C_8 = 0$
Фазовый фильтр	$C_2 = C_3, C_7 = C_8, C_4 = C_5$

На основе данных из этой таблицы схему на рис. 4.30 можно превратить в схему, представленную на рис. 4.31. Теперь для получения фильтра требуемого типа достаточно только подсоединить входной сигнал к соответствующим клеммам схемы биквадратного фильтра. (Аналогичным образом может быть преобразована и схема, показанная на рис. 4.27.)

Из таблицы 4.3 видно, что в случае фазового фильтра необходимо выполнение условия: $C_7 = C_8$. Следовательно, для задания n значений Q_p количество требуемых конденсаторов равно $2n$. Поскольку $C_7 = C_8$, конденсатор C_8 вместе с соответствующими ключами может быть удален, при этом точка В соединяется с точкой А, а не с точкой заземления (эта часть схемы выделена прямоугольником на рис. 4.31). Теперь для получения n значений Q_p требуется только n конденсаторов.

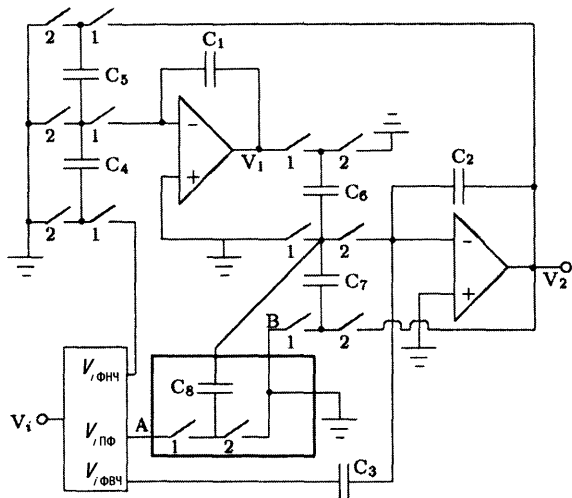


Рис. 4.31. Модифицированный биквадратный фильтр.

В биквадратных фильтрах возможно применить временное мультиплексирование работы ОУ. В работе [Rathore & Bhattacharyya, 1987] показано, как можно реализовать биквадратный фильтр любого порядка с использованием только *одного* ОУ. Конечно, такая схема значительно сокращает стоимость изготовления и затраты на эксплуатацию таких устройств, но, к сожалению, не может применяться в быстродействующих системах.

4.13. Программируемые аналоговые ключи и мультиплексоры

Поскольку в предыдущих разделах не раз упоминались ключи и мультиплексоры, необходимо более подробно рассмотреть эти устройства. Ключи и мультиплексоры позволяют с помощью программного управления изменять конфигурацию схемы. При разработке переключающих элементов основная цель заключается в том, чтобы они не искажали исходный сигнал. Это требование может быть выполнено только при использовании идеальных ключей. В разомкнутом состоянии идеальный ключ имеет бесконечное сопротивление, а в замкнутом — нулевое. Электромеханические переключатели наиболее близки по своим характеристикам к идеальным, однако, из-за низкой скорости переключения и малого срока службы широко не используются.

Среди полупроводниковых переключателей наилучшими характеристиками обладают аналоговые ключи на полевых транзисторах с p - n переходом и на КМОП-транзисторах. Сопротивление таких переключателей в закрытом состоянии достигает тысяч мегаом, и в этом отношении они становятся близкими к идеальным ключам в разомкнутом состоянии. По сравнению с другими полупроводниковыми ключами КМОП-переключатели характеризуются полным отсутствием напряжения смещения в открытом состоянии. Сопротивление таких ключей в открытом состоянии составляет от 30 до 75 Ом. Ток утечки по каждому входу и выходу чаще всего не превышает 1 нА.

Входная емкость КМОП-мультиплексора небольшая, порядка 30 пФ, которая практически не вносит динамических погрешностей переключения. Динамические характеристики аналоговых коммутаторов определяются временем переключения, которое составляет сотни наносекунд. Под влиянием паразитных емкостей время установления коммутатора может существенно возрасти.

Чаще всего выпускаются аналоговые коммутаторы с числом каналов от 1 до 16 или до 32, причем большинство коммутаторов имеет вход разрешения и адрес, что облегчает возможность их наращивания. Большинство аналоговых ключей и мультиплексоров рассчитано на подачу сигналов в диапазоне ± 15 В. Важной особенностью большинства коммутаторов является то, что при переключении сначала происходит рассоединение предыдущего канала, а потом подключение нового, что гарантирует отсутствие взаимного влияния каналов друг на друга.

На рис. 4.32 приведена схема типового мультиплексора.

На рис. 4.33 приведена схема, поясняющая, как можно увеличить количество подключаемых каналов.

Однако увеличение токов утечки и суммарной выходной емкости может привести к погрешностям, как в динамическом, так и в статическом режимах. Поэтому для многоканальных систем предпочтительнее использовать коммутирующее устройство, построенное по схеме, показанной на рис. 4.34.

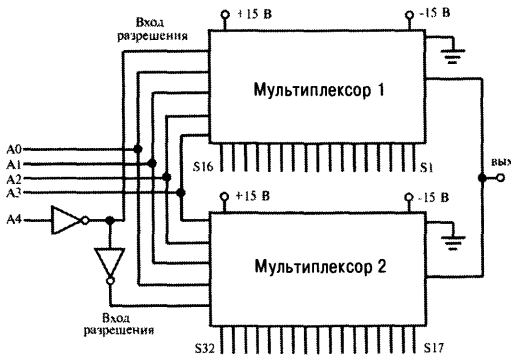


Рис. 4.33. Простой способ увеличения числа подключаемых каналов.

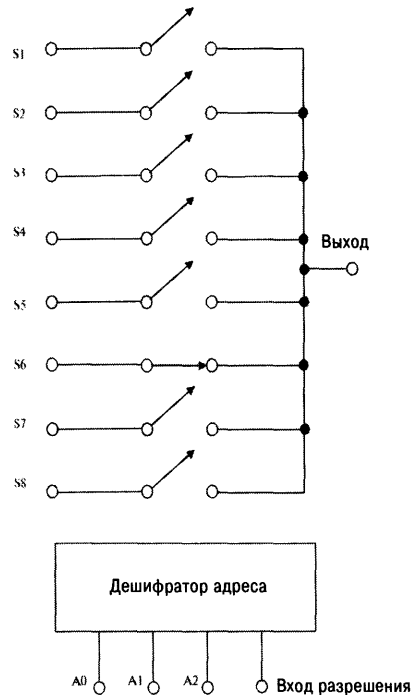


Рис. 4.32. Схема типичного мультиплексора.

Задачи

- 4.1. Выведите расчетные соотношения для схемы программируемого сопротивления, показанной на рис. 4.2(г).
- 4.2. Разработайте всевозможные схемы для получения следующих наборов сопротивлений:
 1. 0, 1, 2, 3, ..., 15.
 2. 1, 10, 100, 1000.
 3. 1, 2, 4, 8, 16.
 4. 15, 14, 13, 12, ..., 1, 0.
 5. 3, 6, 9, 12.
 6. 0, 3, 6, 9, 12.

Сравните все эти схемы по следующим характеристикам: (а) полному сопротивлению, (б) диапазону значений используемых сопротивлений, (в) по компенсации сопротивлений замкнутых ключей.

- 4.3. Разработайте схему программируемого сопротивления в соответствии со схемой на рис. 4.2(г), который может принимать следующие значения: 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм, 1000 кОм. Как можно скомпенсировать сопротивление замкнутых ключей, если:

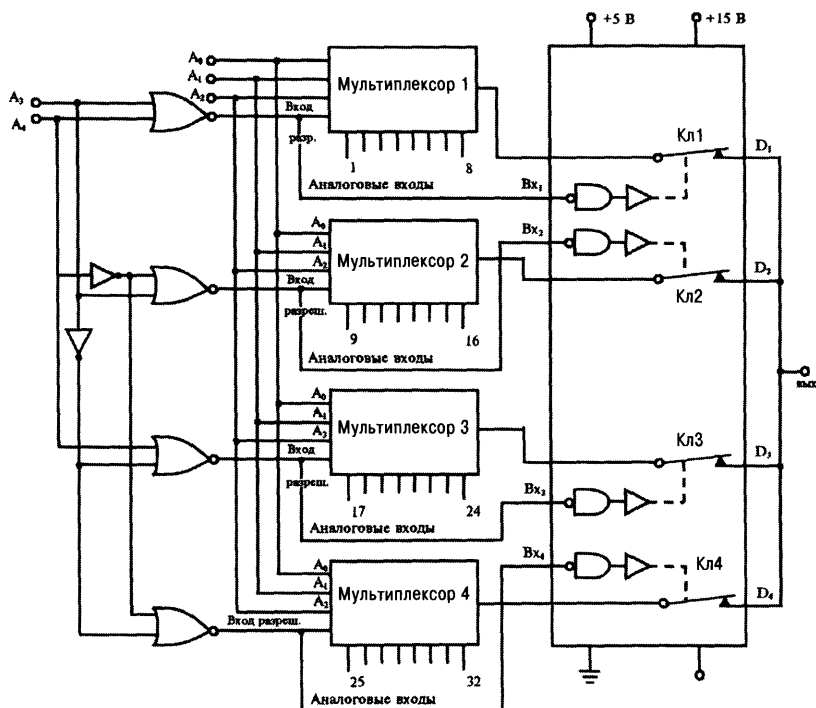


Таблица истинности дешифратора					
A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Замкнут ключ
0	0	0	0	0	S ₁
0	0	0	0	1	S ₂
0	0	0	1	0	S ₃
0	0	0	1	1	S ₄
0	0	1	0	0	S ₅
0	0	1	0	1	S ₆
0	0	1	1	0	S ₇
0	0	1	1	1	S ₈
0	1	0	0	0	S ₉
0	1	0	0	1	S ₁₀
0	1	0	1	0	S ₁₁
0	1	0	1	1	S ₁₂
0	1	1	0	0	S ₁₃
0	1	1	0	1	S ₁₄
0	1	1	1	0	S ₁₅
0	1	1	1	1	S ₁₆

Таблица истинности дешифратора					
A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Замкнут ключ
1	0	0	0	0	S ₁₇
1	0	0	0	1	S ₁₈
1	0	0	1	0	S ₁₉
1	0	0	1	1	S ₂₀
1	0	1	0	0	S ₂₁
1	0	1	0	1	S ₂₂
1	0	1	1	0	S ₂₃
1	0	1	1	1	S ₂₄
1	1	0	0	0	S ₂₅
1	1	0	0	1	S ₂₆
1	1	0	1	0	S ₂₇
1	1	0	1	1	S ₂₈
1	1	1	0	0	S ₂₉
1	1	1	0	1	S ₃₀
1	1	1	1	0	S ₃₁
1	1	1	1	1	S ₃₂

Рис. 4.34. Улучшенный способ организации мультиплексора на большое число каналов.

1. Сопротивление всех ключей в замкнутом состоянии равно 100 Ом?
2. Сопротивления ключей в замкнутом состоянии равны 50, 100, 150 и 200 Ом?
- 4.4. Разработайте интерфейсную схему для преобразования двоично-десятичного кода в код, пригодный для управления ключами в схемах на рис. 4.2(в), (г), 4.3(а)-(г).
- 4.5. Определите минимальное значение сопротивления, которое может быть получено в схеме на рис. 4.2(б), если не компенсировать сопротивление замкнутых ключей. (Сопротивление замкнутых ключей равно 100 Ом.)
- 4.6. Определите, можно ли скомпенсировать сопротивление замкнутых ключей в схеме на рис. 4.3(г). Если да, то разработайте такой вариант схемы.
- 4.7. Докажите, что многозвенная схема, состоящая из R - R цепочек, показанная на рис. Р4.7, реализует значения сопротивлений, определяемые выражением [Murti, 1983]:

$$R_n = \frac{F_{2n+2}}{F_{2n+1}} R,$$

где $F_n = F_{n-1} + F_{n-2}$ при $n \geq 2$; $F_1 = 0$, $F_2 = 1$ при замкнутых первых n переключателях. Определите минимальное и максимальное значения сопротивлений, которые можно получить при помощи этой схемы.

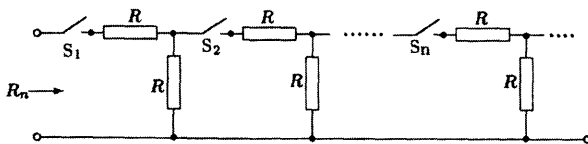


Рис. Р4.7.

- 4.8. Проверьте, что при помощи подключения единственного ключа к соответствующей паре узлов в последовательной схеме, показанной на рис. Р4.8(а), можно получить значения сопротивлений, равные KR , где K — целое число, которое может принимать значения, начинающиеся от 0 и далее с шагом $3(n-2)$. При этом ошибка получения требуемого значения сопротивления будет определяться только сопротивлением замкнутого ключа. Основываясь на этом, модифицируйте эту схему так, чтобы при помощи нее можно было получить значения сопротивлений, равные KR , где $K = 0, 1, 2, \dots, 9$.

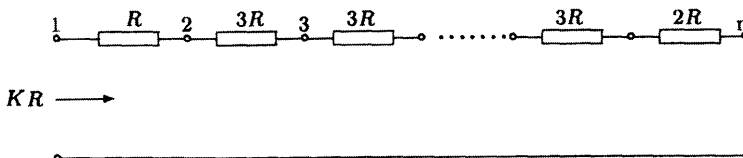


Рис. Р4.8(а).

Если все ключи в схеме имеют одинаковые сопротивления в замкнутом состоянии R_s , покажите, что ошибка получения значения KR будет определяться следующим выражением:

$$R_s \left[1 - \frac{1}{9 - K} \frac{R_s}{R} \right].$$

Сравните это выражение с ошибкой получения значений сопротивлений в схеме, показанной на рис. Р4.8(б), которая работает в режиме группового переключения и управляется двоично-десятичным сигналом в коде 1-2-4-8.

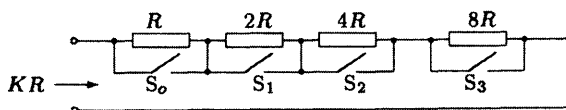


Рис. Р4.8(б).

- 4.9. Выведите расчетные соотношения для программируемых усилителей, показанных на рис. 4.5(г)–(з) и (к).
- 4.10. Определите максимальное число значений коэффициентов усиления, которые можно получить при помощи схемы на рис. Р4.10. Сколько коэффициентов будут независимыми? Является ли эта схема минимальной реализацией программируемого усилителя?

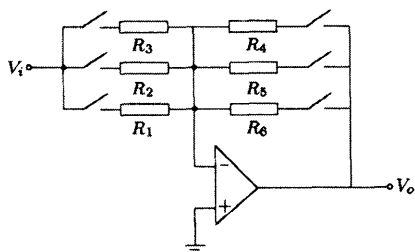


Рис. Р4.10.

- 4.11. Разработайте программируемый усилитель для получения следующих значений коэффициента усиления:
 1. 1, 1/2, 1/3, 1/6.
 2. 1, 10, 100, 1000.
 Определите для каждого случая минимальное входное сопротивление.
- 4.12. Разработайте все варианты программируемых усилителей с резисторами одинакового номинала для реализации следующих значений коэффициента усиления:
 1. -2, -4, -6, -8, -10.
 2. 0, -4, -8, -12, -16.
 3. 1, -1/2, -1/3, -1/4.
 4. 1, 2, 3, 4, ..., 15.
 5. 3, 5, 7, 9, 11.

- 4.13. Рассчитайте неинвертирующий программируемый усилитель, показанный на рис. Р4.13. У этого усилителя должно быть N значений коэффициента усиления, заданных в виде геометрической прогрессии с первым членом, равным 1, и знаменателем — R . Следовательно, необходимо найти значения сопротивлений для следующих коэффициентов усиления:
- 1, 10, 100.
 - 1, 2, 4, 8.

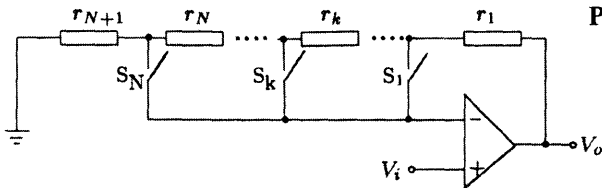


Рис. Р4.13.

- 4.14. Проверьте, что неинвертирующий усилитель, показанный на рис. Р4.13, имеет следующий коэффициент усиления:

$$A_n = R^0 S_1 \oplus R^1 S_2 \oplus R^2 S_3 \dots \oplus R^{n-1} S_n,$$

$$1 \leq n \leq N, \text{ где } \oplus - \text{операция исключающего ИЛИ,}$$

если

$$r_1 = 0, r_k = (R - 1)R_T / R^{n-1}, 2 \leq n \leq N, r_{N+1} = R_T / A_N.$$

- 4.15. Воспользуйтесь таблицей, приведенной на рис. 4.9, и покажите, что для реализации N значений коэффициента усиления A_k , $k = 1, 2, \dots, N$ при помощи программируемого усилителя общего вида потребуется N_s ключей, где N_s определяется по следующей таблице:

A_k	N_s
$A_k \leq 0$ и $0 \leq A_k \leq 1$	$5N$
$0 \leq A_k \leq 1$ и $A_k \geq 1$	$4N$
$A_k \geq 1$ и $A_k \leq 0$	$3N$

- 4.16. Разработайте схему автоматического выбора пределов измерения для цифрового вольтметра со следующими диапазонами: 0,2 В, 2,0 В, 20 В, 200 В. Используйте реверсивный счетчик, компаратор, соответствующий источник опорного напряжения, программируемый усилитель, АЦП и т.д.
- 4.17. Проверьте, что усилитель, показанный на рис. 4.5(б), имеющий в своем составе N ключей, работающих в режиме группового переключения, и $N + 1$ резисторов, проводимости которых равны $g_n = 2^{N-n}/R$, реализует коэффициент усиления, равный десятичному значению двоичного слова $S_1 S_2 S_3 \dots S_N$, где

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{когда ключ замкнут} \\ 0, & \text{когда ключ разомкнут} \end{cases}, k = 1, \dots, N.$$

Покажите, как можно получить целые значения коэффициентов усиления от 1 до 15. Найдите минимальное значение входного сопротивления. Определите, каким должен быть диапазон значений используемых резисторов, чтобы можно было пренебречь сопротивлением замкнутых ключей, если максимальное значение сопротивления замкнутых ключей равно 500 Ом. Какими еще способами можно уменьшить влияние сопротивления замкнутых ключей?

- 4.18. Проверьте, что усилитель, показанный на рис. 4.5(б), имеющий в своем составе N ключей, работающих в режиме группового переключения, и $N + 1$ резисторов, значения которых равны $r_k = 2^{n-1}/g$, реализует коэффициенты усиления, равные десятичным значениям двоичного кода $S_1 S_2 S_3 \dots S_N$, где

$$S_k = \begin{cases} 0, & \text{когда ключ замкнут} \\ 1, & \text{когда ключ разомкнут} \end{cases}, k = 1, \dots, N.$$

Покажите, что ошибка, связанная с сопротивлением замкнутых ключей, будет равна 0 при максимальном коэффициенте усиления, и будет максимальна при нулевом значении A_k . Проверьте, что ошибка из-за ненулевого сопротивления замкнутых ключей, определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= R_s g \sum_{i=1}^N \frac{1}{1 + \frac{R_s g}{2^{i-1}}} \approx R_s g \left[N - \frac{2^N - 1}{2^{N-2}} R_s g \right] \approx \\ &\approx R_s g [N - 4 R_s g] < R_s g N. \end{aligned}$$

Каким должно быть значение $R = 1/g$ при $N = 4$, чтобы ошибка не превышала 1%?

- 4.19. Усилитель, показанный на рис. 4.5(б), работает в режиме группового переключения и реализует целочисленные коэффициенты усиления со значениями от 0 до $2^N - 1$. Если все значения сопротивлений получаются при помощи последовательного или параллельного соединения резисторов со значениями $r/2^k$ (k — целое значение), покажите, что общее число резисторов N_r определяется выражением:

$$N_r = 2^{N-k} + 3 \times 2^k - 3.$$

Проверьте, что N_r будет минимальным при целом k , ближайшем к значению $(N/2 - 0,7925)$.

- 4.20. Разработайте программируемый усилитель со следующими значениями коэффициентов усиления: 1, 10, 100, на точность которого не влияют сопротивления замкнутых ключей.

- 4.21. Разработайте усилительный блок, состоящий из двух каскадов усилителей, коэффициенты усиления одного из которых равны 1, 10, 100, а другого — 0, 1, 2, ..., 15. Перечислите все возможные коэффициенты усиления всего усилительного блока.
- 4.22. Разработайте инвертирующий триггер Шмитта с программируемой шириной гистерезиса, равной: 5, 10, 25 В.
- 4.23. Разработайте генератор сигналов, показанный на рис. Р4.23, для получения следующих значений частоты: 1, 10, 100 кГц. Напряжение насыщения ОУ принимается равным ± 10 В.

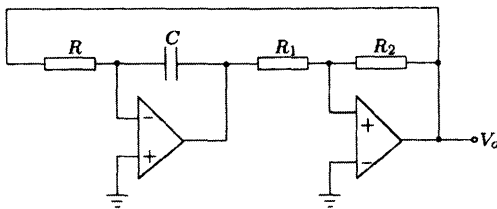


Рис. Р4.23.

- 4.24. Пусть $V_{CC} = 15$ В, $R = 10$ кОм, $C = 0,01$ мкф. Рассчитайте генератор сигналов, показанный на рис. Р4.24, для получения следующих значений частоты: 0,1; 1; 10 кГц. Для чего нужен резистор R_0 ?

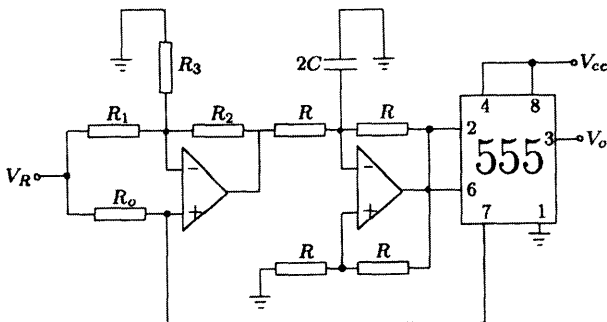


Рис. Р4.24.

- 4.25. Проверьте значения, приведенные в таблицах 4.1 и 4.2.
- 4.26. Для усилителя, показанного на рис. Р4.26, расчетные соотношения имеют следующий вид [Koutzarov, 1983]:

$$R_1 = R, \quad R_2 = 2AR, \quad R_3 = 2R, \quad R_4 = [1 + 1/3A]R, \\ R_5 = (1 + 3A)R, \quad R_6 = 0,5R.$$

Рассмотрите два варианта управления усилителем: (а) при помощи резистора R_5 , (б) при помощи резистора R_3 . Сравните их по диапазону задаваемых коэффициентов усиления, по количеству резисторов, по числу ключей, по множеству значений используемых резисторов, по чувствительности.

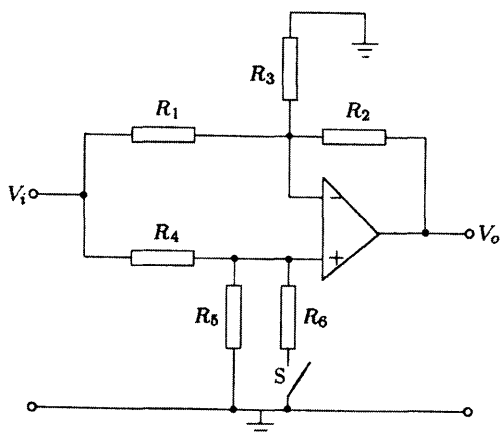


Рис. P4.26.

- 4.27. Разработайте два альтернативных усилителя с двуполярным коэффициентом усиления, используя для этого уравнение (4.49) и соответствующее масштабирование сопротивлений.
- 4.28. Определите, какое влияние на источник входного сигнала оказывают усилители, разработанные в задаче 4.27.
- 4.29. На рис. 4.20(б) точку А соединили не с точкой заземления, а с источником напряжения V_2 . Докажите, что в этом случае будет справедливо следующее соотношение:

$$V_o^+ - V_o^- = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_1}\right)(V_i - V_2).$$

Найдите коэффициент усиления разности напряжений для случая, когда $R_3 = R_1 + R_2$.

- 4.30. Если на рис. 4.20(б) блок N заменить на схемы, показанные на рис. P4.30, можно получить программируемые фазовый и режекторные фильтры. Объясните, как они будут работать.

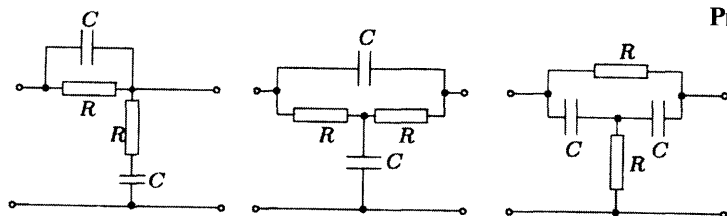


Рис. P4.30.

- 4.31. В схеме на рис. P4.31 [Sedra & Smith, 1970] блок CC имеет следующие характеристики:

$$i_x = i_z, \quad i_y = 0, \quad v_x = v_y,$$

а T_o является передаточной функцией по напряжению блока N . Покажите, что передаточная функция по напряжению всей системы определяется выражением:

$$T = (n+1)T_o - n.$$

Объясните, как из этой схемы можно получить фазовый и режекторный фильтры и как можно управлять коэффициентом усиления.

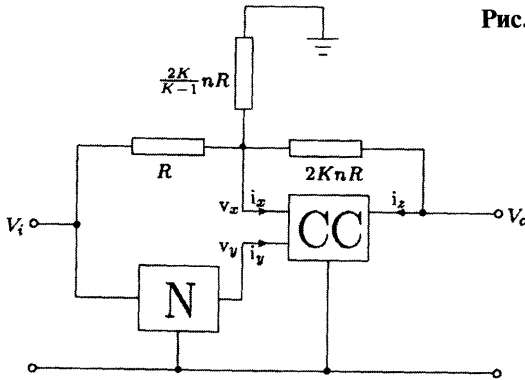


Рис. P4.31.

- 4.32. Выведите передаточную функцию по напряжению для режекторного фильтра, показанного на рис. 4.23.
- 4.33. Выведите передаточную функцию по напряжению для режекторного фильтра, показанного на рис. P4.33. Найдите частоту среза этого фильтра. Определите, как можно программировать частоту среза и можно ли это делать при помощи заземленного резистора.

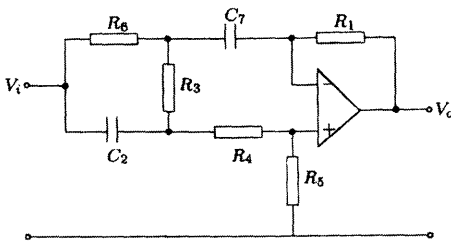


Рис. P4.33.

- 4.34. Проверьте соотношение, заданное уравнением (4.62).
- 4.35. Разработайте двойной Т-образный режекторный фильтр, показанный на рис. 4.24, для автоматического подавления сетевых наводок. Считается, что частота сети равна $50 \text{ Гц} \pm 2\%$.
- 4.36. Выведите передаточную функцию по напряжению для биквадратного фильтра, показанного на рис. 4.29 (в качестве выходного сигнала берется V_2). Определите расчетные соотношения для фазового фильтра с одинаковыми номиналами конденсаторов, если $\omega_p = 2000 \text{ рад/с}$,

- $Q_p = 10$, $\alpha = 20$, $C = 0,1$ пф. Найдите диапазон значений конденсатора. Сравните их со значениями конденсатора, полученными для биквадратного фильтра, в котором выходным сигналом является V_2 , а R_7 и R_8 задаются отрицательными.
- 4.37. Требуется рассчитать биквадратный фильтр по схеме на рис. 4.25, если R_8 задается отрицательной величиной. Можно ли при помощи этой схемы реализовать все типы стандартных фильтров? Разработайте схему управления конденсаторами в режиме разделения времени.
- 4.38. По схеме на рис. 4.29 можно построить низкочастотный фильтр с положительным коэффициентом усиления следующими четырьмя способами:
1. Задавая $C_3 = G_8 = 0$ и G_4 — отрицательным.
 2. Задавая $C_3 = G_8 = 0$, G_5 — отрицательным, а G_6 — положительным.
 3. Задавая $C_3 = G_4 = 0$ и выбирая в качестве выходного сигнала — V_1 .
 4. Задавая G_5 — отрицательным, а G_6 — положительным в способе (3).
- Для каждого случая рассчитайте фильтр низкой частоты с соответствующим управляемым конденсатором.
- 4.39. Выберите правильный ответ(ы):
Биквадратные фильтры с управляемыми конденсаторами являются точными и стабильными, потому что:
- (а) они нечувствительны к помехам,
 - (б) отношение значений конденсаторов поддерживается постоянным,
 - (в) абсолютные значения конденсаторов поддерживаются постоянными,
 - (г) такие схемы управляются стабильными тактовыми генераторами.

Литература

- Aatre V.K. 1980, *Network Theory and Filter Design* Wiley, New Delhi.
- Allstot D. J., Brodersen R.W. and Gray P.R.: 1979, *An electronically programmable switched-capacitor filter*, IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-14, pp. 1034-1041.
- Bhattacharyya B.B. & Swamy M.N.S.: 1970, *On the realization of an all-pass or a notch filter*, IEEE Proc., vol. 1958, pp. 603-604.
- Bhattacharyya B.B. & Rathore T.S. 1987, *An economical digitally programmable switched-capacitor biquad*, IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-22, pp. 627-629.
- Chakraborty S. & Chaudhary A.K.: 1969, *State-variable realization of voltage-controlled notch filters*, IEEE Proc., vol. 57, pp. 2068-2069.
- Cox D.B.: 1983, *A digitally programmable switched-capacitor universal active filter-oscillator*, IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-18, pp. 383-389.
- Cox D.B., Lin L.T., Floreck R.S. & Tseng H.F.: 1980, *A real time programmable switched-capacitor filter*, IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-15, pp. 972-977.
- Dienel H.F.: 1956, *Silicon carbide resistor: Properties and construction*, Bell Lab Rec, vol. 34, p. 407.

ГЛАВА 5

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

5.1. Введение

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) более просты для понимания, чем аналого-цифровые (АЦП). К тому же некоторые типы АЦП построены на основе ЦАП. По этим причинам ЦАП будут рассмотрены раньше, чем АЦП.

В этой главе дается подробное описание различных типов ЦАП. Особое внимание уделяется ЦАП, имеющим небольшую разницу в номиналах используемых резисторов и обладающим небольшим полным сопротивлением, поскольку именно такие виды ЦАП наиболее часто применяются на практике. Сначала будут рассмотрены ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами, а затем многозвенные ЦАП лестничного типа.

5.2. Отношение между входными и выходными сигналами ЦАП

Входной сигнал ЦАП можно представить в виде двоичного кода:

$$B = [B_{N-1} B_{N-2} B_{N-3} \dots B_0],$$

где B_k ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$) равны либо 0, либо 1. Выходной сигнал ЦАП V_o пропорционален десятичному значению двоичного числа B и, следовательно, его можно представить в виде:

$$\begin{aligned} V_o &\propto B_{N-1} B_{N-2} B_{N-3} \dots B_0 = \\ &= V [B_{N-1} 2^{N-1} + B_{N-2} 2^{N-2} + B_{N-3} 2^{N-3} + \dots + B_0 2^0] = \\ &= V \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k = VB, \end{aligned} \quad (5.1)$$

где V — коэффициент пропорциональности. Обычно для работы ЦАП требуется источник опорного напряжения V_R . Следова-

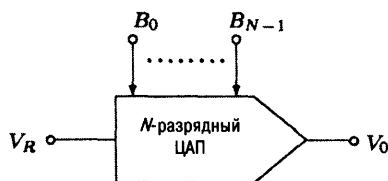


Рис. 5.1. Представление ЦАП.

тельно, $V = kV_R$, где k – константа. Таким образом, ЦАП можно представить в виде, показанном на рис. 5.1.

5.3. ЦАП на основе программируемого усилителя

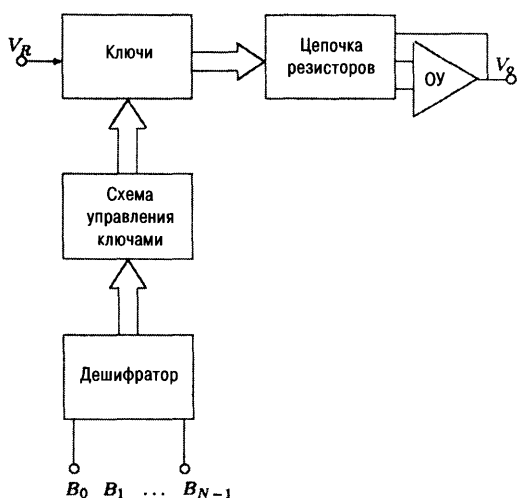


Рис. 5.2. Структурная схема ЦАП.

Из уравнения (5.1) видно, что V/V_R – это целые числа от 0 до $2^N - 1$, соответствующие всевозможным значениям разрядов. Следовательно, N -разрядный ЦАП можно построить на основе программируемого усилителя. Для этого надо разработать программируемый усилитель с коэффициентами усиления, представленными в виде арифметического ряда, состоящего из членов вида: 2^N с первым членом, равным 0. Структурная схема такого ЦАП показана на рис. 5.2.

Для удобства все коэффициенты усиления $(0, 1, 2, \dots, 2^N - 1)/k$ будем рассматривать для трех случаев:

Случай (1): $k < 0$

В этом случае программируемый усилитель должен реализовывать набор из 2^N отрицательных коэффициентов усиления. Следовательно, можно использовать инвертирующий программируемый усилитель, показанный на рис. 4.5. Поскольку один из коэффициентов усиления равен 0, минимальный набор элементов схемы будет следующим: 1 ОУ, $N_S = 2^N$ ключей, $N_R = 2^N$ резисторов.

Случай (2): $k \geq 2^N - 1$

В этом случае ЦАП строится на основе программируемого аттенюатора с набором из 2^N коэффициентов ослабления. Минимальный набор элементов при $k = 2^N$ состоит из: 1 ОУ, $N_S = 2^N$ ключей и $N_R = 2^N - 1$ резисторов.

Случай (3): $0 < k \leq 2^N - 1$

В этом случае программируемый усилитель должен реализовывать набор из 2^N положительных коэффициентов усиления, один из которых равен 0. Поскольку при помощи неинвертирующего усилителя нельзя получить положительные коэффициенты усиления $A_k < 1$, можно воспользоваться схемой, представленной на рис. 4.9. В этом случае минимальный набор элементов будет состоять из: 1 ОУ, $N_R = 2^N - 1$ резисторов и $N_S = 3 \times 2^N$ ключей при $k = 1$. При таком подходе для получения всех ненулевых положительных коэффициентов усиления используют неинвертирующий усилитель, а для

реализации нулевого коэффициента выводы земли и входного сигнала при помощи 2^{N+1} дополнительных ключей меняют местами. Коэффициент усиления, равный нулю, можно также получить, сделав входной сигнал равным 0. Это можно выполнить при помощи 2^N дополнительных ключей. Рассмотрим это на следующем примере.

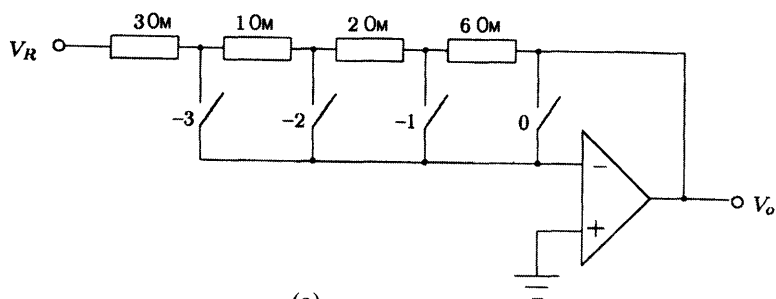
Пример 5.1.

Требуется разработать двухразрядный инвертирующий и неинвертирующий ЦАП на основе программируемого усилителя, показанного на рис. 4.5(к).

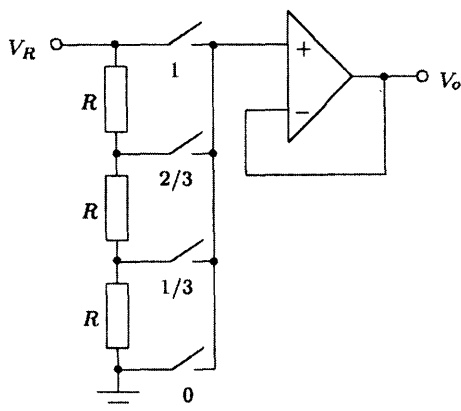
Решение: Для двухразрядного ЦАП необходимо реализовать следующие коэффициенты усиления: $(0, 1, 2, 3)/k$. Для того чтобы число элементов схемы было минимальным, коэффициент k должен принимать следующие значения: все отрицательные числа, 1 и 3. На рис. 5.3(а) показана схема ЦАП, построенная на основе программируемого инвертирующего усилителя, представленного на рис. 4.5(о) для случая $k = -1$. Аналогичным образом, для случая $k = 3$ разработана схема ЦАП на базе программируемого аттенюатора (рис. 5.3(б)). И, наконец, на рис. 5.3(в) приведена схема двухразрядного ЦАП для случая $k = 1$, использующая программируемый усилитель с рис. 4.9. Поскольку в последней схеме только один коэффициент усиления, равный 0, будет < 1 , ее можно упростить, как показано на рис. 5.3(в).

Всего можно получить 20 ЦАП инвертирующего типа (8 в режиме одноконтурного переключения, 8 в режиме группового переключения, 2 с постоянным значением общего сопротивления (проводимости), 2 с переключением при помощи двоичного кода) и 40 ЦАП неинвертирующего типа (20 с коэффициентом усиления ≥ 1 и 20 с коэффициентом усиления ≤ 1). В ЦАП инвертирующего типа, где для одного из резисторов поддерживается постоянным значение либо r , либо g , реализуются следующие коэффициенты усиления: $0, 1, 2, \dots, 2^N$, а величину k можно регулировать соответствующим выбором константы r или g . В других типах ЦАП этот метод не работает.

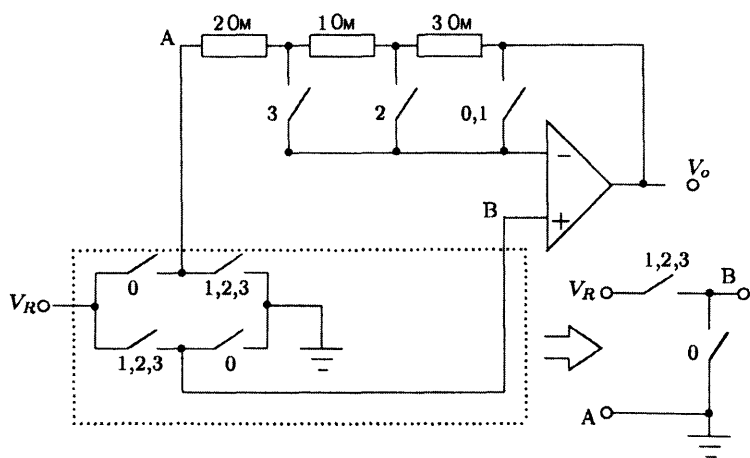
Два из 60 возможных ЦАП показаны на рис. 5.4 и 5.5. Первый называется *ЦАП-аттенюатор*, а второй — *ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами* (ВР). Во второй схеме однополюсный переключатель на одно направление заменяется на однополюсный ключ на два направления. Ключ S_k подсоединяет резистор R_k к источнику опорного напряжения V_R при $B_k = 1$, или к точке заземления при $B_k = 0$. Ток, протекающий в цепи виртуальной земли (ВЗ), не зависит от состояния ключей (замкнутого или разомкнутого). Он всегда равен нулю: и тогда, когда резисторы подсоединены к земле, и тогда, когда их концы находятся в подвешенном состоянии. Однако плавающие выводы часто являются источником помех, вносимых в систему непреднамеренными, но часто неустраняемыми паразитными соединениями. Поэтому предпочтительнее при $B_k = 0$ выводы резисторов R_k подсоединять к точке заземления. При построении ЦАП иногда применяются двухполюсные переключатели на два направления: в многозвенных ЦАП и в



(a)



(б)



(в)

Рис. 5.3. Двухразрядный ЦАП: (а) $k = -1$, (б) $k = 3$, (в) $k = 1$.

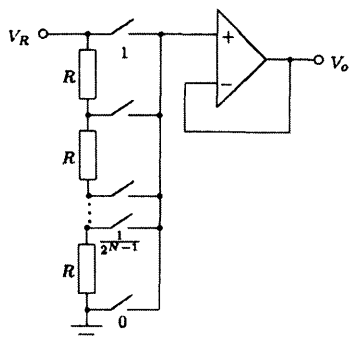


Рис. 5.4. ЦАП-аттенюатор.

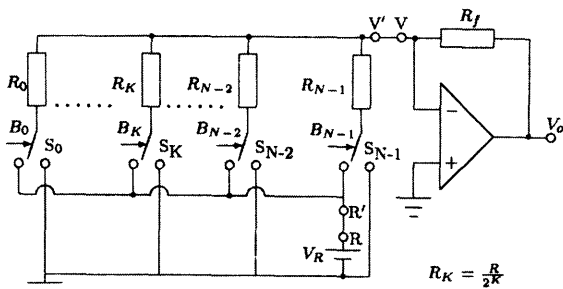


Рис. 5.5. ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами.

случае подсоединения резисторов R_k не к точке заземления, а к другому источнику напряжения.

ЦАП-аттенюатор обладает следующими преимуществами:

1. В состав таких ЦАП входят резисторы одинакового номинала. Это упрощает их изготовление, настройку и компенсацию влияния температуры и старения.
2. Входное сопротивление R_i фиксировано и равно $(2^N - 1)R$. В случае ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами $R_i \leq R$. Поэтому нагрузка на источник опорного напряжения во втором случае будет больше.
3. В таких ЦАП не требуется компенсировать сопротивление замкнутых ключей.
4. В состав ЦАП-аттенюатора входит усилитель с единичным коэффициентом усиления. Следовательно, они обладают максимальной полосой пропускания.
5. Такие ЦАП обладают незначительными токами утечки через переключатели.
6. Для схемы на рис. 5.4 требуется N однополюсных переключателей одного направления, тогда как в состав схемы на рис. 5.5 для исключения паразитных шумов входят либо N однополюсных ключей на два направления, либо $2N$ однополюсных на одно направление.

К недостаткам ЦАП-аттенюатора можно отнести большое количество резисторов и необходимость специального дешифратора.

5.4. ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами

В этом разделе будут рассматриваться разные ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами [Rathore, 1993, 1998]. Сначала докажем справедливость соотношения, приведенного в главе 4, для ЦАП данного типа:

$$R_k = \frac{R}{2^k}.$$

Доказательство:

Предположим, что в схеме на рис. 5.5 на вход ЦАП поступил следующий сигнал:

$$B = [B_{N-1} B_{N-2} B_{N-3} \dots B_0] = [111 \dots 1],$$

т.е. схема представляет собой параллельное соединение N резисторов, подключенных к источнику опорного напряжения.

Выходное напряжение ОУ равно:

$$V_o = -IR_f.$$

Поскольку

$$I_k = \frac{B_k V_R}{R_k},$$

по теореме о сложении токов в узле получаем:

$$I = V_R \sum_{k=0}^{N-1} \frac{B_k}{R_k}. \quad (5.2)$$

Отсюда найдем выражение для выходного напряжения:

$$V_o = -\frac{V_R R_f}{R} \sum_{k=0}^{N-1} B_k \frac{R}{R_k}. \quad (5.3)$$

Сравнивая уравнения (5.3) и (5.2), получим:

$$V = -\frac{V_R R_f}{R} \text{ и } \frac{R}{R_k} = 2^k \Rightarrow R_k = \frac{R}{2^k}. \quad (5.4)$$

Если выбрать $R_k = R/2^k$, выходное напряжение V_o станет пропорционально цифровому входному сигналу. Что и требовалось доказать.

Подставив выражение для R_k в уравнение (5.2), получим:

$$I = \frac{V_R}{R} \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k. \quad (5.5)$$

Отсюда видно, что ток I пропорционален десятичному значению входного сигнала B . Этот ток при помощи ОУ преобразуется в пропорциональный сигнал напряжения V_o .

Иногда удобнее номиналы резисторов R_k не задавать в виде долей от значения R (R , $R/2$, $R/3$, ...) в соответствии с выражением (5.4), а выбирать их кратными величине R , т.е.:

$$R_k = 2^{N-1-k} R. \quad (5.6)$$

Тогда уравнения (5.3) и (5.5) примут вид:

$$V_o = -\frac{V_R R_f}{2^{N-1} R} \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k \quad (5.7)$$

и

$$I = \frac{V_R}{2^{N-1} R} \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k. \quad (5.8)$$

Отметим, что в этом случае диапазон значений резисторов будет равен:

$$S = \frac{R_{\max}}{R_{\min}} = \frac{R_o}{R_{N-1}} = 2^{N-1}. \quad (5.9)$$

Для примера рассмотрим 12-ти разрядный ЦАП и предположим, что номинал резистора, соответствующего старшему значащему разряду (СЗР), равен 2 кОм. В этом случае резистор, соответствующий младшему значащему разряду (МЗР), должен быть равен $2 \text{ кОм} \times 2^{11} = 4,1 \text{ МОм}$. На практике бывает достаточно сложно реализовать прецизионный ЦАП, обладающий таким большим диапазоном значений резисторов. Особенно трудно такой ЦАП выполнить в виде микросхемы. Далее будут рассмотрены способы уменьшения диапазона значений используемых резисторов.

5.4.1. Двухкаскадные ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами

На рис. 5.6(а) приведена схема N -разрядного ЦАП со взвешенными резисторами. На этой схеме показан только один ключ. Часть схемы, заключенная в пунктирный прямоугольник, представляет N_2 -разрядный ЦАП с ВР, который обозначим D_2 . Оставшуюся часть схемы, соответствующую N_1 младшим разрядам, заменим на последовательное соединение еще одного набора из N_1 ВР и резистора r_1 , как показано на рис. 5.6(б). Очевидно, что значение тока I должно быть одинаковым для схем (а) и (б). Также отметим, что значение резистора R_k , соответствующего разряду B_k , из набора N_1 ВР в схеме на рис. 5.6(б) будет в 2^{N_2} раза меньше, чем аналогичный резистор R_k на рис. 5.6(а). Следовательно, если $r_1 = 0$, ток I_1 в схеме на рис. 5.6(б) будет в 2^{N_2} раза больше соответствующего тока в схеме на рис. 5.6(а). Для того чтобы значение суммарного тока I не изменилось, ток I_1 в схеме на рис. 5.6(б) должен быть уменьшен в 2^{N_2} раз. Для этого и применяется резистор r_1 .

На рис. 5.6(в) показана упрощенная схема двухкаскадного ЦАП, построенная на основе схемы на рис. 5.6(б). В ней набор из N_1 ВР заменен эквивалентной схемой с источником тока, вырабатывающим ток, равный:

$$I_N = 2^{N_2} I_1$$

и сопротивлением

$$R_N = \frac{2^{N_1-1}}{2^{N_1} - 1} R. \quad (5.10)$$

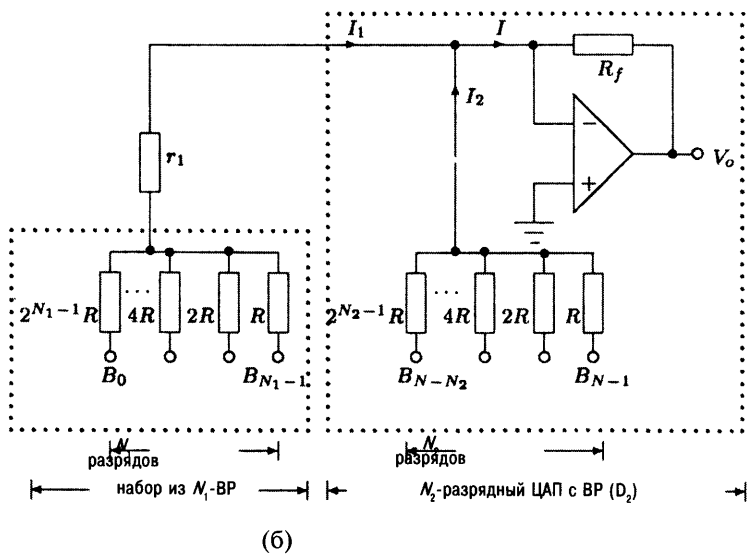
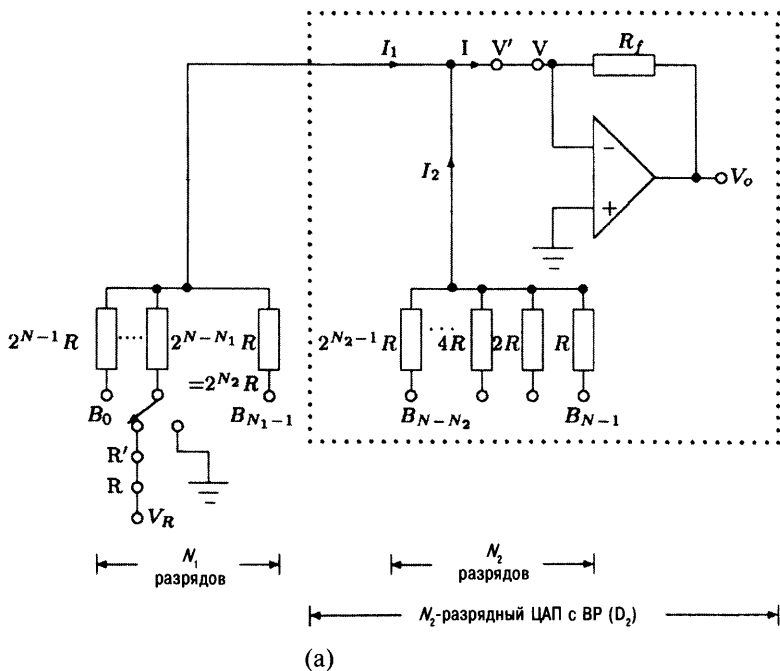


Рис. 5.6. (а) N -разрядный ЦАП с ВР, (б) двухкаскадный N -разрядный ЦАП с ВР.

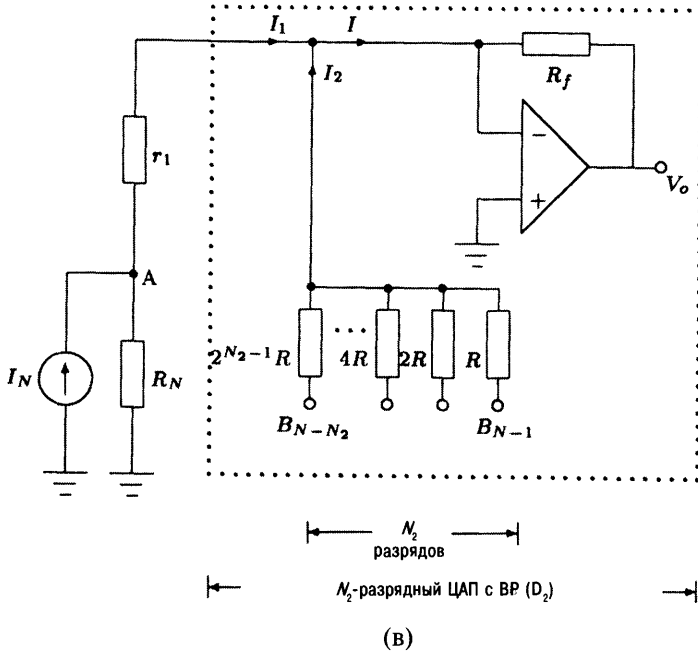


Рис. 5.6. (в) Упрощенная схема двухкаскадного ЦАП.

Теперь справедливо следующее соотношение:

$$\frac{R_N}{R_N + r_1} I_N = \frac{R_N}{R_N + r_1} 2^{N_2} I_1.$$

Следовательно, условие эквивалентности двух схем можно записать в виде:

$$\frac{R_N}{R_N + r_1} 2^{N_2} I_1 = I_1.$$

Отсюда найдем значение r_1 :

$$r_1 = (2^{N_2} - 1)R_N = \frac{2^{N_1-1} - 2^{N_1-1}}{2^{N_1-1} - 1} R. \quad (5.11)$$

Двухкаскадный ЦАП, представленный на рис. 5.6(б), можно обозначить как (N_1, N_2) -ЦАП.

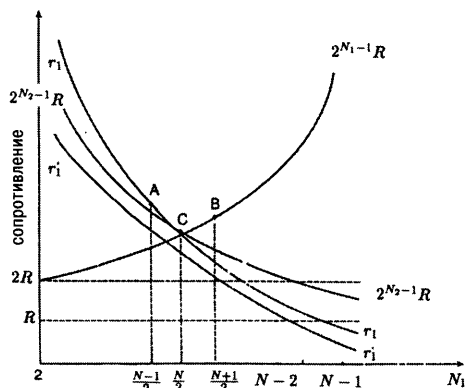
Общее количество двухкаскадных ЦАП

Можно разработать множество N -разрядных ЦАП в соответствии со схемой, показанной на рис. 5.6(б). Для этого выбираются различные N_1 и по ним с помощью уравнения (5.11) определяются значения r_1 . Легко проверить, что в случае $N_1 = 0, 1$ и N получаются обычные ЦАП с ВР, такие, как на рис. 5.6(а). Следовательно, двухкаскадный ЦАП возможно реализовать только

в случае: $1 < N_1 < N$. Таким образом, общее количество двухкаскадных N -разрядных ЦАП определяется выражением:

$$N_{N\text{-ЦАП}} = (N - 2). \quad (5.12)$$

Диапазон значений используемых резисторов



При помощи уравнения (5.11) были рассчитаны несколько полезных значений r_1 , которые приведены в таблице 5.1. По этим значениям была построена приблизительная зависимость $r_1(N_1)$ (рис. 5.7). На этом же рисунке изображены графики максимального значения сопротивления цепи $N_1:2^{N_1-1}R$ и максимального значения сопротивления ЦАП $D_2: 2^{N_2-1}R = 2^{N-N_1-1}R$.

Рис. 5.7. Графики зависимостей различных сопротивлений от величины N_1 .

Таблица 5.1

N_1	r_1	N_1	r_1
2	$\frac{1}{3}(2^{N-1} - 1)R$	$\frac{N+1}{2}$	$2^{\frac{N-1}{2}} \left[2^{\frac{N-1}{2}} - 1 \right] / \left[2^{\frac{N+1}{2}} - 1 \right] R$
$\frac{N-1}{2}$	$2^{\frac{N-3}{2}} \left[2^{\frac{N+1}{2}} - 1 \right] / \left[2^{\frac{N-1}{2}} - 1 \right] R$	$N-2$	$3[2^{N-3}] / [2^{N-2} - 1] R$
$\frac{N}{2}$	$2^{(N/2)-1} R$	$N-1$	$[2^{N-2}] / [2^{N-1} - 1] R$

Из рис. 5.7 видно:

1. Величина r_1 монотонно уменьшается от максимального значения при $N_1 = 2$ до минимального значения при $N_1 = N - 1$.
2. Величина r_1 меньше R только при одном целом значении $N_1 = N - 1$.
3. При $N_1 = N/2$ значения r_1 , $2^{N_1-1}R$, $2^{N_2-1}R$ равны.
4. Максимальные и минимальные значения сопротивлений равны:

$$R_{\max} = \begin{cases} r_1, & 2 \leq N_1 \leq \frac{1}{2}N \\ 2^{N_1-1}R, & N/2 \leq N_1 \leq N-1 \end{cases}, \quad (5.13)$$

$$R_{\min} = \begin{cases} R, & 2 \leq N_1 < N-1 \\ r_1, & N_1 = N-1 \end{cases}, \quad (5.14)$$

где r_1 задается уравнением (5.11). Следовательно,

$$S = \frac{R_{\max}}{R_{\min}} = \begin{cases} \frac{r_1}{R}, & 2 \leq N_1 \leq \frac{1}{2}N \\ 2^{N_1-1}, & \frac{1}{2}N \leq N_1 < N-1 \\ \frac{2^{N_1-1}}{r_1/R}, & N_1 = N-1 \end{cases}. \quad (5.15)$$

Из соотношения (5.15) видно, что

- (а) Диапазон значений используемых резисторов зависит от N_1 и r_1 .
 (б) Минимальный диапазон равен:

$$S_{\min} = 2^{(N/2)-1} \quad \text{при } N_1 = \frac{1}{2}N, N(\text{четное}) > 2.$$

- (в) Для нечетного N на рис. 5.7 показаны максимальные значения минимального сопротивления по обе стороны от $N_1 = N/2$ в виде точки А при $N_1 = (N-1)/2$ и точки В при $N_1 = (N+1)/2$. Можно проверить, что прежнее значение:

$$2^{\frac{N-3}{2}} \left[2^{\frac{N+1}{2}} - 1 \right] / \left[2^{\frac{N-1}{2}} - 1 \right] R$$

больше последнего:

$$2^{(N-1)/2} R.$$

Минимальное значение сопротивления, по-прежнему, задается выражением (5.14). Следовательно, минимальный диапазон значений используемых резисторов равен:

$$S_{\min} = \begin{cases} 2^{(N-1)/2}, & N_1 = \frac{1}{2}(N+1) < N-1 \\ 2^{(N-1)/2} R/r_1, & N_1 = \frac{1}{2}(N+1) = N-1 \end{cases},$$

где r_1 задается уравнением (5.11). Для $N_1 = (N+1)/2 < N-1$, N должно быть больше 3. Следовательно,

$$S_{\min} = \begin{cases} 2^{(N-1)/2}, & N_1 = \frac{1}{2}(N+1), N(\text{нечетное}) > 3 \\ 3, & N_1 = 2, N = 3 \end{cases}.$$

На основе этого результата сформулируем следующую теорему:

Теорема о минимальном диапазоне значений резисторов

Двухкаскадный (N_1, N_2) -ЦАП имеет минимальный диапазон значений резисторов:

$$S_{\min} = \begin{cases} 2^{N/2-1}, & N - \text{четное}, N_1 = \frac{1}{2}N \\ 2^{(N-1)/2}, & N_1 = \frac{1}{2}(N+1), N(\text{нечетное}) > 3 \\ 3, & N_1 = 2, N = 3 \end{cases} \quad (5.16)$$

Полное сопротивление

Полное сопротивление однокаскадного ЦАП, показанного на рис. 5.6(а), равно:

$$R_{11} = R + 2^1 R + 2^2 R + \dots + 2^{N-1} R = (2^N - 1)R. \quad (5.17)$$

Полное сопротивление двухкаскадного ЦАП, показанного на рис. 5.6(б), равно:

$$\begin{aligned} R_{12} &= (2^{N_1} - 1)R + (2^{N_2} - 1)R + r_1 = \\ &= (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2)R + \frac{2^{N-1} - 2^{N_1-1}}{2^{N_1} - 1}R. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Теорема

Полное сопротивление двухкаскадного ЦАП всегда меньше, чем однокаскадного, если в обоих ЦАП номиналы наименьших резисторов равны R .

Доказательство: Из уравнения (5.17) найдем:

$$\begin{aligned} \frac{R_{11}}{R} &= 2^{N_1+N_2} - 1 = (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2) + (2^{N_1} - 1)(2^{N_2} - 1) \geq \\ &\geq (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2) + 3(2^{N_2} - 1), N_1 \geq 2. \end{aligned} \quad (5.19)$$

А из уравнения (5.18) получим следующее соотношение:

$$\begin{aligned}
 \frac{R_{i2}}{R} &= (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2) + \frac{2^{N_1-1}}{2^{N_1} - 1} (2^{N_2} - 1) = \\
 &= (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2) + \frac{1}{2 - \frac{1}{2^{N_1-1}}} (2^{N_2} - 1) \leq \\
 &\leq (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2) + \frac{2}{3} (2^{N_2} - 1), \quad N_1 \geq 2.
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Сравнив выражения (5.19) и (5.20), можно сделать вывод, что $R_{i1} > R_{i2}$. Доказательство теоремы закончено.

Минимальное значение полного сопротивления

Минимальное значение полного сопротивления получим, продифференцировав выражение (5.18):

$$\frac{dR_{i2}}{dN_1} = [2^{N_1} - 2^{N-N_1}] - \left[\frac{2^{N_1-1}(2^N - 1)}{(2^{N_1} - 1)^2} \right] = [A] - [B] = 0.$$

Выражение B всегда положительное. Следовательно, для того, чтобы выполнялось условие минимальности, выражение A при некотором значении N_1 должно быть положительным и равным B . Выражение A будет положительным при $N_1 > N - N_1$ или $N_1 > N/2$. Очевидно, что абсолютное минимальное значение полного сопротивления R_2 достигается при $N_1 > N/2$. Поскольку N_1 должно быть целым, проверим значения R_2 при N_1 , равном $N/2$, $(N+1)/2$ и $(N/2 + 1)$. Из уравнения (5.18) видно, что

$$R_{i2} \Big|_{N_1=(N+1)/2} < R_{i2} \Big|_{N_1=N/2} < R_{i2} \Big|_{N_1=(N/2+1)}.$$

Следовательно, R_2 будет минимальным при

$$N_1 = \begin{cases} \frac{1}{2}N, & \text{для } N - \text{четных} \\ \frac{1}{2}(N+1), & \text{для } N - \text{нечетных} \end{cases}. \tag{5.21}$$

Подставив это выражение в уравнение (5.18), получим

$$R_{i2} = \begin{cases} (2,5 \times 2^{N/2} - 2)R, & \text{для } N - \text{четных} \\ \left[3 \times 2^{(N-1)/2} - 2 + 2^{\frac{N-1}{2}} \left\{ \frac{2^{\frac{N-1}{2}} - 1}{2^{\frac{N+1}{2}} - 1} \right\} \right] R, & \text{для } N - \text{нечетных} \end{cases} \tag{5.22}$$

Из уравнений (5.16) и (5.21) видно, что условия для минимума S и минимума R_2 совпадают.

Пример 5.2.

Требуется рассмотреть все возможные варианты 8-ми разрядных двухкаскадных ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами и определить насколько они будут отличаться от однокаскадных ЦАП по диапазону значений используемых резисторов и полному сопротивлению.

Решение: Из уравнения (5.12) видно, что количество возможных реализаций 8-ми разрядных двухкаскадных ЦАП равно 6. Если выбрать N_1 , равным 2, 3, 4, 5, 6 и 7, можно найти по выражению (5.11) значения r_i . На рис. 5.8 показаны полученные варианты ЦАП.

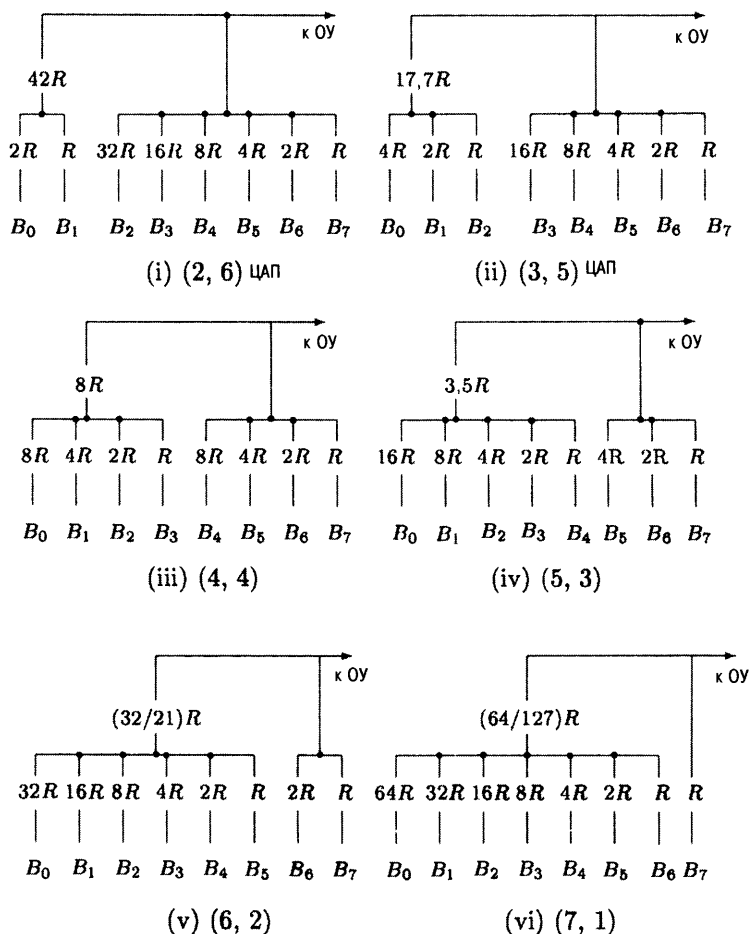


Рис. 5.8. Возможные варианты 8-ми разрядных двухкаскадных ЦАП.

Из уравнения (5.16) находим, что $S_{\min} = 8$ при $N_1 = 4$. Это также видно из рис. 5.8. Таким образом, диапазон значений используемых резисторов максимально уменьшается в $128/8 = 16$ раз по сравнению с однокаскадным 8-ми разрядным ЦАП. Из уравнений (5.17) и (5.22) найдем, что $R_{n1} = 255R$, $R_{n2 \min} = 38R$. Отсюда найдем, что максимальное уменьшение полного сопротивления составит $255/38 = 6,71$ раз.

Из рис. 5.8 видно, что реализация (4, 4)-ЦАП (iii) хорошо подходит для работы с входными сигналами, представленными в двоично-десятичном коде, где первые четыре разряда $B_3B_2B_1B_0$ соответствуют десятичному значению числа единиц (0 – 9), а вторые четыре разряда $B_7B_6B_5B_4$ – десятичному значению числа десятков (0 – 9). В этом случае $r_1 = 4,8R$ (см. задачу 5.7).

Пример 5.3.

Требуется разработать 7-ми разрядный ЦАП с минимальным диапазоном значений используемых резисторов и определить, насколько полученный ЦАП будет отличаться от однокаскадного ЦАП по диапазону значений используемых резисторов и полному сопротивлению.

Решение: Из уравнения (5.16) находим, что $S_{\min} = 8$ при $N_1 = (N + 1)/2 = 4$. Значит, необходимо реализовать (4, 3)-ЦАП. Этот ЦАП показан на рис. 5.9. Из уравнения (5.22) найдем, что $R_{n2 \min} = 26,73R$. Сравнивая этот ЦАП с 7-ми разрядным однокаскадным ЦАП, найдем, что максимальное уменьшение полного сопротивления составит $63/26,73 = 2,44$ раз, а диапазона значений резисторов – $64/8 = 8$ раз.

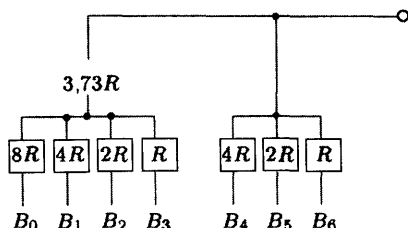


Рис. 5.9. 7-ми разрядный двухкаскадный ЦАП.

Такой способ реализации двухкаскадных ЦАП можно назвать *последовательным методом снижения полного сопротивления*. Далее будет рассмотрен *параллельный метод снижения полного сопротивления (метод шунтирования)*.

Параллельный метод снижения полного сопротивления

Из уравнения (5.11) видно, что значение r_1 снижается при уменьшении R_N . Сопротивление R_N может быть уменьшено при помощи резистора R_{sh} , подсоединенного между узлом А и точкой заземления, как показано на рис. 5.6(б). Сопротивление R_{sh} стоит параллельно набору резисторов N_1 , отсюда и название метода. Пусть новое значение r_1 будет r_1^* . Этот метод уменьшения полного сопротивления будет эффективен при

$$R_{sh} + r_1^* \leq r_1. \quad (5.23)$$

Для уменьшения полного сопротивления значения R_{sh} и r_1^* должны быть как можно меньше. Однако минимально возможное значение для них равно R .

Если R_{sh} и r_1^* будут меньше R , придется увеличить диапазон значений резисторов S . Выберем $R_{sh} = R$, тогда условие (5.23) примет вид:

$$R + r_1^* \leq r_1, \quad (5.24)$$

где

$$r_1^* \geq R. \quad (5.25)$$

Новое значение эквивалентного сопротивления будет равно:

$$R_N^* = \frac{R_N R}{R_N + R}.$$

Используя уравнение (5.11), получим:

$$r_1^* = (2^{N_2} - 1) \frac{2^{N_1-1}}{2^{N_1-1} + 2^{N_1} - 1} R = \frac{2^{N-1} - 2^{N_1-1}}{1,5 \times 2^{N_1} - 1} R. \quad (5.26)$$

Сравнивая уравнения (5.26) и (5.11), отметим, что $r_1^* < r_1$, поскольку в выражении для r_1^* в знаменателе при члене 2^{N_1} стоит коэффициент 1,5. Также отметим, что также как и r_1 , $r_1^* < R$ только при $N_1 = N - 1$. Принимая во внимание (5.25), для уравнения (5.26) должно выполняться следующее условие:

$$2^{N-1} \geq 2^{N_1+1} - 1.$$

Поскольку в неравенстве все члены являются целыми числами, его можно упростить:

$$N - 1 \geq N_1 + 1,$$

или

$$N_1 \leq N - 2. \quad (5.27)$$

Вывод: Параллельный метод уменьшения полного сопротивления является эффективным и не влечет за собой увеличения диапазона значений используемых резисторов только в случае выполнения условий (5.24) и (5.27).

Построение ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов и минимальным полным сопротивлением

График зависимости r_1^* от N_1 показан на рис. 5.7. При помощи рис. 5.7 можно получить значение для нового диапазона резисторов:

$$S^* = \begin{cases} 2^{N_2-1} < S, & 2 \leq N_1 < \frac{1}{2}N \\ 2^{N_1-1} = S, & \frac{1}{2}N \leq N_1 \leq N - 2, \\ S \frac{r_1}{r_1^*} > S, & N_1 = N - 1 \end{cases} \quad (5.28)$$

где S — диапазон значений резисторов перед шунтированием.

Из уравнения (5.28) видно, что S^* уменьшается в диапазоне $2 \leq N_1 < N/2$, остается тем же самым в диапазоне $N/2 \leq N_1 < N-2$ и увеличивается при $N_1 = N-1$. Также из рис. 5.7 можно получить:

$$S_{\min}^* = S_{\min} = 2^{N_1-1}, \text{ при } \begin{cases} N_1 = \frac{1}{2}N, & N - \text{четные} \\ N_1 = \frac{1}{2}(N+1), & N - \text{нечетные} \end{cases}. \quad (5.29)$$

Отсюда видно, что условие для получения минимального диапазона значений резисторов до и после применения метода шунтирования будет тем же самым.

Если считать, что S_{\min} при применении параллельного метода не должен превышать S_{\min} последовательного метода, уравнение (5.27) можно упростить:

$$N > \begin{cases} 2, & \text{при } N \text{ четных} \\ 3, & \text{при } N \text{ нечетных} \end{cases}. \quad (5.30)$$

Выражение (5.24) является условием эффективности метода шунтирования для уменьшения полного сопротивления, а соотношение (5.30) — условием того, что S_{\min} параллельного метода не будет превышать S_{\min} последовательного метода. Эти оба условия выполняются при

$$N > 5. \quad (5.31)$$

Вывод: Только при $N > 5$ метод шунтирования эффективен для уменьшения полного сопротивления и его S_{\min} не будет превышать S_{\min} при последовательном методе.

Полное сопротивление ЦАП после применения метода шунтирования определяется выражением:

$$R_{i2}^* = (2^{N_1} + 2^{N_2} - 2)R + (r_1^* + R). \quad (5.32)$$

R_{i2}^* будет минимальным при $N > 5$ и $S^* = S_{\min}$.

Пример 5.4.

Требуется проверить эффективность метода шунтирования для уменьшения полного сопротивления в следующих ЦАП:

(а) (2, 1), (б) (2, 2), (в) (3, 1), (г) (3, 2), (д) (3, 3), (е) (2, 6), (ж) (4, 4).

Решение: Для всех ЦАП, кроме (3, 1) и (2, 6), выполняется условие для S_{\min} при последовательном методе снижения полного сопротивления. Однако только для (3, 3) и (4, 4)-ЦАП справедливо условие $N > 5$. Следовательно, только для этих двух ЦАП возможно уменьшение полного сопротивления без изменения значения S_{\min} . При помощи соотношений (5.11), (5.26), (5.15), (5.28), (5.18) и (5.32) определяются значения r_1 , r_1^* , S , S^* , R_2 и R_2^* . Результаты

этих вычислений приведены в таблице 5.2. Для ЦАП (2, 1) и (3, 1) $S^* > S$, поскольку для них не выполняется условие (5.27). Для ЦАП (2, 1), (2, 2), (3, 1) и (3, 2) значение R_2^* больше, чем в остальных реализациях, потому что для них не выполняется условие (5.31).

Таблица 5.2.

ЦАП	r_1	r_1^*	S	S^*	R_2	R_2^*
(2,1)	$\{2/3\}R$	$(2/5)R$	3	5	$(14/3)R$	$(27/5)R$
(2, 2)	$2R$	$(6/5)R$	2	2	$(11/5)R$	$8R$
(3, 1)	$(4/7)R$	$(4/11)R$	7	11	$(60/7)R$	$(103/11)R$
(3, 2)	$(12/7)R$	$(12/11)R$	4	4	$(82/7)R$	$(133/11)R$
(3, 3)	$4R$	$(28/11)R$	4	4	$14R$	$(139/11)R$
(2, 6)	$42R$	$(126/5)R$	42	32	$108R$	$(461/5)R$
(4, 4)	$8R$	$(120/23)R$	8	8	$38R$	$(833/23)R$

5.4.2. Многокаскадные ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами

В схеме на рис. 5.6(б) ЦАП D_2 можно заменить на другой двухкаскадный ЦАП. Этот процесс можно продолжать до тех пор, пока не останется один последний 1- или 2-х разрядный ЦАП D_L . Такой многокаскадный ЦАП, обозначаемый $(N_1, N_2, N_3, \dots, N_k, N_L)$ -ЦАП, показан на рис. 5.10. Максимальное число каскадов будет тогда, когда все промежуточные ЦАП, кроме последнего, имеют минимально возможное число разрядов – 2. Последний N_L -ЦАП может быть 1- или 2-х разрядным. Такой многокаскадный ЦАП можно записать в виде: (2, 2, 2,..., 2, 2 или 1).

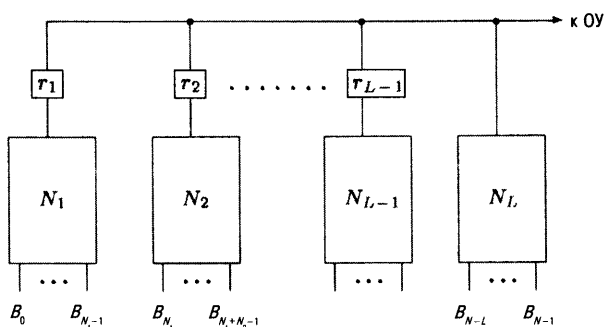


Рис. 5.10. Структурная схема L-каскадного ЦАП.

Общее число вариантов многокаскадных ЦАП

Общее количество вариантов многокаскадных N -разрядных ЦАП определяется выражением (см. задачу 5.8):

$$N_{N\text{-ЦАП}} = N_{(N-1)\text{-ЦАП}} + N_{(N-2)\text{-ЦАП}}, \quad N > 2,$$

где $N_{x\text{-ЦАП}}$ представляет число возможных вариантов x -разрядных ЦАП, $N_{1\text{-ЦАП}} = N_{2\text{-ЦАП}} = 1$. Общее число вариантов ЦАП для $N = 1...12$ (N – число разрядов ЦАП) приведено в таблице 5.3.

В задаче 5.9 дано выражение для определения числа возможных вариантов многокаскадных ЦАП.

Таблица 5.3.

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$N_{N\text{-ЦАП}}$	1	1	2	3	5	8	13	21	34	55	89	144

Пример 5.5.

Требуется разработать все возможные варианты 8-ми разрядных многокаскадных ЦАП.

Решение: На рис. 5.8 показаны все возможные варианты 8-ми разрядных двухкаскадных ЦАП. Если заменить ЦАП D_2 на другие варианты многокаскадных ЦАП, можно получить дополнительные схемы многокаскадных ЦАП. Например, 4-х разрядный ЦАП D_2 , показанный на рис. 5.8(iii), можно заменить на (2, 2) и (3, 1)-ЦАП. Полученные таким образом ЦАП показаны на рис. 5.11. Разработка остальных 12 возможных вариантов 8-ми разрядных ЦАП вынесена в задачу 5.11.

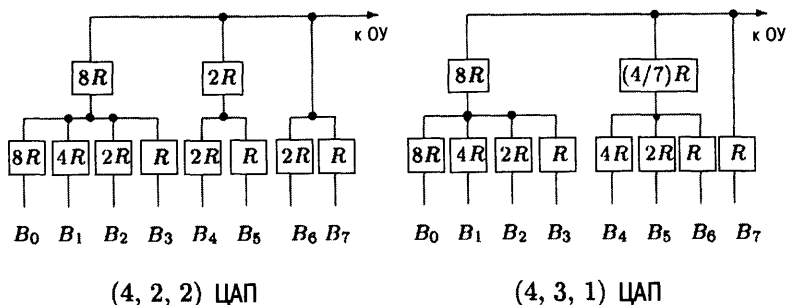


Рис. 5.11. Два варианта 8-ми разрядных многокаскадных ЦАП.

Диапазон значений резисторов многокаскадных ЦАП

Соотношение для резистора r_k k -го каскада, выведенное по аналогии с выражением (5.11), имеет следующий вид:

$$r_k = [2^{N_{k+1}-1} - 1] R_{N_k} = \frac{2^{N_k-1} - 2^{N_{k-1}-1}}{2^{N_k} - 1} R, \quad k = 1, 2, \dots, L-1, \quad (5.33)$$

где $N_k = N - (N_1 + N_2 + \dots + N_{k-1})$, $N_0 = 0$, R_{N_k} – эквивалентное сопротивление набора резисторов N_k . Пусть N_m – максимальное значение среди N_s , а r_m – максимальное значение среди r_s , тогда

$$R_{\max} = \max[2^{N_m-1} R, r_m], \quad R_{\min} = \begin{cases} R, & N_L \neq 1 \\ r_{L-1}, & N_L = 1 \end{cases}.$$

Таким образом,

$$S = \frac{R_{\max}}{R_{\min}} = \frac{\max[2^{N_m-1} R, r_m]}{\min(R, r_{L-1})}. \quad (5.34)$$

Пример 5.6.

Требуется определить диапазон значений резисторов для (2, 3, 3, 1)-ЦАП.

Решение: Здесь $N = 9$, $N_m = 3$, $L = 4$. Из уравнения (5.33) получим:

$$r_1 = 84,66R, \quad r_2 = 8,57R, \quad r_3 = 0,57R.$$

Тогда,

$$r_m = 84,66R, \quad 2^{N_m-1} R = 4R.$$

Следовательно, при помощи выражения (5.34) получим: $S = 84,66R/0,57R = 148,16$.

Пример 5.7.

Требуется определить диапазон значений резисторов для (4, 2, 2)-ЦАП.

Решение: Здесь $N = 8$, $N_m = 4$, $L = 3$. Из уравнения (5.33) получим:

$$r_1 = 8R, \quad r_2 = 2R.$$

Тогда,

$$r_m = 8R, \quad 2^{N_m-1} R = 8R.$$

Следовательно, при помощи выражения (5.34) получим: $S = 8R/R = 8$.

Построение многокаскадного ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов

Выражение (5.16) задает условие реализации (N_1, N_2) -ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов. Следовательно, если N_1 выбрано так, что выполняется это условие, полученный двухкаскадный ЦАП будет иметь минимальный диапазон значений резисторов S_1 . Также и величину N_2 можно задать так, что полученный трехкаскадный ЦАП будет иметь минимальный диапазон значений резисторов S_2 . Подобным образом можно выбрать и все последующие значения N_j . При этом следует отметить, что:

1. В зависимости от значения N , наименьшее значение N_L равно 2 или 1. Если N_L будет равно 1, $N_{L1} = 2$.

2. При $N_L = 1$, резистор r_{L-1} имеет наименьшее значение, равное $(2/3)R < R$. В этом случае R_{L-1} будет определять диапазон значений резисторов всего ЦАП.
3. Значение S_1 является самым большим.

Следовательно, диапазон значений резисторов всего многокаскадного ЦАП можно определить как:

$$S = \begin{cases} 2^{N_L-1} = S_1, & N_L \neq 1 \\ \frac{3}{2} 2^{N_L-1} > S_1, & N_L = 1 \end{cases} \quad (5.35)$$

Очевидно, что для того, чтобы многокаскадный ЦАП имел минимальный диапазон значений резисторов, ситуацию, при которой $N_L = 1$, надо избегать. Это достигается при выборе $N_{L-1} = 3$. Однако, при этом N не должно равняться 3, поскольку при $N = 3$, значение S станет равно 4, а не 3. Таким образом, получаем следующее соотношение:

$$S_{\min} = \begin{cases} S_1, & N(\text{четные}) > 3, N_L \neq 1 \\ S_1, & N(\text{нечетные}) > 3, N_L \neq 1. \\ 3, & N = 3, N_L = 1 \end{cases} \quad (5.36)$$

Полное сопротивление

Полное сопротивление L -каскадного ЦАП определяется выражением:

$$\begin{aligned} R_{L_L} &= \sum_{k=1}^{N_L} R_{\text{цепи } N_k} + \sum_{k=1}^{L-1} r_k = (2^{N_L} - 1)R + \dots \\ &\quad + (2^{N_{L-1}} - 1)R + (2^{N_L} - 1)R + (r_1 + r_2 + \dots + r_{L-1}) \\ &= [2^{N_L} + 2^{N_L} + \dots + 2^{N_L} - L]R + (r_1 + r_2 + \dots + r_{L-1}). \end{aligned} \quad (5.37)$$

Способы снижения полного сопротивления многокаскадных ЦАП

1. **Последовательный метод уменьшения полного сопротивления**
Поскольку условия для получения минимальных значений S и R_i совпадают, многокаскадный ЦАП, имеющий минимальный диапазон резисторов, будет также обладать и минимальным полным сопротивлением. Таким образом, выражение (5.37) определяет минимальное значение полного сопротивления, если все каскады удовлетворяют условию минимальности полного сопротивления.
2. **Параллельный метод уменьшения полного сопротивления (метод шунтирования)**
Еще большее снижение полного сопротивления достигается при применении метода шунтирования. Как объяснялось ранее для двухкас-

кадных ЦАП, для уменьшения полного сопротивления необходимо подключить дополнительный параллельный резистор. Чтобы этот метод работал эффективно, для каждого k -го каскада должны выполняться условия, аналогичные выражениям (5.24) и (5.27), сформулированные для двухкаскадного ЦАП:

$$R + r_k^* < r_k, \quad N_k \leq N_k - 2, \quad (5.38)$$

где r_k^* — новое значение r_k , определяемое следующим выражением:

$$r_k^* = \frac{2^{N_k-1} - 2^{N_k-1}}{1,5 \times 2^{N_k} - 1} R. \quad (5.39)$$

Таким образом, минимальное значение полного сопротивления многокаскадного ЦАП задается уравнением (5.37), если в нем r_k заменить на $r_k + R$ для всех k -х каскадов, для которых выполняется условие (5.38), в противном случае r_k остается прежним.

Вывод: Для получения минимального диапазона значений резисторов и минимального полного сопротивления многокаскадного ЦАП должно выполняться условие: $N_k > 5$.

Пример 5.8.

Требуется разработать 15-ти и 16-ти разрядные ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов и минимальным полным сопротивлением.

Решение:

1. 15-ти разрядный ЦАП

Для получения минимального диапазона значений резисторов и минимального полного сопротивления требуется реализовать многокаскадный ЦАП вида (8, 4, 3). Тогда из уравнения (5.33) получим:

$$r_1 = 63,74R, \quad r_2 = 3,73R.$$

По уравнению (5.37) найдем полное сопротивление до применения шунтирования:

$$R_{i3} = [2^8 + 2^4 + 2^3 - 3]R + 63,74R + 3,73R = 346,47R.$$

Из уравнения (5.39) получим:

$$r_1^* = 42,44R, \quad r_2^* = 2,43R.$$

Тогда полное сопротивление ЦАП после шунтирования будет равно:

$$R_{i3}^* = [2^8 + 2^4 + 2^3 - 3]R + (42,44R + R) + (2,43R + R) = 323,87R.$$

2. 16-ти разрядный ЦАП

Желательно реализовать многокаскадный ЦАП вида (8, 4, 2, 2). Тогда из уравнения (5.33) получим:

$$r_1 = 128R, \quad r_2 = 8R, \quad r_3 = 2R.$$

По уравнению (5.37) найдем полное сопротивление до применения шунтирования:

$$R_{i4} = [2^8 + 2^4 + 2^2 + 2^2 - 4]R + 128R + 8R + 2R = 414R.$$

Из уравнения (5.39) получим:

$$r_1^* = 86,22R, \quad r_2^* = 6,21R.$$

Тогда полное сопротивление ЦАП после шунтирования будет равно:

$$R_{i4}^* = [2^8 + 2^4 + 2^2 + 2^2 - 4]R + (86,22R + R) + (6,21R + R) + 2R = 370,42R.$$

Рассчитанные ЦАП показаны на рис.5.12.

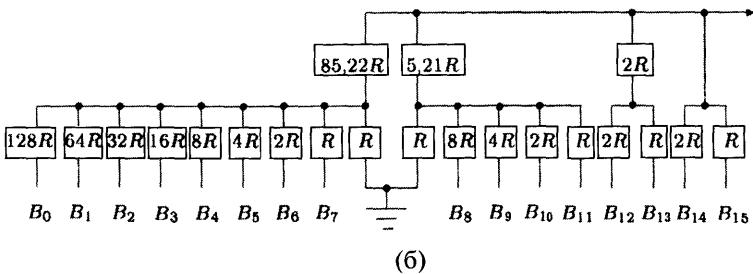
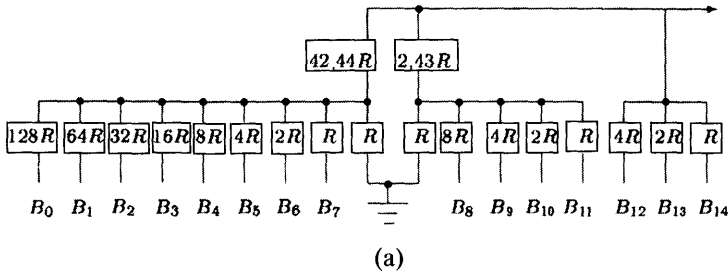


Рис. 5.12. Схемы ЦАП для примера 5.8.

5.5. ЦАП с поразрядно взвешенными токами

В схеме на рис. 5.6(а) происходит суммирование двоично взвешенных токов. Это достигается подачей постоянного опорного напряжения на двоично взвешенные резисторы. Двоично взвешенные резисторы можно заменить на двоично взвешенные источники тока. Для уменьшения проблемы согласования токов можно использовать многокаскадные ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами. Однако в этом случае эквивалентное сопротивление будет равно ∞ , поэтому необходимо использовать токовый делитель (см. задачу 5.20).

5.6. ЦАП с поразрядно взвешенными эталонными напряжениями

Из схемы на рис. 5.6(а) можно построить еще один ЦАП, если разорвать связи RR' и VV' и соединить RV' и $R'V$. Полученный ЦАП показан на рис. 5.13. Можно проверить, что и в этом случае происходит сложение двоично взвешенных токов.

Двоично взвешенные токи можно получить, подключая поразрядно взвешенное опорное напряжение к резисторам одинакового номинала. Схема ЦАП с поразрядно взвешенным эталонным напряжением показана на рис. 5.14.

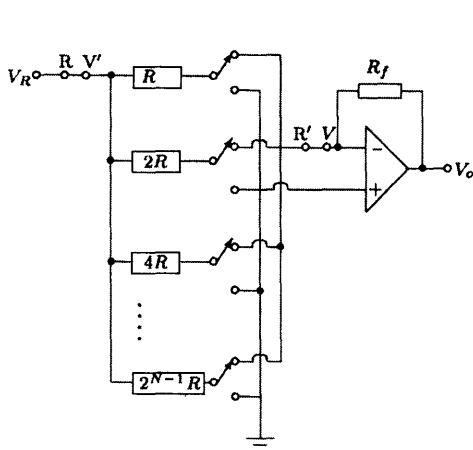


Рис. 5.13. Еще один вариант ЦАП с поразрядно взвешенными резисторами.

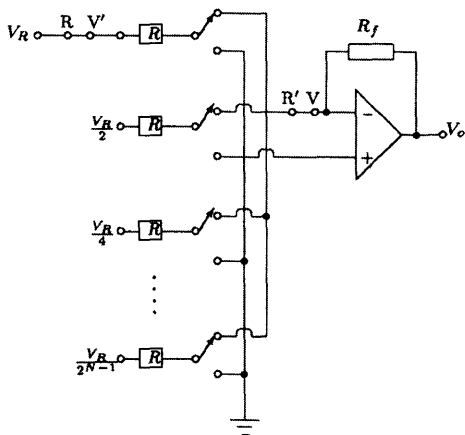


Рис. 5.14. ЦАП с поразрядно взвешенным эталонным напряжением.

5.7. Многозвенные ЦАП лестничного типа

Все опорные напряжения на рис. 5.14 могут быть получены от одного источника опорного напряжения при помощи делителя напряжений, как показано на рис. 5.15. Из-за такой структуры этот преобразователь часто называется *многозвенным ЦАП лестничного типа* или просто *многозвенным ЦАП* [Rathore & Satish, 1995].

Параллельные и последовательные ветви схемы содержат, соответственно, резисторы R_s и r_s . Такой ЦАП обозначается $\{1, 1, \dots, N\}$ или $\{1 \times N\}$. В общем виде, многозвенный ЦАП можно обозначить как $\{N_1, N_2, \dots, N_L\}$. Это означает, что ЦАП имеет L -секций, и параллельные ветви снизу доверху состоят из N_1, N_2, \dots, N_L двоично взвешенных резисторов. Один из таких ЦАП с конфигурацией $\{3, 2, 3\}$ показан на рис. 5.16.

Пример 5.9.

Требуется разработать многозвенный $\{3, 2, 3\}$ -ЦАП.

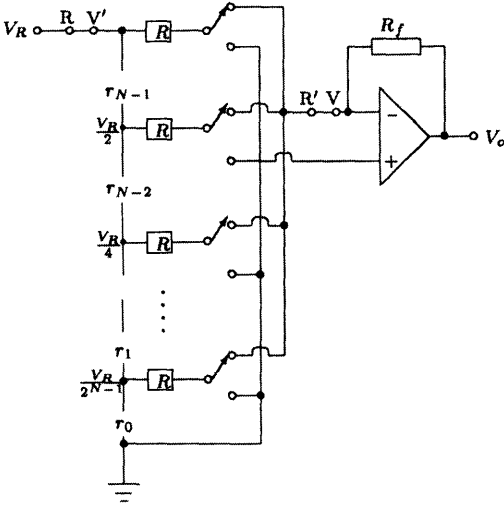


Рис. 5.15. Схема многозвенного ЦАП лестничного типа

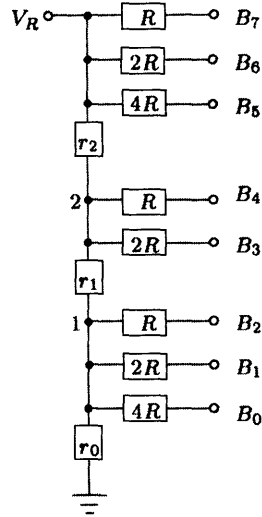


Рис. 5.16. Многозвенный {3, 2, 3}-ЦАП.

Решение: Структура такого ЦАП показана на рис. 5.16. Из рисунка видно, что значения напряжений в узлах 1 и 2 соответственно равны $V_R/32$ и $V_R/8$. Применив закон Кирхгофа, для узла 1 можно записать следующее соотношение:

$$\frac{V_R}{32} = \frac{\frac{V_R}{8r_1}}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_p}},$$

где R_p — сопротивление параллельного соединения резисторов самой нижней параллельной ветви, равное $(4/7)R$.

Принимая $r_0 = R$ и решая последнее уравнение относительно r_1 , получим, что $r_1 = (12/11)R$. Применив закон Кирхгофа для узла 2 и решив полученное уравнение относительно r_2 , найдем, что $r_2 = (16/5)R$.

5.7.1. Построение многозвенных $\{\tilde{N} \times R\}$ ЦАП

Рассмотрим $\{\tilde{N} \times R\}$ ЦАП, показанный на рис. 5.17 [Rathore & Jain, 2001]. Для корректной работы ЦАП, напряжения в различных узлах схемы, указанных на рисунке, должны удовлетворять следующим условиям:

$$V_k = \frac{1}{2^{\tilde{N}}} V_{k+1}, \quad k = 1, 2, \dots, N-1. \quad (5.40)$$

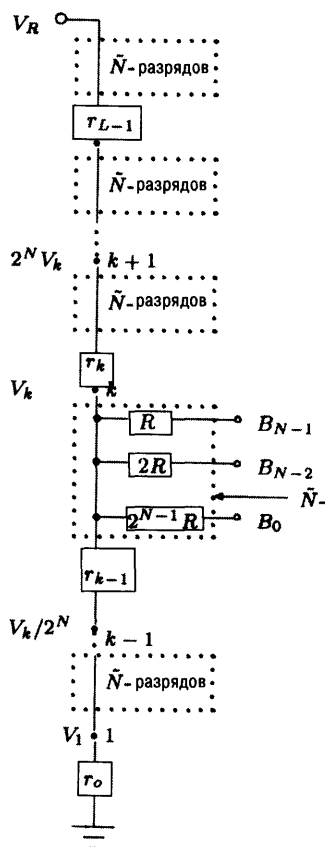


Рис. 5.17. Схема $\{\tilde{N} \times L\}$ ЦАП.

Применив закон Кирхгофа, найдем значение напряжения V_1 :

$$V_1 = \frac{V_2}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_p}}, \quad (5.41)$$

и напряжения V_k :

$$V_k = \frac{\frac{V_{k+1}}{r_k} + \frac{V_{k-1}}{r_{k-1}}}{\frac{1}{r_k} + \frac{1}{r_{k-1}} + \frac{1}{R_p}}, \quad (5.42)$$

где R_p — сопротивление параллельного соединения резисторов шунтирующей ветви, равное

$$R_p = \frac{2^{\tilde{N}-1}}{2^{\tilde{N}} - 1} R. \quad (5.43)$$

Используя уравнение (5.43), упростим выражения (5.41) и (5.42):

$$\frac{1}{r_1} = \frac{1}{2^{\tilde{N}} - 1} \left[\frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_0} \right], \quad (5.44)$$

$$\frac{1}{r_k} = \frac{1}{(2^{\tilde{N}} - 1)R_p} + \frac{1}{2^{\tilde{N}} r_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, L-1. \quad (5.45)$$

Поскольку есть L неизвестных значений r_s и только $L - 1$ соотношений, задаваемых уравнениями (5.44) и (5.45), одно из r_s выбирается произвольно. Зададим r_0 в виде:

$$r_0 = \mu R_p = \mu \frac{2^{\tilde{N}-1}}{2^{\tilde{N}} - 1} R. \quad (5.46)$$

Теперь подставим выражения (5.43) и (5.46) в уравнения (5.44) и (5.45) и получим следующие соотношения:

$$\frac{1}{r_1} = \frac{1}{2^{\tilde{N}-1}} \left[1 + \frac{1}{\mu} \right] \frac{1}{R}, \quad (5.47)$$

$$\frac{1}{r_k} = \frac{1}{2^{\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{\tilde{N}}r_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, L-1. \quad (5.48)$$

Заменяем k на $k-1$:

$$\frac{1}{r_{k-1}} = \frac{1}{2^{\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{\tilde{N}}r_{k-2}}, \quad k = 3, 4, \dots, L-1. \quad (5.49)$$

Подставив значение r_{k-1} в уравнение (5.48), получим:

$$\frac{1}{r_k} = \frac{1}{2^{\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{2\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{2\tilde{N}}r_{k-2}}.$$

Таким же образом подставим в это уравнение значения r_{k-2} , r_{k-3} , ..., r_2 , в результате чего оно примет вид:

$$\frac{1}{r_k} = \frac{1}{2^{\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{2\tilde{N}-1}R} + \dots + \frac{1}{2^{(k-1)\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{(k-1)\tilde{N}}r_1}.$$

Теперь подставим сюда r_1 из уравнения (5.47):

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_k} &= \frac{1}{2^{\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{2\tilde{N}-1}R} + \dots + \frac{1}{2^{(k-1)\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{k\tilde{N}-1}R} + \frac{1}{2^{k\tilde{N}-1}\mu R} = \\ &= \frac{2}{2^{\tilde{N}}R} \left[1 + \frac{1}{2^{\tilde{N}}} + \dots + \frac{1}{2^{(k-1)\tilde{N}}} \right] + \frac{2}{2^{k\tilde{N}}\mu R}. \end{aligned}$$

Из уравнения видно, что выражение в квадратных скобках представляет собой геометрическую прогрессию. Заменяв его суммой геометрической прогрессии и преобразовав, получим:

$$\frac{1}{r_k} = \frac{2}{(2^{\tilde{N}}-1)R} \left(1 - \frac{1}{2^{k\tilde{N}}} \right) + \frac{2}{2^{k\tilde{N}}\mu R} = \frac{2}{2^{\tilde{N}}-1} \left[1 + \frac{1}{2^{k\tilde{N}}} \left(\frac{2^{\tilde{N}}-1}{\mu} - 1 \right) \right] \frac{1}{R}.$$

И, наконец, отсюда найдем выражение для r_k :

$$r_k = \frac{2^{\tilde{N}}-1}{2 \left[1 + \frac{1}{2^{k\tilde{N}}} \left(\frac{2^{\tilde{N}}-1}{\mu} - 1 \right) \right]} R, \quad k = 1, 2, \dots, L-1. \quad (5.50)$$

Уравнения (5.46) и (5.50) являются расчетными соотношениями для многозвенных ЦАП.

Пример 5.10.

Требуется определить количество возможных вариантов 4-х разрядных многозвенных ЦАП и реализовать $\{1 \times 4\}$ -ЦАП при следующих значениях $\mu = \infty, 2, 1, 1/2$. Для каждого случая надо определить диапазон значений резисторов.

Решение: Существует 7 возможных вариантов 4-х разрядных многозвенных ЦАП:

$$\{1 \times 4\}, \{1, 3\}, \{1, 1, 2\}, \{1, 2, 1\}, \{2, 1, 1\}, \{2 \times 2\}, \{3, 1\}$$

В таблице 5.4 приведены значения r_s и S , посчитанные для варианта $\{1 \times 4\}$ по уравнениям (5.46) и (5.50).

Таблица 5.4.

μ	r_0	r_1	r_2	r_3	S
∞	∞	R	$(2/3)R$	$(4/7)R$	$(7/4)$
2	$2R$	$(2/3)R$	$(4/7)R$	$(8/15)R$	$(15/4)$
1	R	$(1/2)R$	$(1/2)R$	$(1/2)R$	2
$1/2$	$(1/2)R$	$(1/3)R$	$(2/5)R$	$(4/9)R$	3

На рис. 5.18 в соответствии с уравнениями (5.46) и (5.50) построены качественные графики зависимостей r_s от μ для 2-х случаев: $\tilde{N} > 1$ и $\tilde{N} = 1$.

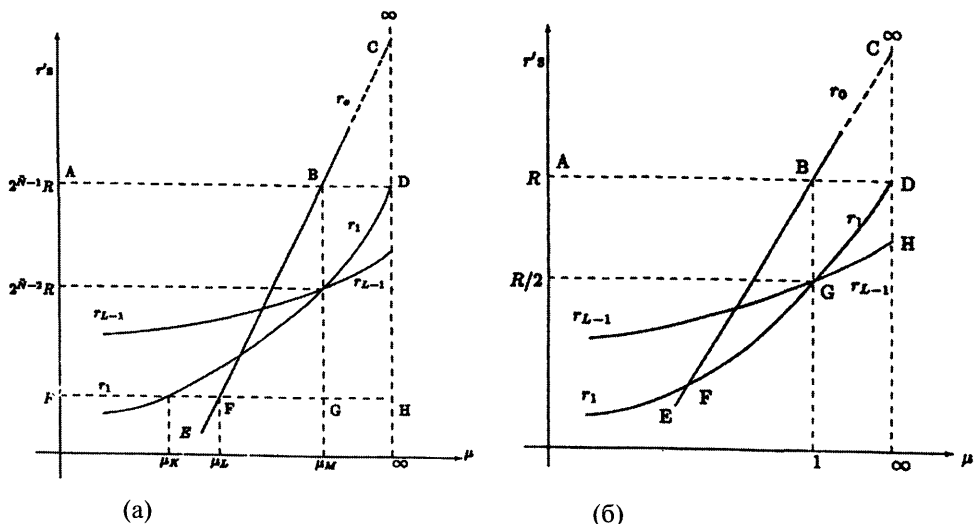


Рис. 5.18. Зависимость r_s от μ : (а) $\tilde{N} > 1$, (б) $\tilde{N} = 1$.

Из этих графиков видно:

1. Зависимость $r_0(\mu)$ является линейно возрастающей.
2. Зависимость $r_k(\mu)$ является монотонно возрастающей при $k \neq 0$.
3. Значения r_k ($k \neq 0$) уменьшаются с ростом k ($k = 1 \dots L - 1$) при $\mu \geq 2^{\tilde{N}} - 1 = \mu_M$ и возрастают при $\mu \leq \mu_M$.
4. При $\mu = \mu_M$

$$r_k = \begin{cases} 2^{\tilde{N}-1}, & k = 0 \\ 2^{\tilde{N}-2}, & k \neq 0 \end{cases}.$$

5.7.2. Построение многозвенных $\{\tilde{N} \times L\}$ ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов

Минимальное и максимальное значения резисторов в параллельных ветвях ЦАП соответственно равны R и $2^{\tilde{N}-1}R$. Следовательно, диапазон значений резисторов будет минимальным и равным $S = S_{\min} = 2^{\tilde{N}-1}$, если для всех r_s выполняется условие: $R \leq r_s < 2^{\tilde{N}-1}R$. Однако, при $\tilde{N} = 1$ и максимальное, и минимальное значение r_s равны R . Поэтому в этом случае выражение для S можно записать в виде:

$$S|_{\tilde{N}=1} = \frac{\max(R, r'_s)}{\min(R, r'_s)}.$$

Далее определим условия для \tilde{N} и μ , при которых ЦАП будет иметь минимальный диапазон значений резисторов. Сначала будет рассмотрен случай $\tilde{N} > 1$, а потом $\tilde{N} = 1$.

Случай 1А: $\tilde{N} > 1$, $\mu = \infty$

Пусть при $\mu = \infty$, $r_0 = \infty$. Это приведет к уменьшению числа резисторов на 1. Поскольку в этом случае резистор r_0 отсутствует, и не будет влиять на величину S . Из уравнения (5.50) найдем максимальное и минимальное значения резисторов при $\mu = \infty$:

$$r_{\max} = r_1 = 2^{\tilde{N}-1}R, \quad r_{\min} = r_{L-1} = \frac{2^{\tilde{N}} - 1}{2 \left[1 - \frac{1}{2^{N-\tilde{N}}} \right]} R. \quad (5.51)$$

Отсюда видно, что $S > S$, если $r_{L-1} < R$. Поскольку в соответствии с уравнением (5.51) значение r_{L-1} уменьшается с ростом N , его наименьшее значение будет равно

$$r_{L-1|N=\infty} = \frac{1}{2}(2^{\tilde{N}} - 1)R.$$

Это значение будет всегда больше R при $\tilde{N} > 1$. Следовательно, минимальный диапазон значений резисторов равен

$$S = \mathbf{S} = \frac{r_1}{R} = 2^{\tilde{N}-1}, \quad \mu = \infty, \tilde{N} > 1. \quad (5.52)$$

Случай 1Б: $\tilde{N} > 1, \mu_M < \mu < \infty$

Из графика на рис. 5.18(а) видно, что максимальное значение r_0 всегда больше $2^{\tilde{N}-1}R$, т.к. здесь $r_s > 2^{\tilde{N}-1}R$, тогда как минимальное значение r_s остается равным R . Следовательно, S будет всегда больше \mathbf{S} .

Случай 1В: $\tilde{N} > 1, \mu_L \leq \mu \leq \mu_M$

Из графика на рис. 5.18(а) видно, что все значения r меньше $2^{\tilde{N}-1}R$. Следовательно, S будет больше \mathbf{S} , если одно из значений r_s будет меньше R . Минимальное значение r_s определяется либо r_1 , либо r_0 . Из уравнения (5.46) видно, что $r_0 \leq R$, если

$$\mu \leq \mu_L = \frac{2^{\tilde{N}} - 1}{2^{\tilde{N}-1}}.$$

Из уравнения (5.50) следует, что:

$$r_1 = \frac{2^{\tilde{N}} - 1}{2 \left[1 + \frac{1}{2^{\tilde{N}}} \left(\frac{2^{\tilde{N}} - 1}{\mu} - 1 \right) \right]} R.$$

Таким образом, $r_1 \leq R$, если

$$\mu \leq \mu_K = \frac{2^{\tilde{N}} - 1}{2^{\tilde{N}-1}(2^{\tilde{N}} - 3) + 1}.$$

Легко проверить, что $\mu_L > \mu_K$. Отсюда видно, что минимальный диапазон значений резисторов равен

$$S = \mathbf{S} = 2^{\tilde{N}-1}, \quad \mu_L \leq \mu \leq \mu_M, \quad \tilde{N} > 1. \quad (5.53)$$

Случай 1Г: $\tilde{N} > 1, \mu < \mu_L$

Из рис. 5.18(а) видно, что максимальное значение сопротивления остается равным $2^{\tilde{N}-1}R$, в то время как минимальное сопротивление становится меньше R , т.к. здесь $r_0 < R$. Следовательно, $S > \mathbf{S}$.

Случай 2: $\tilde{N} = 1$

В этом случае $L = N$. Из уравнений (5.46) и (5.50) найдем значения r_0 и r_k :

$$r_0 = \mu R, \quad (5.54)$$

$$r_k = \frac{1}{2 \left[1 + \frac{1}{2^k} \left(\frac{1}{\mu} - 1 \right) \right]} R. \quad (5.55)$$

Случай 2А: $\mu = \infty$

Резистор r_0 выпадает из рассмотрения, т.к. его значение равно ∞ . Из уравнения (5.50) и рис. 5.18(б) видно, что максимальное и минимальное значения сопротивлений определяются следующими выражениями:

$$r_1 = R, \quad r_{L-1}|_{\mu=\infty, \tilde{N}=1} = \frac{2^{N-2}}{2^{N-1}-1} R.$$

Отсюда

$$S = \frac{r_1}{r_{L-1}} = \frac{2^{N-1}-1}{2^{N-2}}, \quad \text{при } \mu = \infty, \quad \tilde{N} = 1. \quad (5.56)$$

Случай 2Б: $\tilde{N} \leq 1, 1 < \mu < \infty$

Из рис. 5.18(б) видно, что максимальное значение сопротивления определяется r_0 , а минимальное — r_{L-1} . Следовательно,

$$S = \frac{r_0}{r_{L-1}} = 2\mu \left[1 - \frac{1}{2^{N-1}} \right] + \frac{1}{2^{N-2}}.$$

Отсюда видно, что S примет максимальное значение, когда μ будет минимальным, т.е.

$$S = 2, \quad \text{при } \mu = 1, \quad \tilde{N} = 1. \quad (5.57)$$

Случай 2В: $\tilde{N}=1, \mu < 1$

Из рис. 5.18(б) видно, что в этом случае максимальное значение сопротивления остается равным R , а минимальное значение из-за r_1 становится меньше $R/2$. Следовательно,

$$S = \frac{R}{r_1} = 1 + \frac{1}{\mu}.$$

Таким образом, при $\mu < 1, S > 2$.

Вывод: из уравнений (5.52), (5.53), (5.56) и (5.57) следует, что

$$S = \begin{cases} 2^{\tilde{N}-1}, & \mu = \infty, & \tilde{N} > 1 \\ 2^{\tilde{N}-1}, & \mu_L \leq \mu \leq \mu_M, & \tilde{N} > 1 \\ \frac{2^{N-1}-1}{2^{N-3}}, & \mu = \infty, & \tilde{N} = 1 \\ 2, & \mu = 1, & \tilde{N} = 1 \end{cases}. \quad (5.58)$$

Таким образом, минимальный диапазон значений резисторов равен:

$$S = \begin{cases} 2, & \mu = \infty, & \tilde{N} = 2 \\ 2, & 1,5 \leq \mu \leq 3, & \tilde{N} = 2 \\ \frac{2^{N-1} - 1}{2^{N-3}}, & \mu = \infty, & \tilde{N} = 1 \\ 2, & \mu = 1, & \tilde{N} = 1 \end{cases}. \quad (5.59)$$

Таким образом, $\{1 \times N\}$ и $\{2 \times N / 2\}$ ЦАП имеют $S \leq 2$ только для определенных значений μ . В случае $\{1 \times N\}$ -ЦАП и $\mu = \infty$, наименьшее значение S равно 1 при $N = 2$ и приближается к 2 при $N \rightarrow \infty$. Отсюда сформулируем следующую теорему.

Теорема об абсолютном минимуме диапазона значений резисторов:

Многозвенный $\{1 \times N\}$ ЦАП имеет абсолютно минимальный диапазон значений резисторов при $r_0 = \infty$.

Теоретически $\{1 \times N\}$ ЦАП имеет наименьшее значение диапазона значений резисторов при $\mu = \infty$, которое в большинстве случаев мало отличается от 2. Например, при $N = 6$, значение $S = 1,93$, а при $N = 8$, $S = 1,98$. Таким образом, без потери общности можно сделать вывод, что минимально возможный диапазон значений резисторов ЦАП равен 2 при $N > 6$.

5.7.3. Построение ЦАП с минимальным количеством резисторов

Количество используемых в ЦАП резисторов уменьшается с ростом \tilde{M} . Однако из уравнения (5.59) видно, что диапазон значений резисторов становится больше 2 при $\tilde{M} > 2$. Также можно отметить, что число резисторов уменьшается на 1, когда $\mu = \infty$. Следовательно, ЦАП, для которого выполняются условия: $\tilde{M} = 2$ и $\mu = \infty$, имеет наименьшее количество резисторов, диапазон значений которых равен 2. Количество резисторов определяется следующим выражением:

$$N_R = \frac{3}{2} N - 1. \quad (5.60)$$

Пример 5.11.

Требуется разработать 4-х разрядный ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов и их наименьшим количеством.

Решение:

(а) Для получения наименьшего диапазона значений резисторов должны выполняться условия: $\tilde{M} = 1$ и $\mu = \infty$. Следовательно, $r_0 = \infty$, а из уравнения (5.50) получим:

$$r_k = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1}.$$

Отсюда найдем:

$$r_1 = R, r_2 = \frac{2}{3}R, r_3 = \frac{4}{7}R.$$

Тогда $S = (7/4) = 1.75$, а число резисторов $N_R = 7$.

- (б) Чтобы получить одновременно и наименьшее количество резисторов, и их наименьший диапазон значений, равный 2, необходимо выполнить условия: $\tilde{N} = 2$ и $\mu = \infty$. Тогда $r_1 = 2R$, а общее число резисторов N_R , полученное по уравнению (5.56), равно 5.

5.7.4. Построение ЦАП с минимальным полным сопротивлением

Теперь необходимо определить какой из двух ЦАП: $\{1 \times N\}$ и $\{2 \times N/2\}$, обладающих минимальным диапазоном резисторов, имеет наименьшее полное сопротивление R_T .

Случай 1: $\mu = \infty$

В этом случае $r_0 = \infty$, и, следовательно, просто отсутствует. Тогда полные сопротивления двух ЦАП можно определить при помощи выражений:

$$R_{t1} = NR + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{2^k}{2^k - 1} R, \mu = \infty, \tilde{N} = 1 \quad (5.61)$$

$$R_{t2} = \frac{3}{2}NR + \frac{3}{2} \sum_{k=1}^{N/2-1} \frac{2^{2k}}{2^{2k} - 1} R, \mu = \infty, \tilde{N} = 2 \quad (5.62)$$

Случай 2: $\mu \neq \infty$

Из рис. 5.18 видно, что значения всех r_s снижаются при уменьшении μ . Следовательно, R_i будет минимальным, когда μ примет наименьшее значение. Однако при $\mu < \mu_L$ увеличивается диапазон значений резисторов. Таким образом, R_i будет минимальным при $\mu = \mu_L$. Соответственно, ЦАП, для которых $T = 1$, $\mu = 1$ и $\tilde{N} = 2$, $\mu = 1,5$, будут иметь диапазон значений резисторов, равный 2, и значения полных сопротивлений, определяемых выражениями:

$$R_{i3} = NR + \frac{1}{2}(N+1)R, \mu = 1, \tilde{N} = 1, \quad (5.63)$$

$$R_{i4} = \frac{3}{2}NR + R + \frac{3}{2} \sum_{k=1}^{N/2-1} \frac{2^{2k}}{2^{2k} + 1} R, \mu = 1,5, \tilde{N} = 2. \quad (5.64)$$

Можно проверить, что

$$R_{i1} < R_{i3} < R_{i4} < R_{i2}, \quad N > 6, \quad (5.65)$$

$$R_{i1} < R_{i3} < R_{i2} < R_{i4}, \quad N \leq 6. \quad (5.66)$$

Другими словами, значение R_{i1} является наименьшим. Таким образом, $\{1 \times N\}$ ЦАП имеет наименьшее полное сопротивление R_i и минимальный диапазон значений резисторов S при $\mu = \infty$.

5.7.5. Построение ЦАП с одинаковыми номиналами резисторов

Из уравнения (5.50) найдем выражение для r_k при $\mu = 2^{\tilde{N}} - 1$:

$$r_k = \frac{1}{2}(2^{\tilde{N}} - 1)R, \quad k = 1, 2, \dots, L-1. \quad (5.67)$$

В этом случае все резисторы r_s (кроме $r_0 = 2^{\tilde{N}-1}R$) будут иметь одно и то же значение. Теперь r_k можно реализовать в виде последовательного соединения $2^{\tilde{N}} - 1$ резисторов, каждый из которых равен $R/2$. При этом весь ЦАП будет построен на резисторах одного номинала. Следовательно, в этом случае достигается наименьший диапазон значений резисторов, равный 1. Теперь полное сопротивление определяется выражением:

$$R_{i3} = 0,5[3(N/\tilde{N})(2^{\tilde{N}} - 1) + 1]R.$$

Это выражение будет минимальным при $\tilde{N} = 1$ и равным R_{i3} , значение которого определяется уравнением (5.63). Таким образом, среди всех ЦАП, построенных на резисторах одинакового номинала, $\{1 \times N\}$ ЦАП имеет минимальное полное сопротивление при $\mu = 1$. Хотя полное сопротивление таких ЦАП выше, чем минимально возможное значение R_{i1} , тот факт, что в их состав входят только одинаковые резисторы, значительно упрощает их производство, настройку и компенсацию влияния температуры и старения, как при их изготовлении из дискретных компонентов, так и в случае интегрального исполнения [Dutta Roy, 1984].

Такие ЦАП состоят из резисторов двух значений: R и $R/2$. Часто для удобства эти значения заменяют на $2R$ и R . ЦАП, построенный на резисторах с такими значениями, называется R - $2R$ ЦАП инвертирующего типа [Taub & Schilling, 1977]. Можно получить альтернативную схему R - $2R$ ЦАП, представленную на рис. 5.19, если восстановить связи RR' и VV' и последовательно к VV' подсоединить дополнительный резистор $R_N = 2R$. (Отметим, что в этой схеме значения сопротивлений для удобства увеличены в два раза.)

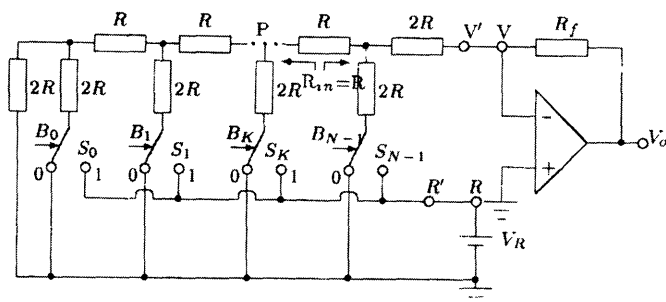


Рис. 5.19. R - $2R$ ЦАП.

При $\tilde{N} = 2$, значения сопротивлений равны R , $1,5R$ и $2R$. Этот ЦАП и ЦАП, полученный после удвоения значений резисторов (после чего они будут равны $2R$, $3R$ и $4R$), называют 2R-3R-4R ЦАП. Диапазон значений резисторов таких ЦАП, по-прежнему, равен 2, но общее количество резисторов N_R уменьшается до $1,5N$ (в R-2R ЦАП $N_R = 2N$). Таким образом, в этом случае наблюдается 25% снижение числа резисторов [Rathore & Jain, 1998].

Легко проверить одну интересную особенность: если все резисторы в последовательных и параллельных ветвях в обоих типах ЦАП: R-2R и 2R-3R-4R сделать равными R , такие ЦАП будут иметь одинаковое полное сопротивление R_p , равное $(3N - 1)R$.

Пример 5.12.

Требуется сравнить полное сопротивление во всех вариантах 8-ми разрядных ЦАП с минимальным диапазоном значений резисторов.

Решение: Исходя из условий, необходимо рассмотреть два типа 8-ми разрядных ЦАП:

$$\{1 \times 8\}, \mu = \infty \text{ и } 1, \quad \{2 \times 4\}, \mu = \infty \text{ и } 1,5 \leq \mu \leq 3.$$

В таблице 5.5 приведены значения r_s , посчитанные для этих ЦАП при помощи уравнений (5.46) и (5.50). А в таблицу 5.6 сведены полученные значения диапазона резисторов S и полного сопротивления R_p .

Выведем выражение для выходного напряжения ЦАП, показанного на рис. 5.19.

Предположим, что $B_k = 1$, а все $B_i = 0$, $i \neq k$. Тогда схему ЦАП можно упростить и представить в виде, показанном на рис. 5.20(а). Если к части схемы, расположенной слева от резистора R , применить теорему об эквивалентном генераторе, всю схему можно еще более упростить. Окончательный вариант схемы приведен на рис. 5.20(б).

Таблица 5.5.

\tilde{N}	μ	r_0	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5	r_6	r_7
1	∞	∞	R	$\frac{2}{3}R$	$\frac{4}{7}R$	$\frac{3}{15}R$	$\frac{16}{11}R$	$\frac{32}{63}R$	$\frac{64}{127}R$
1	1	R	$\frac{1}{2}R$	$\frac{1}{2}R$	$\frac{1}{2}R$	$\frac{1}{2}R$	$\frac{1}{2}R$	$\frac{1}{2}R$	$\frac{1}{2}R$
2	∞	∞	$2R$	$\frac{3}{5}R$	$\frac{32}{21}R$				
2	3	$2R$	$\frac{3}{2}R$	$\frac{3}{2}R$	$\frac{3}{2}R$				
2	2	$\frac{4}{5}R$	$\frac{4}{3}R$	$\frac{16}{11}R$	$\frac{64}{59}R$				
2	1,5	R	$\frac{6}{5}R$	$\frac{24}{17}R$	$\frac{96}{65}R$				

Таблица 5.6.

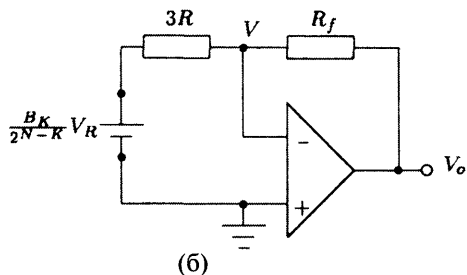
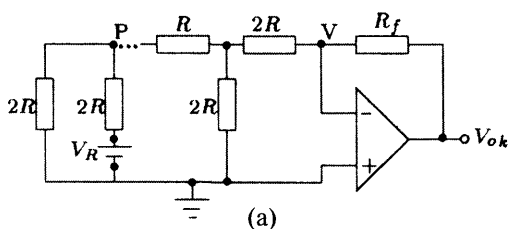
T	m	S	R_i	R_i для ЦАП с одинаковыми резисторами
1	∞	1,98	$12,29R$	
1	1	2,00	$12,50R$	$12,5R$
2	∞	2,00	$17,12R$	
2	3	2,00	$18,50R$	$18,5R$
2	2	2,00	$17,59R$	
2	1,5	2,00	$17,08R$	

Ток I_k в этом случае равен

$$I_k = \frac{V_R}{3R} \frac{B_k}{2^{N-k}}.$$

Применяя теорему о сложении токов, можно записать:

$$I = \frac{V_R}{3R} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{B_k}{2^{N-k}} = \frac{V_R}{3R2^N} \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k = \frac{1}{2 \times 3} \left[\frac{V_R}{2^{N-1} R} \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k \right]. \quad (5.68)$$



Таким образом, ток I и, следовательно, выходное напряжение V_o , пропорциональны десятичному значению входного двоичного сигнала. Сравним выражения (5.68) и (5.8). Коэффициент $[2 \times 3]$ не является случайным: множитель 2 появился из-за того, что значения резисторов были для удобства увеличены в два раза, а множитель 3 — из-за введения в схему ЦАП дополнительного сопротивления, $2R$.

Рис. 5.20. Упрощение схемы ЦАП (частный случай).

5.8. Электронные ключи

В качестве ключей в схемах ЦАП могут быть использованы электронные компоненты такие, как диоды и транзисторы, которые могут быть как биполярными, так и полевыми. Открытый полевой транзистор ведет себя как

обычное сопротивление. При использовании транзисторов в качестве электронных ключей в ЦАП необходимо учитывать их сопротивление в открытом состоянии. Иногда также бывает необходимо принять специальные меры для компенсации влияния температуры, так как сопротивление полевых транзисторов довольно сильно зависит от изменения температуры окружающей среды. В режиме насыщения биполярные транзисторы имеют незначительное сопротивление, но при этом напряжение эмиттер–коллектор не является нулевым. Это остаточное напряжение можно значительно уменьшить, если использовать инверсное включение транзистора [Taub & Schilling, 1977]. Однако в этом случае возникают дополнительные сложности, связанные с подключением таких биполярных ключей в схему ЦАП. Чтобы понять о каких трудностях идет речь, рассмотрим ситуацию, показанную на рис. 5.21. Пара транзисторов, T_1 и T_2 , выполняющая роль однополюсного ключа на два направления, должна быть включена в схему ЦАП, показанную на рис. 5.5, в которой $V_R = 5$ В, а вместо земли используется $-V_R = -5$ В.

Резистор R_e является одним из резисторов ЦАП. Каждый из двух транзисторов работает в инверсном режиме, при этом коллектор выполняет роль эмиттера. Транзистор закрыт, когда напряжение база–коллектор равно 0. Транзистор находится в режиме насыщения, когда напряжение база–коллектор превышает 0,75 В. Из указанных на рис. 5.21 значений напряжений V_{B1} и V_{B2} видно, что оба транзистора работают в противофазе: когда один из них закрыт, другой находится в режиме насыщения и наоборот. Поэтому на незаземленный вывод резистора R_e подается напряжение либо -5 В, либо $+5$ В.

Рассмотрим ситуацию, при которой $V_{B1} = -5$ В, а $V_{B2} = 4,25$ В. В этом случае транзистор T_1 будет закрыт, а T_2 открыт. Тогда напряжение база–эмиттер T_1 , V_{BE1} , равно приблизительно $-9,25$ В. Это очень большое напряжение, которое транзистор, как правило, не выдерживает. Поэтому схема, показанная на рис. 5.21, не используется на практике.

На рис. 5.22 приведена схема электронного ключа, в которой эта проблема решена.

Здесь транзисторы включены по схеме эмиттерного повторителя и работают не в инверсном, а в нормальном режиме. Насыщенный эмиттерный повторитель имеет напряжение смещения, равное 0 [Taub & Schilling, 1977]. На рис. 5.22 на базы транзисторов подается напряжение либо $+6,75$ В, либо $-6,75$ В. В первом случае транзистор T_1 находится в режиме насыщения, и

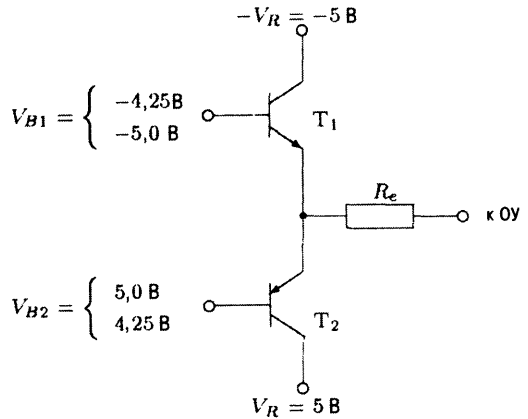


Рис. 5.21. Электронный ключ, построенный на биполярных транзисторах, работающих в инверсном режиме.

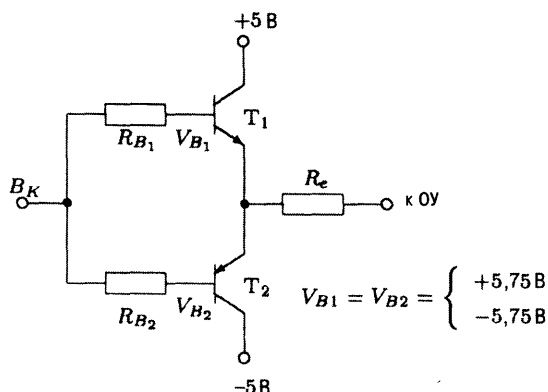


Рис. 5.22. Схема электронного ключа с эмиттерным повторителем.

ная схема электронного ключа, в которой разница управляющих напряжений снижена до 5 В (см. задачу 5.27).

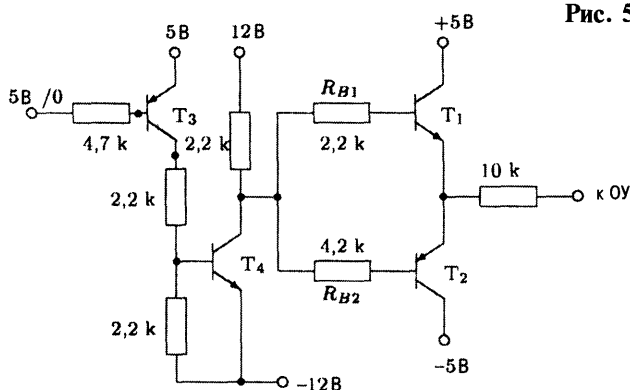


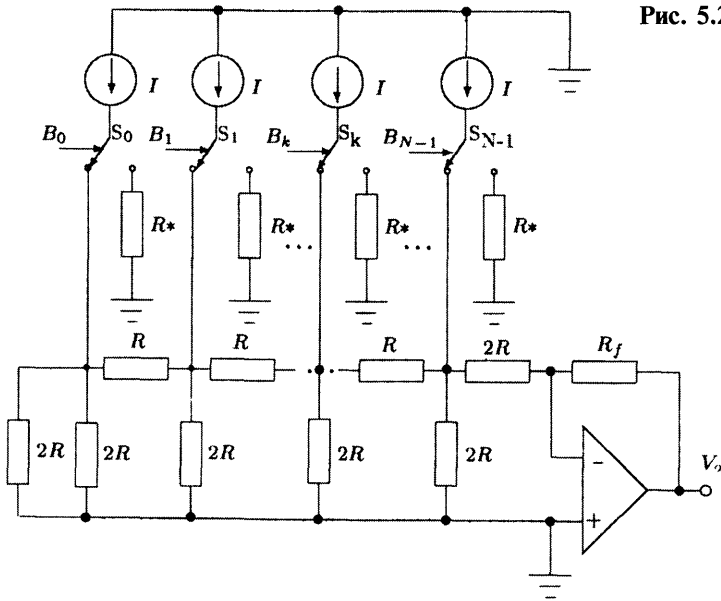
Рис. 5.23. Модифицированная схема электронного ключа.

5.9. ЦАП, управляемые током

Если в схеме на рис. 5.19(а) все последовательные резисторы и источники напряжений заменить эквивалентными схемами с источниками тока, получим ЦАП, управляемый током. Такой ЦАП показан на рис. 5.24. Значения резисторов R^* выбираются равными $(2/3)R$, поскольку, когда ключ S_k подключает источник тока не к ним, а к R-2R цепочке, работают сопротивления, находящиеся слева и равные $(2/3)R$ (см. задачу 5.28).

Модифицированный ЦАП, использующий в качестве электронных ключей дифференциальные усилители, показан на рис. 5.25(а). Если транзистор T_{iA} ($i = 0, 1, 2, 3$) открыт, на ЦАП поступает i -й ток. Когда открыт транзистор T_{iB} , i -й ток уходит на землю.

Рис. 5.24. Многозвенный ЦАП, управляемый током.



При построении быстродействующих ЦАП часто используются ЭСЛ логические элементы. При комнатной температуре у этих элементов уровень логической единицы равен $-0,76$ В, а логического нуля $-1,58$ В. Напряжение на базе выбирается приблизительно посередине между этими двумя уровнями, т.е. $V_B \approx -1,15$ В. Таким образом, когда, например, $MЗР = -1,58$ В, транзистор T_{0B} закрыт, а T_{0A} открыт, а если $MЗР = 0,76$ В, то T_{0B} открыт, а T_{0A} закрыт.

На рис. 5.25(б) показана схема цепи смещения базы. Из рисунка видно:

$$V_B = -V_{EE} + V_Z + V_{D2} + V_{D1} - V_{BE}(T). \quad (5.69)$$

Предполагая, что падение напряжения на диодах и на переходах база-эмиттер составляет $0,75$ В, найдем напряжение на базе:

$$V_B = -8,1 + 6,2 + 0,75 + 0,75 - 0,75 = -1,15 \text{ В}. \quad (5.70)$$

Покажем, что температурные колебания не оказывают значительного влияния на величину тока, поступающего на R-2R цепь ЦАП.

Падение напряжения на резисторе R_e любой пары транзисторов равно

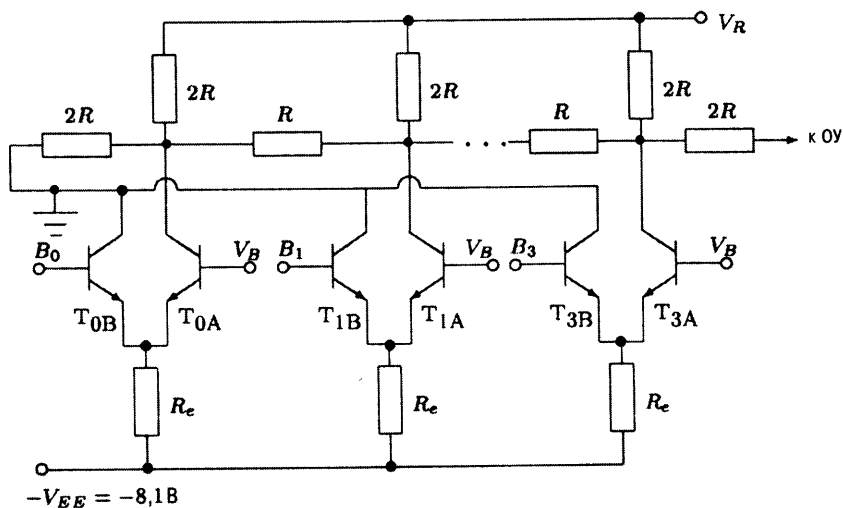
$$V_{Re} = V_B - V_{BE} + V_{EE}.$$

Подставив сюда выражение (5.69) и упростив, получим:

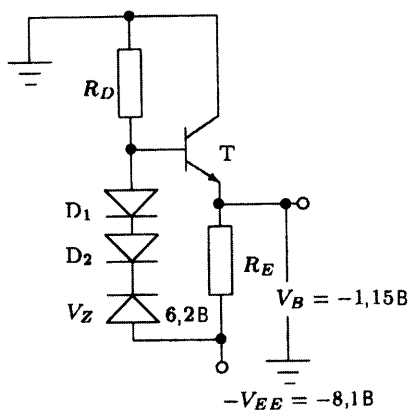
$$V_{Re} = V_Z.$$

Отсюда найдем значение тока:

$$I_{Re} = \frac{V_Z}{R_e}.$$



(а)



(б)

Рис. 5.25. (а) Быстродействующий ЦАП, управляемый током, (б) схема цепи смещения базы.

В зависимости от рабочего напряжения стабилитрона V_Z величина управляющего тока выбирается такой, чтобы температурный коэффициент стабилизации равнялся нулю. Этот ток можно регулировать при помощи резистора R_D в цепи смещения базы. Таким образом, ток эмиттера практически не зависит от температуры. На R-2R цепь ЦАП подается ток коллектора, который мало отличается по величине от тока эмиттера. Следовательно, управляющий ток, поступающий на ЦАП, также не зависит от температуры.

Сравнительный анализ

Для нормальной работы ЦАП, управляемых напряжением, необходимо, чтобы транзисторы в электронных ключах работали либо в режиме глубокого насыщения, либо в режиме глубокой отсечки. Временная задержка, связанная с выводом транзисторов из режима насыщения, часто определяет верхний предел быстродействия ЦАП.

По сравнению с ЦАП, управляемых напряжением, токовые ЦАП имеют преимущество, связанное с тем, что в их ключах транзисторы работают в нормальном режиме, а не в режиме глубокого насыщения. Поскольку транзисторы в ключах не работают в режиме насыщения, устраняются временные задержки, связанные с выводом транзисторов из этого режима. К тому же здесь транзисторы не работают в режиме глубокой отсечки, что также значительно сокращает время, требующееся для перевода транзисторов из режима отсечки в активную рабочую область. Однако неизбежные паразитные емкости, всегда присутствующие в схеме ЦАП, своими зарядными и разрядными эффектами, снижают быстродействие токовых ЦАП. Для того чтобы минимизировать этот эффект, значения резисторов в R-2R цепи стараются выбирать меньше 50 Ом.

На высоких частотах R-2R цепь ведет себя как распределенная линия передач, т.е. токам, приходящим от младших разрядов требуется больше времени, чтобы достичь ОУ, чем токам, приходящим от старших разрядов. Эта разница во времени может привести к довольно большим ступеням на выходном сигнале ЦАП. Покажем это на примере.

Пример 5.13.

В ЦАП, построенном по аналогии с рис. 5.25(а), значение входного цифрового сигнала меняется от 100000 до 011111. Требуется построить зависимость выходного сигнала ОУ от времени. Предполагается, что переключения всех разрядов происходят одновременно.

Решение: СЗР расположен ближе к ОУ, поэтому его ток поступит на ОУ первым. Остальные токи будут подключаться к ОУ постепенно. Последовательность включения разрядов может быть представлена в следующем виде:

100000 → 000000 → 010000 → 011000 → 011100 → 011110 → 011111

В соответствии с этим выходной сигнал ОУ может быть изображен в виде, показанном на рис. 5.26.

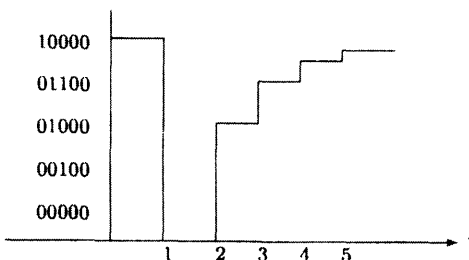


Рис. 5.26. Появление ступеней на выходе ЦАП.

5.10. Инвертирующий многозвенный ЦАП

Если в схеме на рис. 5.19(а) разорвать связи RR' и VV' и соединить RV' и $R'V$, как показано на рис. 5.27, получится еще одна схема ЦАП. Вспомним, что на выходе быстродействующего токового ЦАП, показанного на рис. 5.25(а), могут появляться ступеньки, связанные с наличием в схеме паразитных емкостей (см. рис. 5.26). Отметим, что в инвертирующем многозвенном ЦАП, в отличие от предыдущего ЦАП, все ключи подсоединены прямо к входу ОУ, следовательно, проблема, связанная с временной задержкой при прохождении сигналов, здесь стоит менее остро. Далее отметим, что при любом положении ключа соответствующий резистор подключен к точке с нулевым потенциалом, поэтому ток, протекающий в цепи ЦАП, практически не зависит от положения ключей. Считаем, что в схеме используются ключи с переходным контактом, т.е. такие ключи, в которых переключающий контакт никогда не отсоединяется от нулевого потенциала. Тогда $I = V_R/3R$, а токи в параллельных ветвях ЦАП пропорциональны степени числа 2, как показано на рис. 5.27 (см. задачу 5.35). Поскольку в схеме распределение токов, поступающих на ЦАП, фиксировано, и, следовательно, падение напряжения на резисторах также является постоянным и независимым от положения ключей, здесь будут отсутствовать временные задержки распространения сигналов из-за наличия паразитных емкостей. В обычной многозвенной схеме ЦАП ключам приходится переключать полное значение опорного напряжения, тогда как в инвертирующей схеме напряжения на ключах незначительны.

Из схем на рис. 5.6(а) и 5.21 видно, что токи в первой схеме пропорциональны степени числа 2 из-за использования набора двоично-взвешенных резисторов, а во второй схеме — из-за двоично-взвешенных входных напряжений.

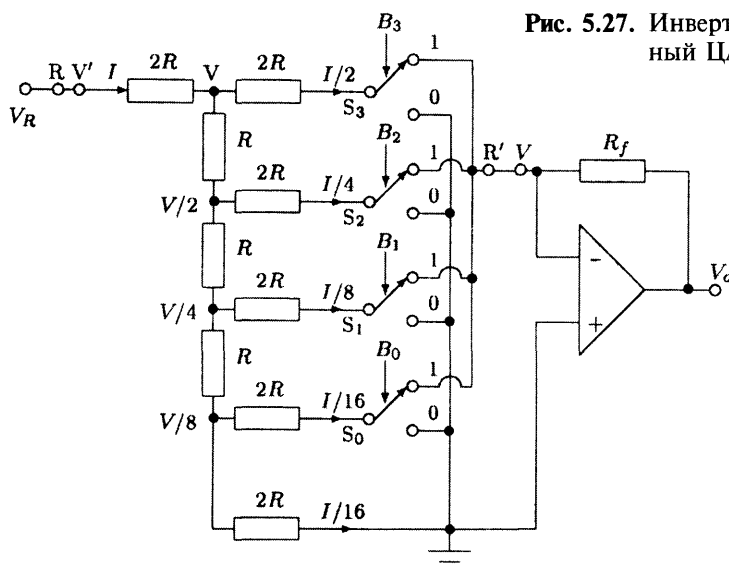


Рис. 5.27. Инвертирующий многозвенный ЦАП.

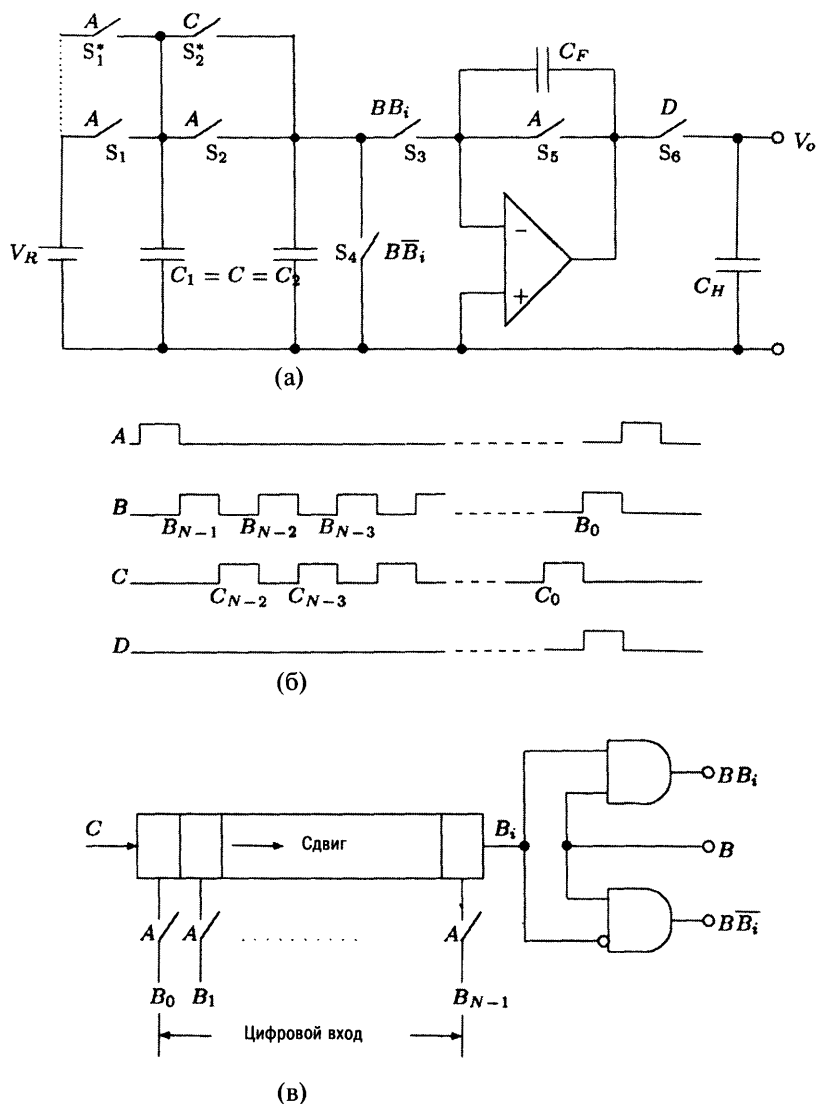


Рис. 5.29. (а) ЦАП с двоично-взвешенными зарядами, (б) временные диаграммы управляющих сигналов, (в) схема формирования сигналов для управления ключами S_4 и S_5 .

этого при помощи ключа S_2^* конденсатор C_2 подсоединяется к C_1 . Заряд Q , хранящийся на C_1 , теперь поровну делится между C_1 и C_2 . Заряд на C_2 становится равным $Q/2$. Этот заряд опять передается либо на конденсатор C_F , либо на землю, в зависимости от того чему равен следующий разряд B_{N-2} : 1 или 0. Эта последовательность действий продолжается до тех пор, пока последний заряд $Q/2^{N-1}$ не будет передан на конденсатор C_{2F} . Таким образом, суммарный заряд на конденсаторе C_F будет определяться выражением:

$$Q_i = \frac{B_{N-1}}{2^0} Q + \frac{B_{N-2}}{2^1} Q + \dots + \frac{B_0}{2^{N-1}} Q = \frac{Q}{2^{N-1}} \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k = \frac{Q}{2^{N-1}} B.$$

Ключи S_2^* , S_3 и S_4 работают в соответствии с управляющими сигналами, показанными на рис. 5.29(а) и временных диаграммах на рис. 5.29(б). Сигналы для управления ключами S_3 и S_4 получаются при помощи сдвигового регистра и логических ключей, соединенных по схеме, представленной на рис. 5.29(в).

В конце цикла преобразований суммарный заряд Q_i при помощи ключа S_6 , управляемого сигналом D , передается на конденсатор захвата C_H . Отметим, что работа этого ЦАП аналогична работе АЦП последовательного приближения. Для корректной работы ЦАП данного типа важно, чтобы заряд делился поровну между конденсаторами C_1 и C_2 даже при наличии в схеме паразитных емкостей. Достичь этого помогает дополнительный ключ S_1^* , показанный на рис. 5.29(а) пунктирной линией. Всего в схему ЦАП с двоично-взвешенными зарядами входят: 8 ключей, 4 конденсатора и 1 ОУ. Поэтому такой тип ЦАП считается достаточно экономичным и точным. Наибольшая точность достигается при применении МОП-технологии. Поскольку в схеме отсутствуют резисторы, ЦАП потребляет очень мало энергии от источника опорного напряжения, который требуется только в начале каждого цикла преобразований. Поэтому в качестве источника опорного напряжения можно использовать простые и недорогие схему. Однако такие ЦАП не обладают высоким быстродействием и требуют дополнительных элементов, поскольку используют последовательное преобразование входных данных. Тем не менее ЦАП данного типа бывают весьма полезны на практике.

5.12. Форматы входных сигналов ЦАП

В таблице 5.7 приведены несколько форматов цифровых входных 3-х разрядных сигналов и соответствующие им значения выходного напряжения.

Таблица 5.7.

Цифровой вход					
Двоичный код	Смещенный двоичный код	Двоичный код со знаком	Дополнение до 2	Дополнение до 1	Аналоговый выход
111					+7 В
110					+6 В
101					+5 В
100					+4 В
011	111	011	011	011	+3 В
010	110	010	010	010	+2 В
001	101	001	001	001	+1 В
000	100	000	000	000	+0 В
				111	−0 В
	011	101	111	110	−1 В
	010	110	110	101	−2 В
	001	111	101	100	−3 В
			100		−4 В

1. Двоичный код

Рассмотрим схему на рис. 5.5. Здесь $V_0 = 0$, когда все разряды равны 0, и V_0 максимально, когда все разряды равны 1. Если $N = 3$, $V_R = -1$, а $R_f = R$, диапазон выходных сигналов составляет 0...7 В. Отсюда видно, что при таком входном формате выходной сигнал будет всегда положительным. ЦАП, имеющий такие сигналы на своих входах, называется ЦАП, работающий в *униполярном двоичном коде*.

2. Смещенный двоичный код

Для смещения выходного сигнала можно применить два способа:

(а) *Использовать дополнительный источник опорного напряжения.*

В этом случае резистор R_k ($k = 0...N - 1$) подключается не к земле, а к соответствующему источнику опорного напряжения $-V_R$. Например, если $V_R = V/2$ В, а $-V_R = V/2$ В, выходной сигнал будет меняться в диапазоне $-3,5...+3,5$ В симметрично относительно 0. Так получается *смещенный двоичный код*.

(б) *Ввести ток смещения*

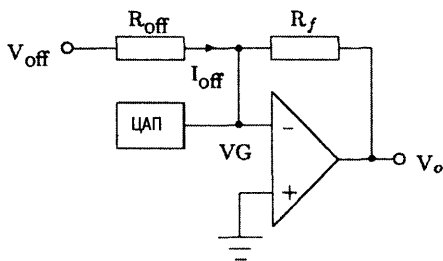


Рис. 5.30. Схема смещения выходного напряжения ЦАП.

Этот способ смещения выходного сигнала показан на рис. 5.30. Ток смещения I_{off} подводится к точке VG . Отметим, что при таком подключении ток, поступающий от набора резисторов ЦАП, и ток смещения не влияют друг на друга. Влияние тока смещения сказывается на выходном напряжении V_o , которое смещается на величину: $-(R_f/R_{off})V_{off}$.

Вышеописанные методы смещения позволяют представлять отрицательные числа в удобном формате. Для примера рассмотрим 3-х разрядный униполярный ЦАП. Если в такой ЦАП ввести цепь смещения, чтобы при входном коде 100, его выходное напряжение равнялось 0, получим ЦАП, работающий в двоичном коде со знаковым разрядом, и его выходное напряжение будет меняться в соответствии с табл. 5.7. Такое представление отрицательных чисел наиболее подходит для случаев, когда ЦАП должен управлять отклонением стрелки измерительного прибора, которая должна двигаться в одну сторону, если СЗР равен 0, или в другую, если СЗР равен 1. Отметим, что при количестве разрядов, равном N , число кодовых комбинаций равно 2^N , которое всегда является четным. Поэтому невозможно подобрать такое смещение, чтобы выходной сигнал менялся точно симметрично относительно 0 В. В связи с этим необходимо, чтобы одна входная кодовая комбинация соответствовала бы выходному напряжению 0 В.

3. Дополнение до 2

Из таблицы 5.7 видно, что дополнение до 2 получается из смещенного двоичного кода, инвертированием СЗР. Следовательно, если на вход

ЦАП поступает смещенный двоичный код с инвертированным СЗР, значит ЦАП работает с сигналом, представленным в виде дополнения до 2.

4. Дополнение до 1

Из таблицы 5.7 видно, что положительные числа от 0 до $+2^{N/2} - 1$, представленные в виде дополнения до 1, совпадают с обычным двоичным кодом. Следовательно, цифровой входной сигнал, соответствующий положительным значениям напряжений, можно подавать непосредственно на входы ЦАП, работающего с нулевым напряжением смещения. Для корректной работы с отрицательными числами, представленными в виде дополнения до 1, ЦАП должен быть смещен на $2^N - 1$ В.

На рис. 5.31 показано, как можно организовать требуемое смещение ЦАП. Можно проверить, что работа этой схемы соответствует таблице 5.7 (см. задачу 5.38). В задаче 5.39 будет рассмотрена альтернативная схема ЦАП, на вход которого подаются сигналы, представленные в виде дополнения до 1.

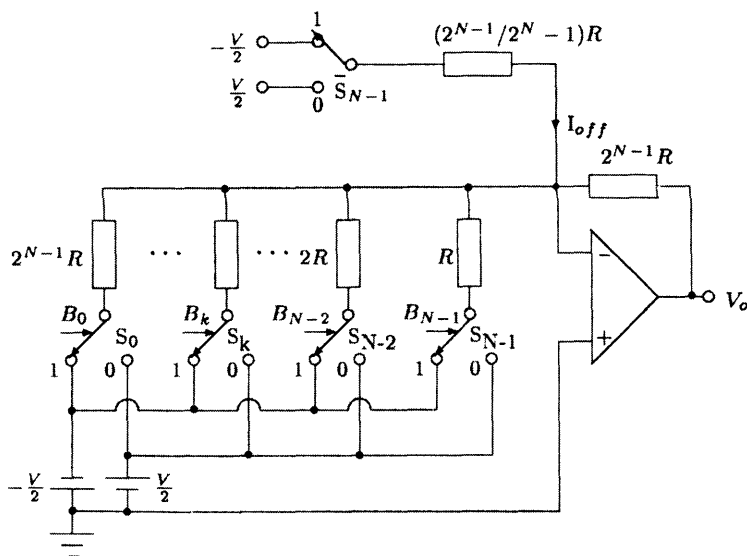
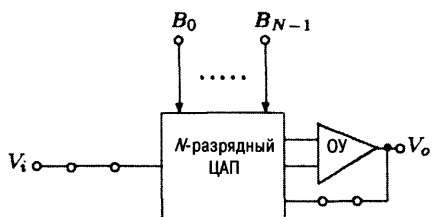


Рис. 5.31. ЦАП, работающий с входными сигналами, представленными в виде дополнения до 1.

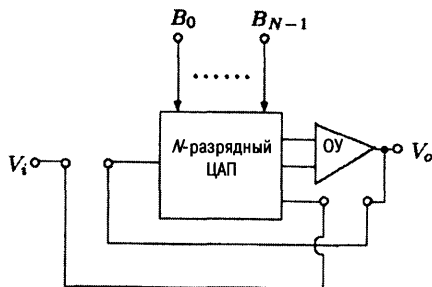
5.13. Гибридные схемы умножителя и делителя

Рассмотрим рис. 5.32(а). На нем показан ЦАП, в котором ОУ вынесен за пределы схемы, а опорное напряжение заменено аналоговым сигналом V_i . Выходной сигнал такого ЦАП можно представить в виде:

$$V_o = B \times V_i.$$



(а)



(б)

Рис. 5.32. (а) Гибридная схема умножителя, (б) гибридная схема делителя.

Отсюда видно, что выходное напряжение представляет собой произведение аналогового входного сигнала V_i и цифрового входного сигнала B . Такая схема ЦАП называется *гибридным умножителем*. Передаточная функция по напряжению такого ЦАП имеет вид:

$$\frac{V_o}{V_i} = B.$$

Если выход ОУ подключить на вход ЦАП там, где был сигнал V_i , а сам V_i подсоединить на выход ЦАП, т.е. выполнить обратное преобразование, как показано на рис. 5.32(б), передаточная функция по напряжению примет следующий вид [Rathore & Singhi, 1980]:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1/B.$$

Теперь выходное напряжение V_o представляет отношение аналогового входного

напряжения V_i и цифрового входного сигнала B . Такая схема называется *гибридным делителем*.

Применение такого делителя было описано в третьей главе, когда рассматривался метод измерения низких частот. Там аналоговый вход V_i поддерживался постоянным и равным -1 В, а вход B был пропорционален цифровому значению периода сигнала T . Следовательно, на выходе схемы получался аналоговый сигнал V_o , пропорциональный $1/T$, т.е. частоте. Поэтому эту схему можно назвать *преобразователем частота—напряжение*.

5.14. Параметры ЦАП

В настоящее время ассортимент выпускаемых микросхем ЦАП довольно широк. Поскольку все они обладают различными характеристиками, необходимо понимать физический смысл параметров ЦАП, приводимых в технической документации и справочниках.

5.14.1. Статические параметры ЦАП

Допустим, что на все входы ЦАП одновременно подается параллельный двоичный код, значения которого меняются от минимального до максимального с шагом, равным 1. Этот входной код преобразуется в дискретные значения выходной аналоговой величины. Совокупность значений выход-

ного сигнала ЦАП x_i в зависимости от значений входного кода α_i называется *характеристикой преобразования* (ХП). В системе координат код – выходная аналоговая величина ХП можно представить либо в виде прямой под некоторым углом к оси абсцисс, либо в виде ступенчатой функции (рис. 5.33). Характерными точками ХП являются ее начальная и конечная точки. За начальное (конечное) значение входного кода принимают значение, при котором номинальное значение выходной аналоговой величины является минимальным x_{\min} (максимальным x_{\max}).

Интервал значений выходной аналоговой величины от начальной до конечной точки называется *диапазоном изменения выходного сигнала*, а разность между ее максимальным и минимальным значениями – *амплитудой* изменения или *полной шкалой преобразователя*. Напомним, что значение дискретного изменения выходной аналоговой величины при изменении значения входного кода на единицу, называется *ступенью* или *шагом квантования*. Для номинальной характеристики ЦАП все ступени квантования равны и определяются следующим выражением:

$$h = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{b - 1},$$

где x_{\min} и x_{\max} – номинальные значения выходной аналоговой величины в начальной и конечной точках ХП, а b – число возможных значений входного кода.

Из этого выражения видно, что номинальное значение ступени квантования, представляющее наименьшее изменение выходной аналоговой величины, является *разрешающей способностью ЦАП*. Разрешающая способность определяет число дискретных значений выходного сигнала преобразователя, составляющих его *предел преобразования*. Чем больше число дискретных значений, тем выше разрешающая способность ЦАП. Двоичный n -разрядный ЦАП имеет 2^n дискретных значений, а его разрешающая способность равна $1/2^n$. Разрешающая способность ЦАП выражается либо в процентах, либо в долях от полной шкалы, либо в единицах выходной аналоговой величины. Например, если 12-ти разрядный ЦАП имеет 10 В полную шкалу, его разрешающая способность будет равна 0,0245% полной шкалы преобразователя или 2,45 мВ.

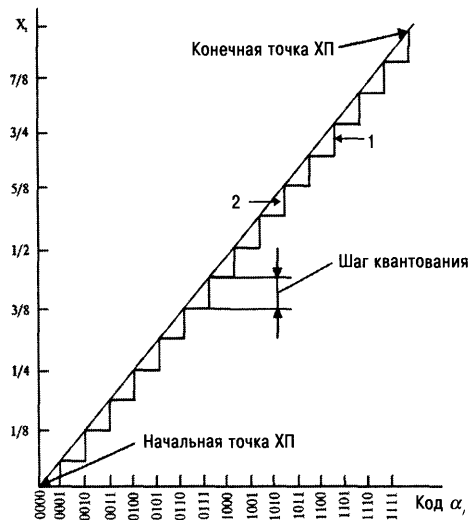


Рис. 5.33. Номинальная ХП 4-х разрядного ЦАП: 1 – характеристика преобразования ЦАП, 2 – прямая, соединяющая начальную и конечную точку ХП.

Дискретность изменения выходного сигнала определяется числом разрядов ЦАП, но при этом возможны отклонения конкретных значений аналоговой величины от их номинальных значений. Эти отклонения не зависят однозначно от числа разрядов ЦАП, а определяются точностью изготовления элементов микросхем. Именно поэтому разрешающая способность не может служить однозначной оценкой точности преобразователя. Для реального преобразователя ступени квантования в разных точках ХП отличаются друг от друга, поэтому на практике подсчитывают среднее значение ступеней квантования, которое называется *младшим значащим разрядом* (МЗР) и является единицей измерения выходной аналоговой величины. Степень совпадения реальной ХП с номинальной определяет *точность* преобразователя, которая количественно выражается соответствующими параметрами: нелинейностью, дифференциальной нелинейностью, смещением начальной точки ХП, отклонением аналоговой величины от номинального значения в конечной точке ХП и т.д.

Нелинейность, или, как ее часто называют, интегральная нелинейность или погрешность линейности, $\Delta_n(\alpha)$ характеризуется отклонением значений реальной ХП от номинальной (рис. 5.34). При этом значение $\Delta_n(\alpha)$ зависит от способа линеаризации, которая может осуществляться по следующим критериям:

- а) по экстремальному критерию: линеаризующая прямая проводится там, где выражение $\Delta_n(\alpha)$ принимает минимальное значение (критерий Чебышева) (рис. 5.34(а)), т.е., когда выполняется условие

$$\min[\Delta_n(\alpha)].$$

- б) по интегральному критерию: линеаризующая прямая проводится там, где выражение

$$\int_{\alpha_{\min}}^{\alpha_{\max}} \Delta_n(\alpha) d\alpha,$$

в котором α_{\min} и α_{\max} — границы диапазона входного сигнала, принимают минимальное значение (критерий Лебега), т.е., когда выполняется условие

$$\min \int_{\alpha_{\min}}^{\alpha_{\max}} \Delta_n(\alpha) d\alpha.$$

- в) по критерию граничных точек (рис. 5.34(б)), когда линеаризующая прямая (1) проходит через начальную и конечную точки реальной ХП (2).

На рис. 5.34 проиллюстрированы два способа линеаризации, из которых следует, что способ линеаризации по критерию Чебышева позволяет уменьшить погрешность Δ_n вдвое по сравнению с методом линеаризации по граничным точкам. В технической документации, как правило, приводится значение нелинейности в точке ХП, где она по абсолютной величине мак-

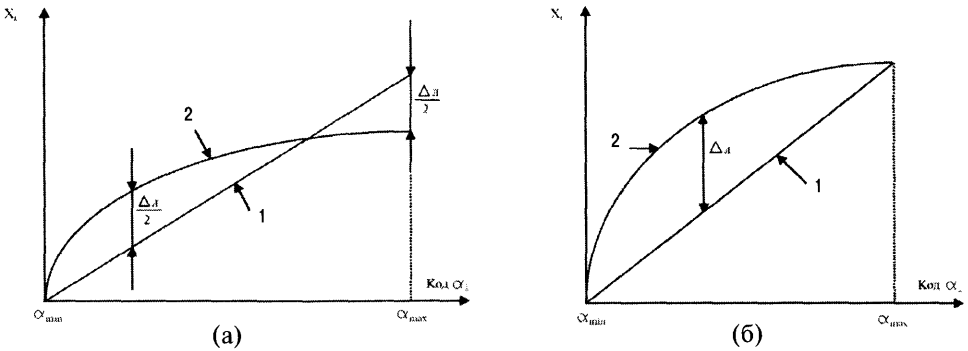


Рис. 5.34. Способы линейризации ХП ЦАП. 1 — линейризирующая прямая, 2 — реальная ХП.

симальна. Нелинейность Δ_d выражается в долях МЗР или в процентах от значения аналоговой величины в конечной точке ХП или в процентах от полной шкалы:

$$\Delta_d = \left(\frac{\Delta x}{h} \right) [\text{МЗР}] \text{ или } \left(\frac{\Delta x}{x_K} \right) \times 100\% = \left(\frac{\Delta x}{x_K - x_H} \right) \times 100\%,$$

где Δx — максимальное отклонение ХП от линейризирующей прямой, x_K и x_H — значение аналоговой величины в конечной и начальной точках ХП. Преобразователь считается линейным, если величина его нелинейности Δ_d не превышает половины МЗР.

Дифференциальная нелинейность определяется отклонением действительных ступеней квантования от их среднего значения, т.е. от МЗР. Дифференциальная нелинейность идеального ЦАП равна 0. Это означает, что при изменении входного сигнала на единицу, его выходной сигнал меняет свое значение на величину МЗР. Для ЦАП обычно указывается значение дифференциальной нелинейности для точки, где это значение по абсолютной величине максимально. Дифференциальная нелинейность $\Delta_{д0}$ также выражается в долях МЗР или в процентах от значения аналоговой величины в конечной точке ХП или в процентах от полной шкалы. Допустимым значением дифференциальной нелинейности считается $\pm 1/2$ МЗР.

Дифференциальная нелинейность имеет прямую связь с монотонностью ХП. Под *монотонностью* понимается постоянство знака приращения выходной величины при последовательном изменении значения входного кода. Если дифференциальная нелинейность в некоторой точке по абсолютной величине превышает величину МЗР, это означает, что приращение выходной аналоговой величины в этой точке может иметь противоположное предыдущей точке направление или быть больше двойной номинальной ступени квантования (рис. 5.35). Таким образом, условие монотонности ХП имеет вид:

$$-1\text{МЗР} \leq \Delta_{д0} \leq +1\text{МЗР}.$$

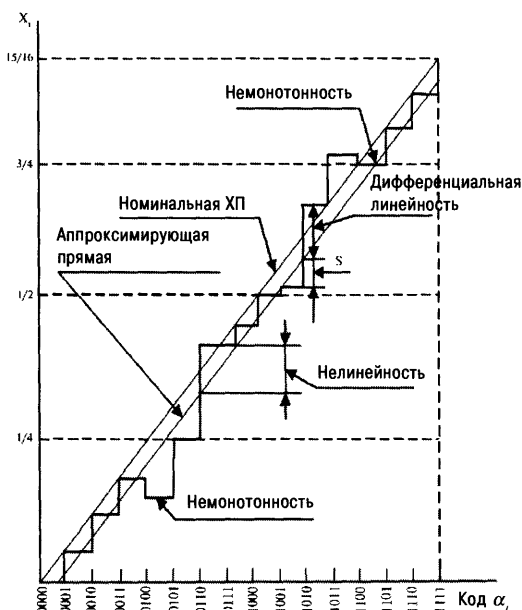


Рис. 5.35. Дифференциальная нелинейность и немонотонность ХП ЦАП.

Коэффициент преобразования — это отношение приращения выходного сигнала к приращению входного сигнала для линейной ХП. Коэффициент преобразования определяет угол наклона прямой, аппроксимирующей реальную ХП. По числовому значению и размерности коэффициент преобразования совпадает со средним значением ступени квантования. Отклонение реальной ХП от номинальной из-за различия коэффициентов преобразования оценивают в конечной точке ХП, и называют *максимальным отклонением выходной величины или абсолютной погрешностью полной шкалы* $\Delta_{\text{пш}}$ (рис. 5.36). Эта погрешность может появиться из-за погрешностей опорного напряжения, разброса значений номиналов резисторов многозвенного резистивного делителя, нестабильности коэффициента усиления усилителя и т.д.

Возможно также отклонение ХП от номинальной в виде параллельного сдвига. Параллельный сдвиг характеристики оценивают относительно начала координат и называют *напряжением смещения нуля или погрешностью нуля* выходной аналоговой величины. Это отклонение ХП, также как и $\Delta_{\text{пш}}$, может быть устранено внешними регулируемыми устройствами.

Приведенные параметры характеризуют точность ЦАП в определенных неизменных условиях эксплуатации. Для описания поведения ЦАП в условиях переменных внешних факторов используют параметры, характеризующие стабильность микросхем в этих условиях. К ним относятся температурные коэффициенты вышеописанных параметров и коэффициенты влияния на них нестабильности источников напряжения питания.

Допустимое напряжение на выходе — это интервал значений напряжения, в пределах которого изменение выходного тока не превышает заданного значения. Аналогично этому вводится понятие *допустимого диапазона тока на выходе*.

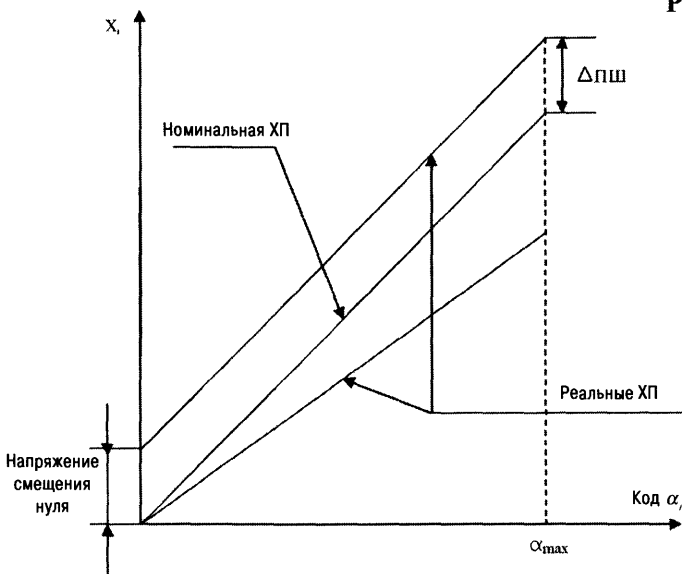


Рис. 5.36. Характеристики преобразования ЦАП с отклонениями в начальной и конечной точках.

5.14.2. Динамические параметры ЦАП

Информация на выходе ЦАП считается достоверной только после окончания всех переходных процессов. Длительность переходных процессов определяет *быстродействие ЦАП*. Параметры, характеризующие быстродействие, называются динамическими параметрами ЦАП.

Время установления выходного сигнала ЦАП определяется как интервал времени, в течение которого выходной аналоговый сигнал при смене кодовой комбинации на его входах достигает своего установившегося значения с некоторой допустимой погрешностью, равной, как правило, \pm МЗР. В зависимости от типа ЦАП это может быть время установления выходного тока или время установления выходного напряжения. В большинстве случаев в справочниках приводится время установления при скачкообразном изменении входного кода от минимального до максимального значения или наоборот. На рис. 5.37 время установления выходного сигнала обозначено t_1 .

Время задержки распространения выходного сигнала — время от момента достижения входным уровнем половины амплитуды до момента достижения выходной аналоговой величиной половины установившегося значения (время t_2 на рис. 5.37)

Время нарастания выходного сигнала — время, за которое выходная аналоговая величина изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения (время t_3 на рис. 5.37).

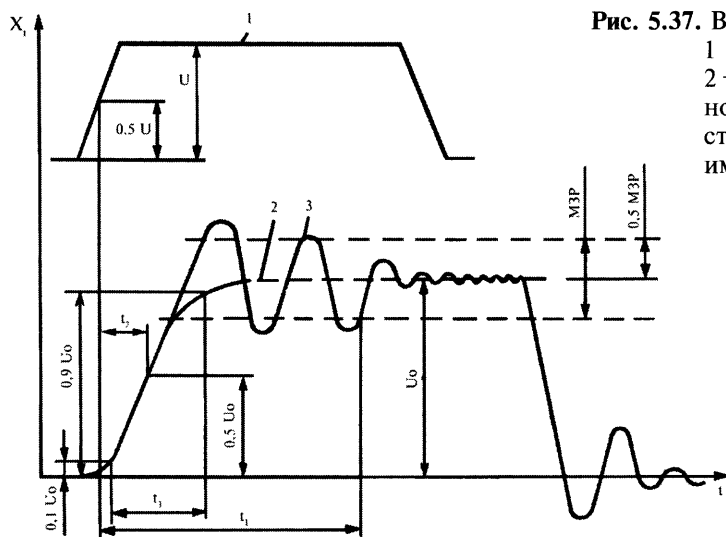


Рис. 5.37. Выходной сигнал ЦАП: 1 — тестовый импульс, 2 — номинальный выходной импульс, 3 — действительный выходной импульс.

5.14.3. Измерение статических и динамических параметров ЦАП

Определение статических параметров ЦАП

Статические параметры ЦАП можно определить при помощи цифрового вольтметра или миллиамперметра. Для этого можно использовать структурную схему, показанную на рис. 5.38.

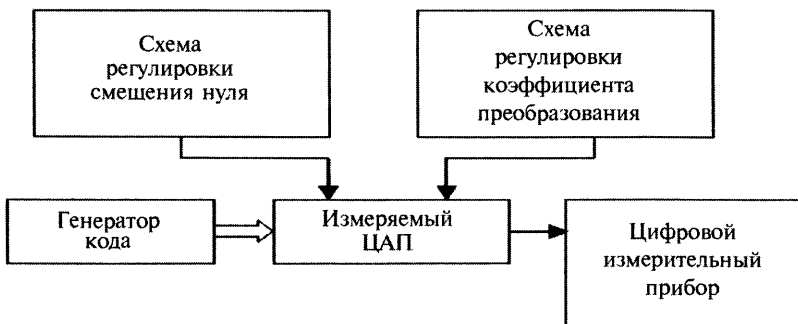


Рис. 5.38. Измерение ХП ЦАП с помощью цифрового прибора.

Алгоритм определения статических параметров может быть следующим. На измеряемый ЦАП от генератора кода сначала подается код, соответствующий нулевому значению выходного напряжения. Измеренное цифровым прибором значение является напряжением смещения нуля. Затем подается конечное значение кода и по отклонению выходного напряжения от номинального значения определяется коэффициент преобразования. Измерение

напряжения смещения нуля и коэффициента преобразования производится при отключенных схемах регулировки. После чего эти схемы подключаются и устанавливаются номинальные значения выходного напряжения в конечных точках ХП. Далее на вход измеряемого ЦАП от генератора кода последовательно подаются коды, соответствующие проверяемым точкам, и измеряется полученная выходная величина. Отклонение ее от номинальных значений, соответствующих этим точкам, пропорционально нелинейности. Класс точности цифрового прибора выбирается, исходя из требований обеспечения точности измерения нелинейности и дифференциальной нелинейности. В качестве измерительного прибора рекомендуется применять приборы, с малой нелинейностью.

Определение динамических параметров ЦАП

Динамические свойства ЦАП определяются, в основном, временем установления выходного напряжения и тока, поэтому остановимся на определении именно этого параметра. Другие динамические параметры измеряются при проведении опытно-конструкторских работ методами импульсной техники с применением вычислительных осциллографов, что в данной книге рассматриваться не будет.

На рис. 5.39 приведена структурная схема измерения времени установления выходного сигнала ЦАП, в которой выходной сигнал преобразователя обрабатывается при помощи трех компараторов напряжения (КН) с последующим цифровым измерением временного интервала.

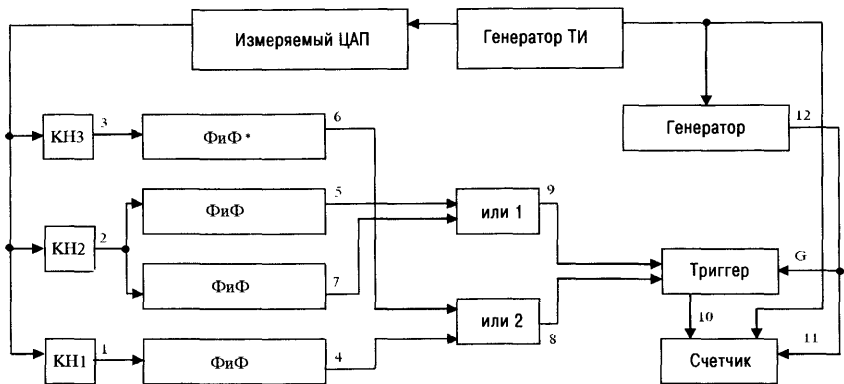


Рис. 5.39. Схема измерения времени установления выходного сигнала ЦАП.

В исходном состоянии на компараторы напряжения сигналы не подаются, и на их выходах устанавливаются уровни логического нуля. С появлением на входах ЦАП запускающего импульса от генератора тактовых импульсов (ТИ) счетчик переходит в исходное нулевое состояние и начинает считать тактовые импульсы. Выходной сигнал ЦАП поступает на входы компарато-

ров, которые имеют соответственно настроенные уровни срабатывания. Выходные сигналы компараторов управляют работой формирователей импульсов среза и фронта (ФиФ) и при помощи логических элементов вырабатывают импульсы, прекращающие работу счетчика в момент входа выходного сигнала ЦАП в заданную зону.

Задачи

- 5.1. На рис. 5.5 показан 8-ми разрядный ЦАП, в котором $V_R = 10$ В, резистор R , соответствующий СЗР, равен 20 кОм, а $R_f = 10$ кОм. Найдите значение выходного напряжения, соответствующее входному сигналу: 10101010.
- 5.2. Максимальное выходное напряжение 12-ти разрядного ЦАП равно 10 В. Погрешность ЦАП, возникающая из-за ухода значений компонентов схемы, равна ΔV . Определите, как изменится ΔV , если МЗР перестанет быть значащим.
- 5.3. На рис. 5.3(в) показано, как построить ЦАП с уменьшенным количеством ключей. Проверьте, что в такой схеме коэффициент усиления, равный 0, можно получить при помощи ключей 0, 2 вместо 2 и 1 вместо 0, 1.
- 5.4. Разработайте все варианты 6-ти разрядных двухкаскадных ЦАП с взвешенными резисторами.
- 5.5. На рис. 5.6(б) показан (N_1, N_2) -ЦАП с взвешенными резисторами, в котором сопротивление R_1 включено между узлом А и точкой заземления. Определите значения r_1 и R_1 , при которых ЦАП имеет минимальное полное сопротивление.
- 5.6. Если в уравнении (5.23) r_1 принять равным R , значение полного сопротивления может быть уменьшено только при условии, что величина R_1 будет отрицательной. Проверьте это.
- 5.7. Определите значение r_1 , если в качестве преобразователя 2-х разрядного двоичного кода в аналоговый сигнал используется ЦАП, показанный на рис. 5.8(iii).
- 5.8. Выведите выражение для определения количества возможных вариантов N -разрядных многокаскадных ЦАП.
- 5.9. Проверьте, что число возможных вариантов ЦАП со взвешенными резисторами определяется по формуле:

$$N_{N-\text{ЦАП}} = \frac{1}{\sqrt{5}} \left[\left(\frac{1+\sqrt{5}}{2} \right)^N - \left(\frac{1-\sqrt{5}}{2} \right)^N \right].$$

- 5.10. (а) N -разрядный ЦАП имеет N возможных вариантов многокаскадных ЦАП. Определите, чему равно N .
 (б) N -разрядный ЦАП имеет N^2 возможных вариантов многокаскадных ЦАП. Определите, чему равно N .

- 5.11. Разработайте все возможные варианты 8-ми разрядных многокаскадных ЦАП и для каждого варианта ЦАП определите диапазон значений резисторов. Убедитесь, что минимальный диапазон значений резисторов получается при $N_1 = 4$.
- 5.12. Разработайте схему для преобразования 3-х разрядного двоичного кода в аналоговый сигнал.
- 5.13. N -разрядный многокаскадный ЦАП реализован в виде следующей конфигурации: $\{N_1, N_2, \dots, N_{L-1}, N_L\}$, при этом каждый каскад имеет минимальный диапазон значений резисторов. Докажите, что диапазон значений резисторов всего ЦАП определяется выражением:

$$S = \begin{cases} S_1, & N = z = 3x + y \\ 1,5S_1, & N \neq z \end{cases},$$

где x — целое число, $y = 0$ или 2...или $x - 1$. Проверьте Ваш результат для $x = 4$. Модифицируйте схему так, чтобы $S = S_1$ независимо от значения N .

- 5.14. N -разрядный многокаскадный ЦАП реализован в виде следующей конфигурации: $\{2, 2, \dots, 2, 2\}$. Докажите, что его полное сопротивление равно

$$R_t = \frac{1}{18} [21N + 2^{N+2} - 4]$$

Определите значение R_t при $N = 8$.

- 5.15. N -разрядный многокаскадный ЦАП реализован в виде следующей конфигурации: $\{N/2, N/4, N/8, N/16, \dots, 2, 2\}$. Выведите соотношение для его полного сопротивления.
- 5.16. Докажите, что R_t минимально для N -разрядного ЦАП, реализованного в виде следующей конфигурации: $\{N/2, N/4, N/8, N/16, \dots, 2, 2\}$.
- 5.17. Подтвердите или опровергните утверждение, что общее число вариантов N -разрядных многозвенных ЦАП из L каскадов ($L > 1$) определяется выражением:

$$N_{N-\text{ЦАП}} = 2^{N-1} - 1.$$

- 5.18. Докажите, что N -разрядный ЦАП имеет минимальный диапазон значений резисторов, если он реализован в виде: $\{1 \times N\}$ ЦАП при $r_o = \infty$.
- 5.19. Покажите, что ЦАП с произвольным количеством разрядов N имеет минимальный диапазон резисторов, равный $2^{\tilde{N}-1}$, если $\mu_L \leq \mu \leq \mu_M$.
- 5.20. Определите значения R_1 и R_2 для двухкаскадного ЦАП с поразрядно взвешенными токами, показанного на рис. P5.20.
- 5.21. Покажите, что в 2R-3R-4R ЦАП количество звеньев N является нечетным числом, если резистор 2R, соответствующий МЗР, равен ∞ , а $r_o = R$.
- 5.22. В многозвенном ЦАП используются одинаковые резисторы, равные R . Докажите, что при $\tilde{N} = 1, 2$ минимальное полное сопротивление равно $(3N - 1)R$.

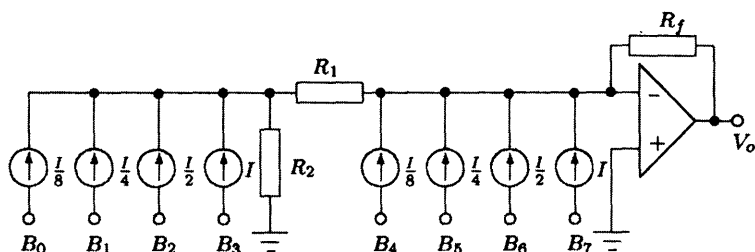
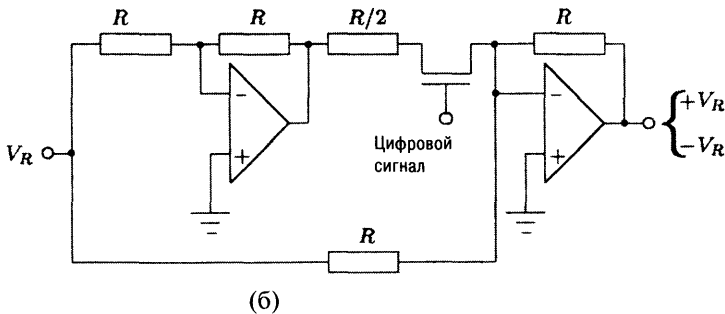
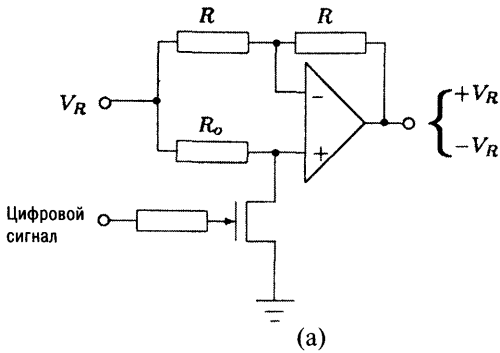


Рис. P5.20.

- 5.23. Разработайте 8-ми разрядный многозвенный ЦАП, который имеет:
 1. наименьшее число резисторов,
 2. наименьший диапазон значений резисторов,
 3. минимальное полное сопротивление,
 4. наибольшее количество одинаковых резисторов.
- 5.24. Выведите условия для μ , при которых r_0 равен одному из резисторов последовательной ветви многозвенного ЦАП. Докажите, что при $\mu = 2^N - 2$, $r_0 = r_1$.
- 5.25. В N -разрядном многозвенном R-2R ЦАП, показанном на рис. 5.19(а), все резисторы имеют величину R или $2R$, кроме резистора $2R$, соответствующего СЗР, значение которого изменилось и стало равным $2R(1 + \delta)$. Выведите выражение для V_o . Определите для случая $N = 10$, как изменится δ , если МЗР перестанет быть значащим.
- 5.26. Покажите, что преобразователь, показанный на рис. 5.19(а), будет работать как ЦАП, даже если резистор $2R$, соединенный со входом ОУ, заменить на кусок проводника. Объясните, зачем в схеме нужен этот резистор.
- 5.27. Определите значения всех резисторов, показанных в схеме на рис. 5.23.
- 5.28. Покажите, что в схеме на рис. 5.24 значение сопротивления звеньев, находящихся слева от любого ключа, равно $(2/3)R$.
- 5.29. Определите, можно ли использовать схемы, показанные на рис. P5.29, в качестве ключей для ЦАП на рис. 5.6.
- 5.30. В схеме на рис. 5.24 $R = 1$ кОм, $R_f = 2$ кОм, $I = 10$ мА. Напишите уравнение для выходного напряжения V_o .
- 5.31. В схеме на рис. 5.25(а) $R = 100$ Ом, $R_f = 200$ Ом. Найдите такое значение R_e , чтобы выходное напряжение ОУ не превышало уровня 1 В.
- 5.32. Найдите напряжение стабилизации V_Z стабилитрона, обеспечивающее $V_B = -1,15$ В. Считается, что падение напряжения на диодах и на переходе база-эмиттер равно 0,75 В, а $-V_{EE} = -8,1$ В. Определите при каком значении сопротивления R_D , ток через резисторы R_e на рис. 5.25(а) не будет зависеть от температуры. Предполагается, что температурный коэффициент напряжения стабилизации равен 0, если ток через стабилизатор равен 2,5 мА.
- 5.33. В схеме 4-х разрядного ЦАП, показанного на рис. 5.25(а), значение входного сигнала меняется от 1000 до 0110. Нарисуйте зависимость выходного напряжения V_o от времени t по аналогии с рис. 5.26. Считается, что все ключи в схеме срабатывают одновременно.

Рис. P5.29.



- 5.34. ЦАП, показанный на рис. 5.27, построен из схемы на рис. 5.19(а) на основе следующей теоремы: «Передаточная функция по напряжению останется неизменной, если поменять местами соединения, идущие к инвертирующему входу ОУ и входу источника опорного напряжения V_R ». Докажите эту теорему.
- 5.35. Для схемы на рис. 5.27 покажите, что ток от источника опорного напряжения V_R равен $V_R/3R$. Найдите значения токов, протекающих через все резисторы ЦАП.
- 5.36. Покажите, как сделать значения токов, протекающих через резисторы ЦАП на рис.5.28, независимыми от температуры.
- 5.37. Разработайте 3-х разрядный ЦАП, на вход которого поступают сигналы, представленные в виде дополнения до 2.
- 5.38. Проверьте, что ЦАП, показанный на рис. 5.31, работает корректно с входными сигналами, представленными в виде дополнения до 1.
- 5.39. Покажите, что работа схемы, показанной на рис. 5.31 не изменится, если из нее убрать ключ S_{N-1} , ключ S_{N-1} заменить на ключ S_{N-1} , а сопротивление $R_{N-1}R$ заменить на $(2^{N-1})/(2^{N-1} - 1)R$.
- 5.40. Покажите, как можно сделать ЦАП, показанный на рис. 5.29(а), точным и нечувствительным к помехам.
- 5.41. Схема на рис. 5.32(б) получена методом обратного преобразования. В работе [Rathore & Singhi, 1980] рассмотрены еще несколько примеров различных преобразований. Покажите, как можно преобразовать схему, показанную на рис. 5.6(а).

- 5.42. Преобразуйте 8-ми разрядный ЦАП в 10-ти разрядный при помощи двух поразрядно взвешенных резисторов, формирующих два старших разряда. Можно ли при помощи резисторов получить два дополнительных младших разряда?

Литература

- Current K.W.** 1982, *Quaternary-to-analog conversion with resistive ladders*, IEEE Proc., vol. 70, pp. 408-409.
- Faruque S.M., Bhattacharyya B. B. & Rathore T. S.:** 1992, *A switched-capacitor based digital-to-analog converter*, J. IE (India), ET-Division, vol. 72, pp. 115-116.
- Faulkner E.A.** 1983, *Improved method of digital/analog and analog/ digital conversion*, Electron. Lett., vol. 19, pp. 896-897.
- Rathore T.S.:** 1993, *A systematic derivation and design of digital to analog converters*, National Symposium on "Trends in Instrumentation", Visakhapatnam.
- Rathore T.S.:** 1998, *Optimised weighted-resistor digital to analog converter*, IEEE Proc. (Circuits, Devices & Syst.), vol. 145, pp. 197-200.
- Rathore T.S.:** 1999, *A novel ladder digital to analog converter*, IETE J. Edn, vol. 40, pp. 21-22.
- Rathore T.S. & Jain A.:** 1998, *A new economical 2R-3R-4R ladder digital to analog converter*, J. IETE (1), vol. 15, pp. 289-290.
- Rathore T.S. & Jain A.:** 1999, *Abundance of ladder digital to analog converters*, Proc. 16th IEEE IMTC, Venice, Italy, pp. 515-520.
- Rathore T.S. & Satisch S.C.:** 1995, *A generalized digital to analog converter*, 38th Midwest Symp. on Circuits & Syst., Rio de Janeiro, Brasil.
- Rathore T.S. & Singhi B.M.:** 1980, *Network transformations*, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-27, pp. 57-59.
- Servers M.L.:** 1985, *A computer controlled attenuator for audiological testing*, J. Clinical Engg., vol. 10, pp. 317-321.
- Singh R., Singh S.P. & Bhattacharyya B.** 1992, *A fast and area-efficiency BWC array D/A and A/D conversion scheme*, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 36, pp. 912-916.
- Taub H. & Schilling D.:** 1977, *Digiital Integrated Electronics* McGraw Hill.
- Yee Y.S., Terman L.M. & Heller L.G.:** 1979, *A two-stage weighted-capacitor network for D/A-A/D conversion*, IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-14, pp. 778-781.

ГЛАВА 6

АЦП И СПОСОБЫ СОПРЯЖЕНИЯ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМИ СИСТЕМАМИ

Измерение — это сравнение двух величин. Как правило, одна величина эталон, т.е. известная, другая — неизвестная. Во многих процессах измерения человек является решающим звеном. Например, Вы смотрите напряжение на стрелочном вольтметре или пытаетесь разглядеть измерительную шкалу на штангенциркуле. Человек принимает решение о конкретном значении. Только результат измерения в виде конкретного значения имеет смысл.

Любой аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) является измерительным устройством, в котором происходит сравнение с опорной величиной — напряжением или временем. Сравнение происходит в двоичной системе счисления. И так как из процесса измерения исключается человек, то повышается точность измерения, уменьшается время измерения и появляется возможность хранения и обработки больших массивов данных. С появлением и развитием компьютерных технологий роль АЦП возрастает и её трудно переоценить.

Одним из самых распространенных устройств на базе АЦП является плата сбора данных.

В этой книге и во многих других различают условия при организации процесса измерения с помощью АЦП: измеряемый параметр (чаще всего входное напряжение) за время измерения (преобразования) остаётся постоянным или изменяется. ГОСТ говорит о том, что за время измерения неизвестная входная величина не должна измениться на величину большую, чем половина младшего значащего разряда. Если это не так, то Вы неправильно используете АЦП. Поэтому и введены так называемые динамические параметры. По ним можно сразу до эксперимента оценить правильность выбранного АЦП или платы сбора данных. АЦП часто называют преобразователем формы информации (сигнала), имея ввиду, что аналоговая форма информационного сообщения заменяется цифровой (дискретной) формой.

При этом неизбежна потеря части информации. Для того, чтобы уменьшить потери, увеличивают число уровней компарирования (разрядность).

Центр АЦП ЗАО Руднев–Шиляев уже более 10 лет занимается проблемами аналогово-цифрового преобразования. За это время были разработаны оригинальные методики для измерения более 27 параметров АЦП. Знание этих параметров позволяет более корректно решать задачу применения АЦП в реальных условиях и дают возможность до эксперимента оценить погрешности, вносимые всем аналогово-цифровым каналом в конечный результат измерения.

При применении АЦП стоит обратить внимание на следующее:

1. Погрешность АЦП минимальна при максимальном входном размахе сигнала на входе. При уменьшении амплитуды входного сигнала погрешность возрастает. Если в аналоговых приборах точности падают на границах шкалы, то в АЦП это не так. Поэтому при измерении сигнала, например с помощью 12 разрядного АЦП, надо учитывать, что если сигнал не максимальной амплитуды, то точность не соответствует 12 разрядам.
2. Многие Производители приводят несущественные параметры. Например, рассматривается 12 разрядный АЦП с частотой преобразования 1 МГц, полоса входного сигнала не более 500 кГц. Приводится параметр – так называемый «джиттер» или апертурная неопределённость 10 пс. Простейший расчёт показывает, что данный параметр не доминирующий, а ничтожно мал для данного применения.
3. В общем случае, согласно теореме Котельникова (Найквиста), в силу дискретности процесса, полоса входного сигнала должна быть ограничена. Т.к. крутизна фильтра на входе конечна, Пользователь должен выбирать частоту дискретизации не по полосе входного сигнала, а по частоте фильтра, где он имеет спад, соответствующий точности, с которой производится измерение.
4. В многоканальных системах с мультиплексором на входе надо рассчитывать быстродействие АЦП с учётом всего аналогово-цифрового канала. Даже измерение медленноменяющихся величин на каждом канале приводит к динамическим изменениям (прыжкам) напряжения после мультиплексора.

Хотелось пожелать Всем успешного эффективного использования АЦП. С помощью плат сбора данных можно автоматизировать не только производство, но и научные исследования. Платы сбора данных отличаются от обычных измерительных приборов гибкостью настройки на решение конкретной задачи, возможностью модификации с помощью программного обеспечения и дополнения специфических функциональных возможностей, а также быстрым прогрессом параметров.

6.1. Введение

Цифровые сигналы — это сигналы, скачкообразно меняющие свое состояние между двумя известными уровнями. Аналоговые сигналы могут принимать любые значения из непрерывного ряда. На практике с аналоговыми сигналами бывает не всегда удобно работать, поэтому их часто при помощи АЦП преобразуют в цифровой код. Это дает возможность применять цифровые методы обработки. Приведем некоторые преимущества цифровых сигналов:

1. Такие сигналы могут быть представлены на цифровом дисплее в виде четком и удобном для считывания.
2. При передаче сигналов на большие расстояния на них неизбежно накладываются случайные, неподдающиеся прогнозированию помехи. Помехоустойчивость цифровых сигналов намного выше, чем аналоговых.
3. Для обработки сигналов может применяться эффективная цифровая фильтрация.
4. Для обработки цифровых сигналов могут использоваться микропроцессоры и компьютеры.
5. По одной линии могут одновременно передаваться несколько цифровых сигналов.

АЦП входит в состав практически всех современных измерительных систем. Наиболее распространенным измерительным прибором является цифровой вольтметр (ЦВ) — прибор, измеряющий аналоговый сигнал напряжения и отображающий на дисплее полученный результат в виде десятичных чисел. Из рис. 1.1 видно, что цифровой вольтметр состоит из АЦП, дешифратора и дисплея. Тип ЦВ зависит от вида используемого АЦП. Поэтому эта глава начинается с изучения разных типов АЦП.

В этой главе будут рассмотрены не только принципы построения цифровых вольтметров, но и принципы построения процессорных измерительных систем.

6.2. Аналого-цифровые преобразователи косвенного типа

На рис. 6.1 приведена часть схемы с рис. 1.1, которая по своей сути является АЦП.

Очевидно, что можно разработать столько видов АЦП, сколько существует вариантов преобразователей напряжение—время (ПНВ). Если в схеме на рис. 6.1 ПНВ заменить на преобразователь напряжение—частота (ПНЧ), получится АЦП, показанный на рис. 6.2.



Рис. 6.1. АЦП, на основе преобразователя напряжение-время.

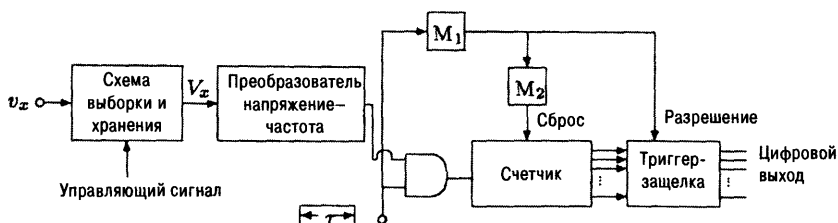


Рис. 6.2. АЦП, на основе преобразователя напряжение-частота.

Можно увеличить помехозащищенность АЦП, исключив из него схему выборки и хранения. Выходные импульсы ПНЧ, соответствующие аналоговому входному сигналу, подсчитываются в течение известного интервала времени τ . Следовательно, если на сигнал накладывается симметричный шум, период которого равен или кратен τ , среднее значение этого шума будет равно или близко к нулю. Таким образом, при выборе τ , равным или кратным 20 мс, можно избавиться от сетевых помех.

АЦП, показанные на рис. 6.1 и 6.2, относятся к АЦП косвенного типа, поскольку для преобразования сигналов они используют ПНВ или ПНЧ. АЦП, преобразующие аналоговое напряжение в цифровой код без использования ПНВ и ПНЧ, называются АЦП прямого действия.

6.2.1. Преобразователи напряжение-время

Существует много вариантов таких преобразователей. Рассмотрим некоторые из них.

Преобразователи напряжение-время однократного интегрирования

(а) Преобразователи напряжение-время, построенные на основе компаратора и одновибратора

На рис. 6.3(а) показан ПНВ, построенный на основе компаратора и одновибратора, а на рис. 6.3(б) изображены соответствующие ему временные диаграммы сигналов.

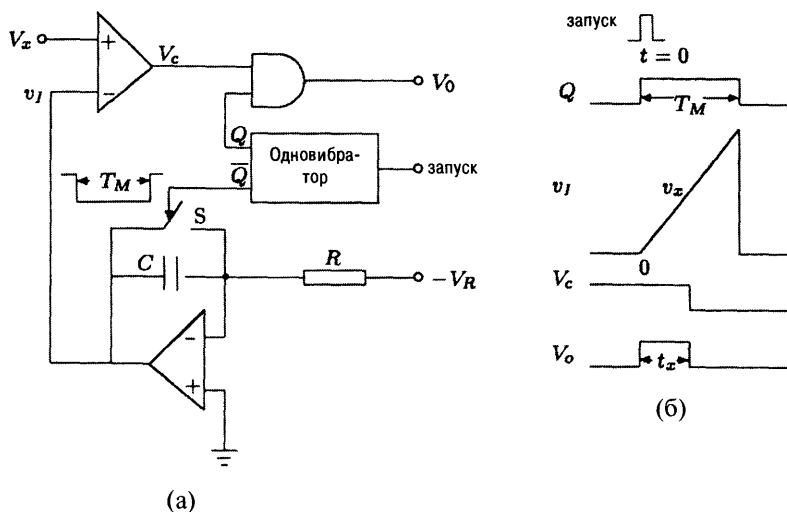


Рис. 6.3. (а) Преобразователь напряжение–время на основе компаратора и одновибратора, (б) временные диаграммы сигналов.

В начальный момент времени $t = 0^-$, выходной сигнал одновибратора $Q = 0$, а обратный ему сигнал равен 1. Следовательно, ключ S закрыт, $v_I = 0$, $V_c = 1$, а уровень сигнала V_o будет НИЗКИМ. В момент времени $t = 0$ запускается одновибратор: $Q = 1$, уровень сигнала V_o становится ВЫСОКИМ, ключ S открывается, а выходной сигнал интегратора начинает линейно нарастать. В момент времени $t = t_x$, напряжение v_I становится равным V_x . В этот момент срабатывает компаратор, и уровень сигналов V_c и V_o становится НИЗКИМ. Из схемы и временных диаграмм сигналов видно, что

$$t_x = RC \frac{V_x}{V_R}. \quad (6.1)$$

Отметим, что ширина импульса одновибратора T_M должна быть больше значения t_{xmax} , соответствующего максимальному напряжению V_x . Значит, следующее преобразование может начаться не ранее, чем через время T_M .

В другом варианте преобразователя напряжение–время, показанном на рис. 6.4, используется компаратор и мультивибратор. В этом случае ширина выходного импульса t_x также пропорциональна напряжению V_x .

(б) Преобразователь напряжение–время, построенный на основе однополярного двухпорогового («оконного») компаратора

Структурная схема одного из вариантов такого интегрирующего преобразователя показана на рис. 6.5(а). На рис. 6.5(б) изображена передаточная характеристика по напряжению «оконного» компаратора. Отметим, что этот компаратор имеет два порога срабатывания только в случае убывающего положительного напряжения. В случае возрастающего положительного напряжения выходной сигнал компаратора равен нулю. Можно показать, что

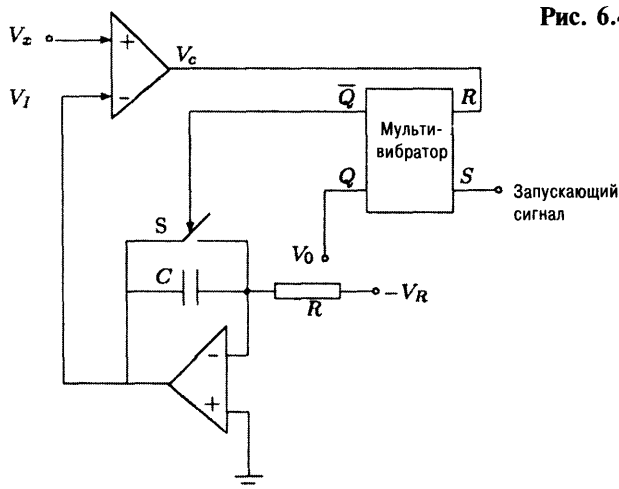


Рис. 6.4. Преобразователь напряжение — время на основе компаратора и мультивибратора.

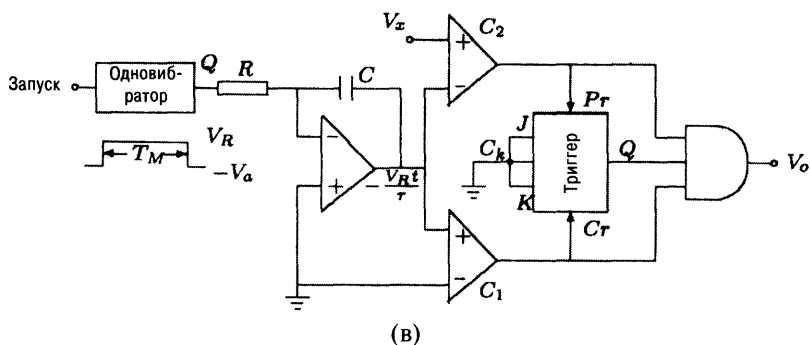
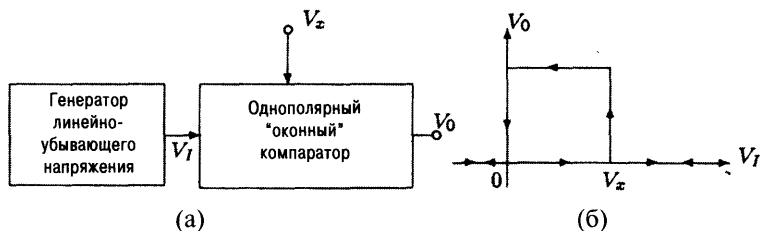


Рис. 6.5. (а) Структурная схема ПНВ, использующего «оконный» компаратор, (б) передаточная характеристика по напряжению «оконного» компаратора, (в) схема ПНВ данного типа.

ширина выходных импульсов определяется выражением (6.1). На рис. 6.5(в) показана схема реализации ПНВ такого типа.

(в) Преобразователи напряжение — время, построенные на основе модифицированного одновибратора

На рис. 6.6(а) показан преобразователь напряжение — время, в котором используется модифицированный одновибратор, построенный на дискрет-

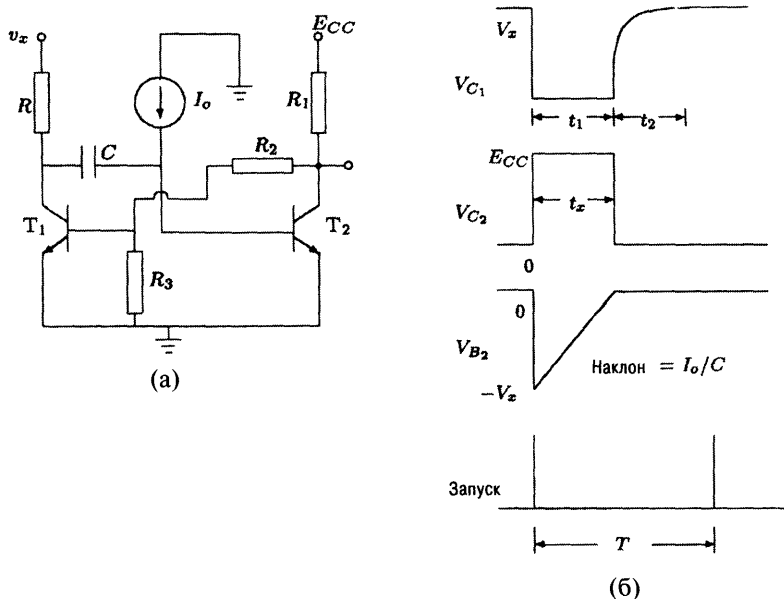


Рис. 6.6. (а) ПНВ, использующий модифицированный одновибратор, (б) временные диаграммы сигналов.

ных компонентах [Tadokoro & Anayama, 1961]. В отличие от предыдущих преобразователей здесь нет генератора линейно изменяющегося напряжения и компаратора напряжений, поэтому схема такого ПНВ довольно проста и компактна. В этом преобразователе времязадающий резистор заменен на источник постоянного тока I_o , а к резистору коллектора левого транзистора вместо источника постоянного напряжения E_{CC} , как в обычных одновибраторах, подключен сигнал v_x . Из временных диаграмм сигналов, показанных на рис. 6.6(б), видно, что в этой схеме ширина выходного импульса определяется выражением:

$$t_x = \frac{C}{I_o} V_x. \quad (6.2)$$

Таким образом, t_x пропорционально V_x . Из временных диаграмм видно, что напряжение v_{C1} сначала скачкообразно увеличивается, а потом начинает расти по экспоненциальному закону. Для корректной работы ПНВ длительность временного интервала T между двумя последовательными запускающими импульсами определяется следующим выражением:

$$T \geq t_1 + t_2,$$

где t_1 — ширина выходного импульса, соответствующая V_m , максимальному значению V_x , а t_2 — время, требующееся для установления постоянного уровня напряжения v_{C1} . Исходя из этого, можно найти максимальную частоту преобразований:

$$f_{ir} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{\frac{CV_m}{I_o} + 5RC}.$$

Если сигнал V_x заменить на переменный сигнал $v_x(t)$, через RC цепочку будет протекать переменный ток даже после окончания всех переходных процессов. Из-за этого тока потенциал v_{C1} , а, следовательно, и v_{B2} в момент запуска схемы $t = t_o$ упадет до $v_x(t_o) - v_R(t_o)$. Это приведет к возникновению ошибки преобразования. Например, если $v_x(t) = V(1 + \sin \omega t)$,

$$V_R(t) = \text{установившийся уровень} + \text{переходное напряжение} = \\ = V \cos \phi \sin(\omega t + \phi) + A e^{-t/RC}, \quad \phi = \tan^{-1}(1/\omega RC). \quad (6.3)$$

Для уменьшения ошибки V_R следует уменьшить до нуля. При условии, что время t значительно больше постоянной времени RC , второй член выражения (6.3) становится практически равным нулю. Очевидно, что V_R уменьшается до 0 при $\omega = 0$. Значит, ошибка преобразования будет равна 0 при постоянном входном сигнале. Во всех остальных случаях величина ошибки преобразования определяется выражением:

$$\varepsilon = V \cos \phi \sin(\omega t_o + \phi) \leq V \cos \phi \leq V \frac{\omega CR}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}.$$

Если ее выразить как процент от максимальной амплитуды $2V$, получится выражение для максимальной ошибки преобразования:

$$\varepsilon_{\max} = 50 \frac{\omega CR}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} \%. \quad (6.4)$$

Пример 6.1.

Требуется определить максимальную частоту сигнала, при которой ошибка преобразования будет меньше 0,5%, если $RC = 10^{-4}$ с.

Решение: Из уравнения (6.4) для максимальной ошибки:

$$\varepsilon_{\max} = 50 \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} = 50 \frac{\omega 10^{-4}}{\sqrt{1 + \omega^2 10^{-8}}} = 0,5,$$

найдем значение соответствующей ему частоты: $f \approx 16$ Гц.

Для уменьшения ошибки преобразований вышеописанный ПНВ можно модифицировать, как показано на рис. 6.7(а) [Rathore & Rathore, 1992]. Здесь входной сигнал подключается к схеме через диод D . Коллекторный резистор R подсоединяется к источнику напряжения V_o , величина которого выше, чем максимальное значение сигнала. Из временных диаграмм сигналов, показанных на рис. 6.7(б), видно, что напряжение v_{C1} из-за наличия в схеме диода D через время t_2 установится на уровне V_m , а не будет расти до значения V_o .

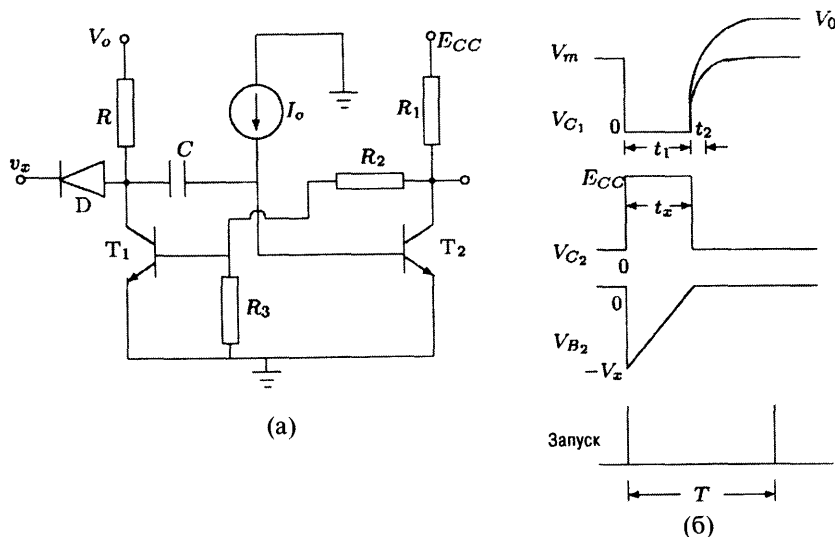


Рис. 6.7. (а) Модифицированный преобразователь напряжение–время, (б) временные диаграммы сигналов.

Таким образом, частота преобразований увеличивается и становится равной:

$$f_{tr} = \frac{1}{\frac{CV_m}{I_o} + t_2}.$$

Чем выше напряжение V_o , тем выше частота преобразований. Однако напряжение V_o не должно превышать напряжения пробоя перехода коллектор–эмиттер транзистора T_1 .

Пусть $v_x = V(1 + \sin \omega t)$. Поскольку V_o больше максимального значения $v_x(t)$, равного $2V$, всякий раз, когда закрывается транзистор T_1 , напряжение v_{C1} из-за наличия в схеме диода D устанавливается на уровне $v_x(t)$. Отсюда видно, что напряжение v_{C1} точно отслеживает изменения $v_x(t)$, и поэтому, теоретически, здесь не должно быть ошибки преобразований, связанной с частотой входного сигнала. В рассматриваемой схеме напряжение насыщения транзистора T_1 и ток I_o не изменяются вместе с сигналом $v_x(t)$, как это было в предыдущем случае. Следовательно, такой ПНВ имеет лучшую линейность.

Преобразователь напряжение–время многократного интегрирования

На рис. 6.8(а) показана структурная схема еще одного ПНВ, использующего несколько другой принцип. Такой ПНВ строится на основе неинвертирующего интегратора и триггера Шмитта с передаточной характеристикой по напряжению, показанной на рис. 6.8(б). Здесь используется гистерезисная петля, направленная по часовой стрелке. На рис. 6.8(в) показаны временные диаграммы сигналов такого ПНВ. Предполагается, что интегрирующий

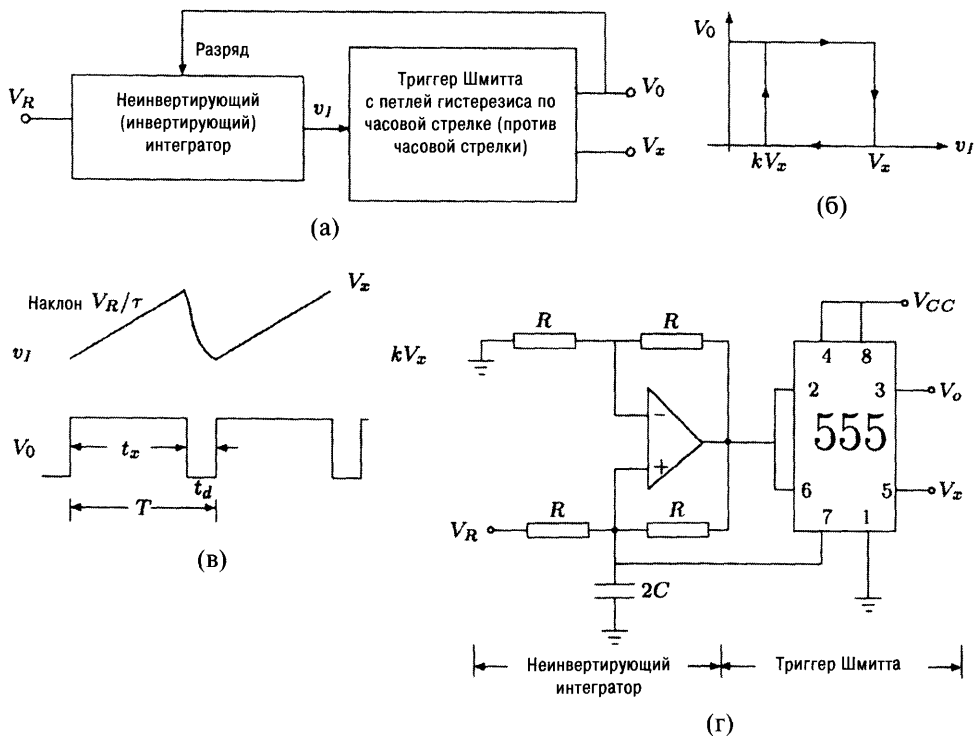


Рис. 6.8. (а) Структурная схема ПНВ, (б) передаточная характеристика по напряжению триггера Шмитта, (в) временные диаграммы сигналов, (г) практическая реализация такого ПНВ.

конденсатор разряжается до значения kV_x за конечное время t_d . Из временных диаграмм сигналов видно, что ширина каждого импульса на выходе схемы равна:

$$t_x = \tau(1-k)V_x/V_R, \quad (6.5)$$

где τ — постоянная времени интегратора. Отсюда видно, что ширина выходного импульса пропорциональна напряжению V_x . На рис. 6.8(г) приведена схема такого ПНВ. Здесь используется триггер Шмитта, построенный на основе 555 таймера. В работе [Rathore, 1984] показано, что если входной сигнал одновременно подать на выводы таймера 2 и 7, он будет работать как триггер Шмитта. В этом случае его передаточная характеристика по напряжению будет аналогична изображенной на рис. 6.8(б) (см. задачу 6.4).

Поскольку на вывод таймера 5 подключен входной сигнал, верхнее пороговое напряжение будет равно V_x , а нижнее — $V_x/2$.

Во всех ранее рассмотренных ПНВ, кроме одного, имеющего в своем составе модифицированный одновибратор, в случае изменяющегося входного сигнала необходимо использовать схему выборки и хранения для запоминания значения напряжения до конца преобразований.

В выше рассмотренных ПНВ также предполагалось, что все компоненты схемы являются идеальными. Поскольку на практике это не всегда выполняется, возможны отклонения в работе ПНВ. Рассмотрим моменты, на которые необходимо обращать внимание при разработке ПНВ.

1. Генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) является самым критичным блоком ПНВ. Заметим, что линейно меняющееся напряжение является функцией входного ступенчатого напряжения, значений сопротивления и емкости, а также их температурных коэффициентов. Даже если для схемы подобраны прецизионные резисторы, имеющие незначительные температурные коэффициенты, найти соответствующий прецизионный термостабильный конденсатор бывает очень трудно. К тому же, как правило, амплитуда входного ступенчатого напряжения V является функцией напряжения питания. Поэтому ГЛИН не может быть стабильным в широком диапазоне значений. В ПНВ такого типа с трудом достигается стабильность амплитуды порядка 0,1%.
2. Предполагается, что используемый компаратор является идеальным, т.е. он имеет смещение, равное нулю, и бесконечный коэффициент усиления. На практике это не выполнимо. Для достижения хорошей точности требуется компаратор с чувствительностью не меньше 1%. Время реакции компаратора должно быть меньше периода тактового генератора. Необходимо применять методы компенсации напряжения смещения компаратора.
3. Такие преобразователи не могут работать с биполярными входными сигналами. Однако эту проблему несложно решить, модифицировав схему ПНВ.
4. Рассмотренные выше ПНВ имеют низкую помехоустойчивость

Очевидно, что ПНВ, показанный на рис. 6.8, лишен этих недостатков, в особенности (1) и (4).

Преобразователи напряжение — время двойного (двухтактного) интегрирования

Погрешность АЦП на основе ПНВ, связанную с нестабильностью постоянной времени интегратора τ , можно значительно уменьшить. Для этого интегрирующий конденсатор сначала заряжают при помощи входного напряжения V_x в течение известного интервала времени T_1 , а потом разряжают за время t_x , подключив его к источнику опорного напряжения $-V_R$, как показано на рис. 6.9.

Из рисунка видно, что

$$p = \frac{T_1 V_x}{\tau} = \frac{t_x V_R}{\tau} \quad \text{или} \quad t_x = T_1 \frac{V_x}{V_R}. \quad (6.6)$$

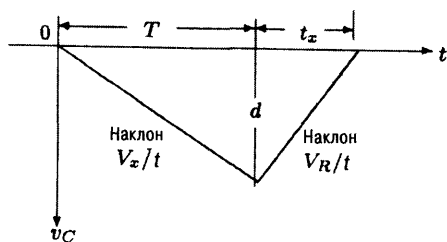


Рис. 6.9. Временная диаграмма работы ПНВ двойного интегрирования.

$2^N T_C$. Значение t_x будет максимальным, когда напряжение V_x максимально и равно V_m . Поэтому максимальное время преобразований определяется выражением:

$$T_C = T_1 + \max t_x = 2T_1 = 2^{N+1} T_C.$$

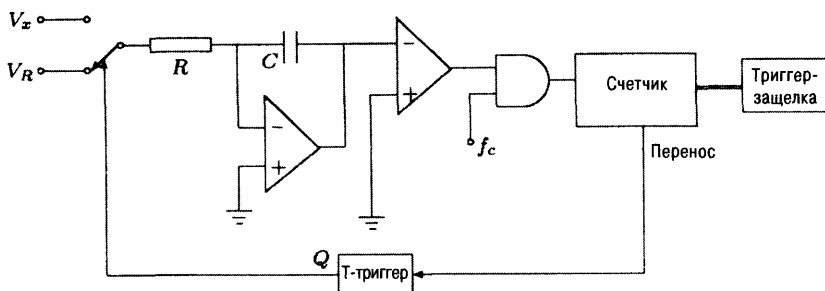


Рис. 6.10. Преобразователь двойного интегрирования.

Отсюда видно, что на одно преобразование напряжения в цифровой код требуется 2^{N+1} периодов тактового генератора. Несмотря на то, что преобразователи данного типа не обладают высоким быстродействием, они широко используются в цифровых вольтметрах. Число импульсов, подсчитанных в течение интервала времени t_x , равно

$$f_C t_x = f_C T_1 V_x / V_R = 2^N V_x / V_R.$$

Отсюда

$$t_x = \frac{2^N V_x}{f_C V_R}. \quad (6.7)$$

Из уравнений (6.7) и (6.1) видно, что $RC = 2^N / f_C$. Значит, преобразования будут точными, если в течение каждого измерительного цикла значения R , C и f_C остаются постоянными.

6.2.2. Преобразователи напряжение—частота

Преобразователи напряжение—частота, построенные на основе ПНВ

(а) Если в схеме на рис. 6.3(а) опорное напряжение $-V_R$ и входное напряжение V_x поменять местами, соотношение для t_x примет вид:

$$t_x = RC \frac{V_R}{V_x}.$$

Теперь t_x станет обратно пропорциональным V_x . Если t_x будет равно длительности периода периодического сигнала, получается следующее соотношение

$$f_x = \frac{1}{t_x} = \frac{1}{RC} \frac{V_x}{V_R}. \quad (6.8)$$

В этом случае частота сигнала будет прямо пропорциональна сигналу V_x . Если процессом разрядки интегрирующего конденсатора управлять при помощи компаратора, на выходе схемы получится последовательность периодических импульсов с периодом t_x . На рис. 6.11 показана схема такого ПНЧ и временная диаграмма его сигналов.

(б) Рассмотрим временную диаграмму сигналов, изображенную на рис. 6.8(в). Частота сигнала V_o определяется соотношением:

$$f_x = \frac{1}{t_x + t_d} \approx \frac{1}{t_x}, \quad \text{если } t_x \gg t_d \approx \frac{V_R}{(1-k)\tau V_x}. \quad (6.9)$$

Таким образом, поменяв в схеме на рис. 6.8(а) V_x и V_R местами, получим ПНЧ, в котором частота выходного сигнала пропорциональна V_x . Однако надо помнить, что это справедливо только при $t_x \gg t_d$. Поэтому такой преобразователь будет иметь хорошую линейность только при небольших значениях входного напряжения. Эта проблема решена в ПНЧ, структурная схема которого приведена на рис. 6.12(а). Из временных диаграмм сигналов на рис. 6.12(б) видно, что здесь разряд конденсатора происходит с той же самой

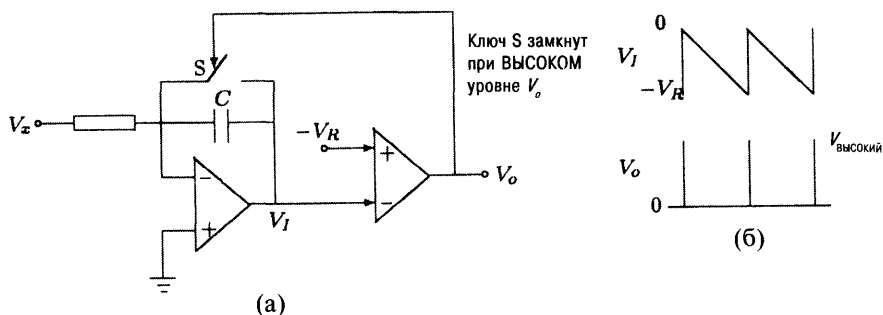


Рис. 6.11. (а) Преобразователь напряжение—частота, (б) временные диаграммы сигналов.

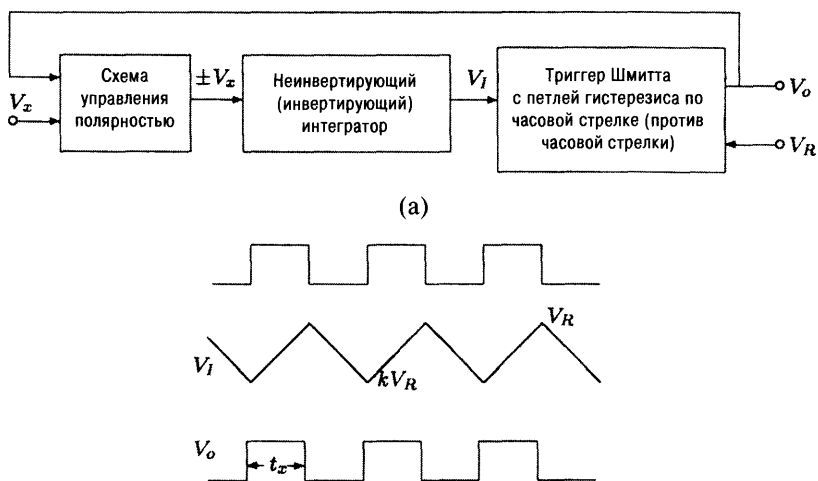


Рис. 6.12. (а) Структурная схема преобразователя напряжение—частота двойного интегрирования, (б) временные диаграммы сигналов.

скоростью, что и заряд. В зависимости от уровня выходного сигнала V_o , схема управления полярностью подает на интегратор напряжение V_x разной полярности. Когда уровень V_o ВЫСОКИЙ, V_x будет иметь положительную полярность и наоборот. В процессе преобразования аналогового сигнала в цифровой участвуют обе части сигнала интегратора: и линейно возрастающая, и линейно убывающая, поэтому такой ПНЧ называется *преобразователем напряжение — частота двойного (двухтактного) интегрирования*.

Два варианта схем таких ПНЧ показаны на рис. 6.13 [Hnetak, 1975] и на рис. 6.14 [Rathore & Kumar, 1982]. Первый ПНЧ использует петлю гистерезиса, направленную против часовой стрелки, а второй — по часовой стрелке. В задаче 6.8 будет предложено вывести соотношения для определения частот этих ПНЧ.

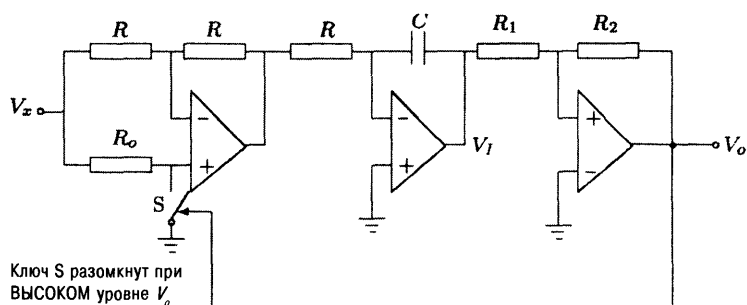


Рис. 6.13. Преобразователь напряжение—частота, использующий триггер Шмитта с петлей гистерезиса, направленной против часовой стрелки.

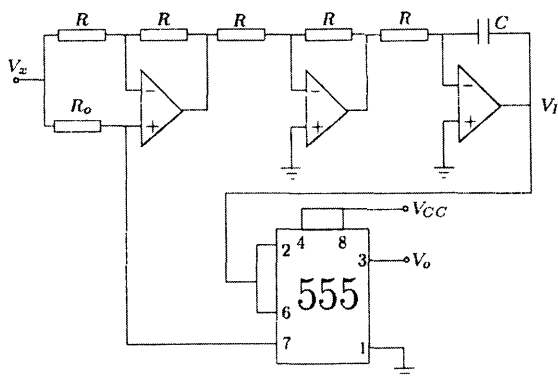


Рис. 6.14. Преобразователь напряжение—частота, использующий триггер Шмитта с петлей гистерезиса, направленной по часовой стрелке.

Преобразователи напряжение—частота с уравниванием заряда

Схема ПНЧ с уравниванием заряда показана на рис. 6.15. Она работает следующим образом. При положительном напряжении V_x на интегратор через резистор R_1 подается ток, равный V_x/R_1 . При этом на выходе интегратора формируется линейно убывающее напряжение. Каждый раз, когда сигнал интегратора пересекает нулевой уровень, срабатывает компаратор, который запускает прецизионный импульсный генератор, вырабатывающий выходные импульсы постоянной длительности τ .

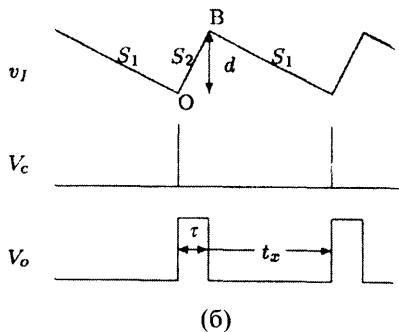
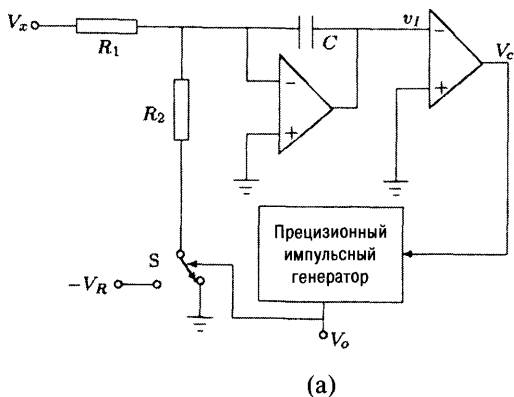


Рис. 6.15. (а) Преобразователи напряжение—частота с уравниванием заряда, (б) временные диаграммы сигналов.

Эти импульсы управляют ключом S , который на время τ подсоединяет резистор R_2 к источнику отрицательного опорного напряжения $-V_R$. В течение этого интервала времени через конденсатор протекает ток, равный $(V_R/R_2 - V_x/R_1)$, формирующий на выходе интегратора линейно возрастающее напряжение. Этот процесс периодически повторяется. Во время спада и роста напряжения на интеграторе, конденсатор заряжается и разряжается на одинаковую величину. Следовательно, суммарный заряд конденсатора за полное

время преобразования будет равен 0. Отсюда и название этого преобразователя: *ПНЧ с уравниванием заряда*. Из временных диаграмм сигнала видно, что частота на выходе ПНЧ определяется выражением (см. задачу 6.10):

$$f = \frac{V_x R_2}{\tau V_R R_1}. \quad (6.10)$$

Как и в ПНВ двойного интегрирования, здесь также велико влияние входного шума. Из-за этого появляется погрешность преобразования, которую можно уменьшить, если тактовый генератор синхронизовать с частотой шума (например, с частотой сети).

6.3. Процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой при помощи АЦП прямого действия

В общем виде весь процесс преобразования аналоговой величины в цифровой сигнал в АЦП прямого действия можно разделить на четыре операции: дискретизация, хранение, квантование и кодирование. Последовательность выполнения перечисленных операций не обязательно должна быть именно такой. Обычно операции дискретизации и хранения выполняются одновременно. Для этого используется схема выборки и хранения. Одновременно с этим выполняются и операции квантования и кодирования, после которых цифровой выходной сигнал может быть использован для последующей обработки любыми цифровыми системами. Если за АЦП поставить ЦАП и фильтр, аналоговый сигнал можно восстановить.

Далее будут рассмотрены все четыре операции и приведены схемы АЦП в порядке возрастания их быстродействия.

6.3.1. Теорема о дискретизации

Теорема Котельникова: Любой непрерывный сигнал, спектр которого ограничен частотой f_m , однозначно определяется последовательностью своих отсчетов, взятых с частотой $f_s \geq 2f_m$.

Сигнал может быть точно восстановлен по его отсчетам при помощи идеального низкочастотного фильтра, как показано на рис. 6.16(а). Такой фильтр должен иметь частотную характеристику, представленную на рис. 6.16(б). Здесь $H(s) = V_o(s)/V_i(s)$ является передаточной функцией фильтра. Отметим, что зависимость $|H(s)|_{s=j2\pi f}$ от частоты должна быть равной по крайней мере до частоты f_m и спадать до нуля до значения, равного $f_s - f_m$. Если выбирать частоту f_s минимально возможной, т.е. равной $2f_m$, необходимо обеспечить, чтобы передаточная функция $|H(s)|$ была постоянной и равной H_0 в диапазоне от 0 до f_m и затем резко спадала до нуля. Поскольку ни один фильтр на практике не может иметь такую характеристику, значение f_s следует выбирать большим, чем $2f_m$, для того, чтобы передаточная функция точно успела снизиться до 0. Поскольку фазовые характеристики фильтров

в этой книге подробно не рассматриваются, следует отметить, что в полосе пропускания фильтра от 0 до f_m их фазовая характеристика должна быть линейной. Такие требования предъявляются для того, чтобы обеспечить неискаженную передачу всех сигналов, частотный спектр которых лежит в пределах частотного диапазона фильтра.

6.3.2. Мультиплексирование с разделением времени

Рассмотрим передачу сигналов на большое расстояние через канал связи. Каналом связи может быть и радиолиния, и набор проводов. Аппаратная стоимость каналов связи всегда достаточно высока, поэтому понятно и стремление максимально использовать их возможности. Если непрерывные сигналы предварительно преобразовать в дискретные с соблюдением условий теоремы Котельникова, при помощи одного канала связи можно одновременно передавать несколько сигналов. Такая передача сигналов называется *мультиплексированием с разделением времени*.

Пусть f_s — частота дискретизации непрерывного сигнала (см. рис. 6.17).

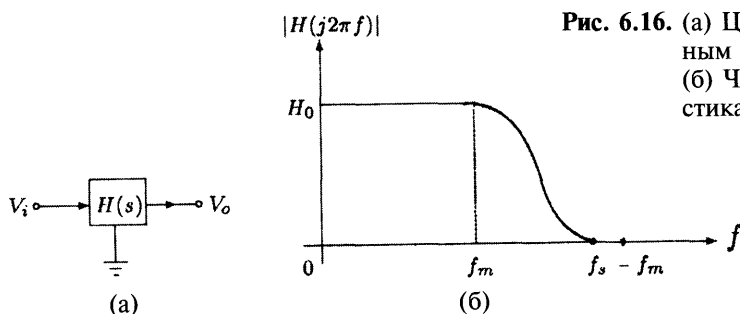


Рис. 6.16. (а) Цепь с низкочастотным фильтром, (б) Частотная характеристика фильтра.

Из рисунка видно, что доля времени использования канала связи непосредственно для передачи одного дискретного сигнала равна τ/T_s . В течение остального времени канал свободен, и его можно использовать для передачи других дискретных сигналов. Для последовательного подключения нескольких дискретных сигналов к одному каналу связи для передачи данных применяется специальное переключающее устройство, называемое *коммутатором*. Аналогичное устройство, называемое уже *разделителем*, используется на другом конце канала связи. Очевидно, что коммутатор и разделитель должны работать синхронно для того, чтобы иметь возможность различать какому сигналу принадлежит каждое переданное значение. Это необходимо для правильного восстановления принятых сигналов.

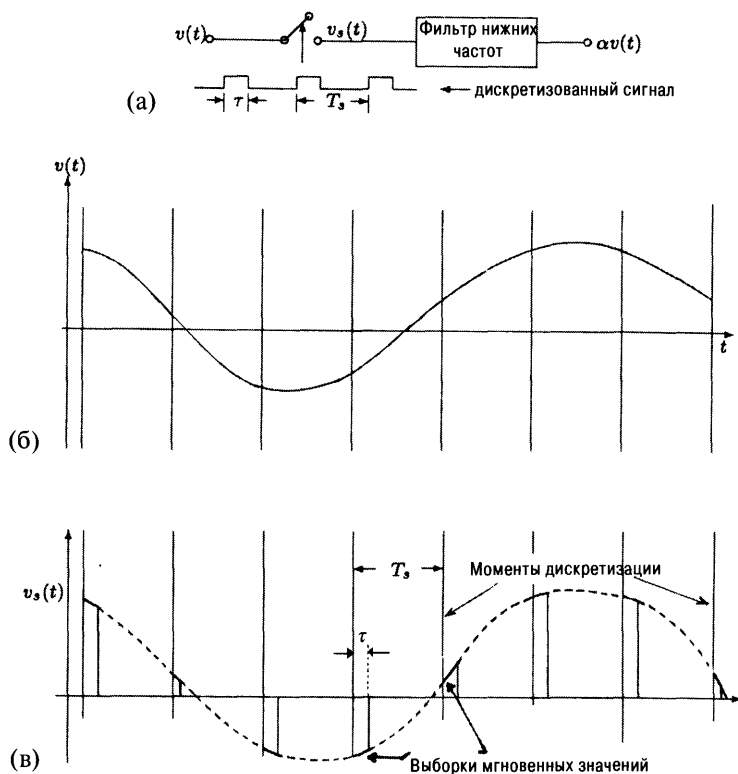


Рис. 6.17. (а) Структурная схема дискретизации/восстановления сигнала $v(t)$, (б) Непрерывный сигнал $v(t)$, (в) Дискретизованный сигнал $v_s(t)$.

6.3.3. Квантование

Из всего вышесказанного следует, что для рассматриваемых аналого-цифровых преобразований важными являются значения аналогового сигнала только в моменты дискретизации. Следовательно, интервалы времени между моментами дискретизации могут использоваться для преобразования полученных значений выборки напряжения в цифровой код. В отличие от аналоговых цифровые сигналы не могут быть представлены в виде непрерывного ряда значений, поскольку их соседние по величине значения не могут различаться меньше, чем на величину МЗР. Поэтому процесс оцифровки значения выборки представляет собой некоторую аппроксимацию, называемую *квантованием*. Разница между квантованным значением V_q и действительным значением аналогового сигнала V называется *ошибкой квантования* ε_q , т.е.

$$\varepsilon_q = V_q - V. \quad (6.11)$$

На рис. 6.18 проиллюстрирована операция квантования. На вход квантователя подается сигнал $v_i(t)$, изображенный на рис. 6.18(а). Передаточная функция квантователя имеет ступенчатый вид, показанный на рис. 6.18(б). Результирующий квантованный сигнал имеет вид, представленный на рис. 6.18(в). Из рисунка видно, что в то время как входной сигнал v_i меняется плавно, соответствующий ему квантованный сигнал $v_q(t)$ может принимать только фиксированные значения $\dots M_{-2}, M_{-1}, M_0, M_1, M_2, \dots$. Таким образом, сигнал $v_q(t)$ меняет свои значения скачкообразно. Величина минимального скачка S называется *шагом квантования*.

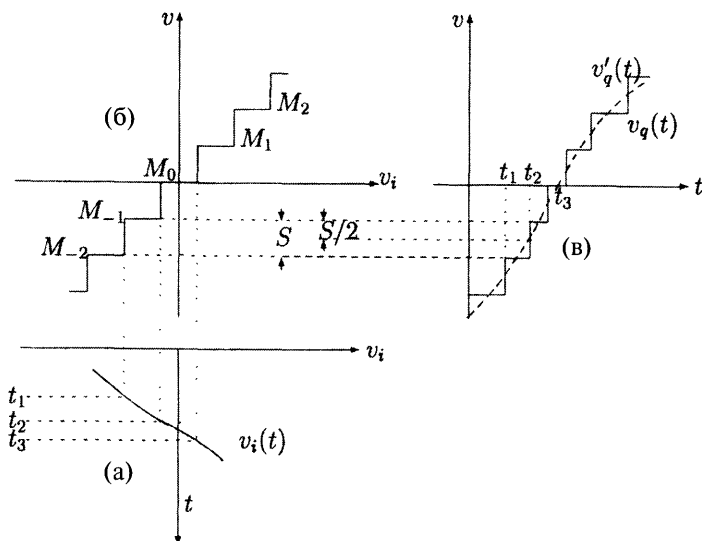


Рис. 6.18. Операция квантования: (а) аналоговый сигнал $v_i(t)$, (б) передаточная функция квантователя, (в) квантованный сигнал $v_q(t)$ (сплошная линия).

На рис. 6.18(в) пунктирной линией показан сигнал $v'_q(t)$, соответствующий выходному сигналу АЦП, в предположении, что входной и выходной сигналы связаны линейной зависимостью. Если коэффициент пропорциональности равен единице, справедливы соотношения: $v_o(t) = v_i(t)$, $v'_q(t) = v_q(t)$. Тогда значение сигнала $v_q(t)$ будет соответствовать уровню, к которому ближе всего расположен $v'_q(t)$. Переход с одного уровня на другой происходит в моменты времени, когда $v'_q(t)$ пересекает среднюю точку между двумя соседними уровнями.

Таким образом, квантованный сигнал является аппроксимацией исходного сигнала. Точность аппроксимации улучшается при уменьшении шага квантования, и, соответственно, при увеличении числа уровней. Очевидно, что если шаг квантования будет достаточно мал, человек своими органами чувств не сможет найти разницу между исходным и квантованным сигналами. Если сигнал, полный диапазон изменения которого равен R , квантуется

при помощи Q дискретных уровней, шаг квантования определяется выражением:

$$S = \frac{R}{Q}. \quad (6.12)$$

Уровни квантования могут быть расположены, как показано на рис. 6.19(а) для однополярного сигнала и на рис. 6.19(б) для биполярного сигнала. Из рис. 6.19(а) видно, что всего здесь существует $Q + 1$ диапазонов квантования, два из которых, равных $S/2$, расположены на противоположных концах. Все остальные уровни равны S . В случае биполярного сигнала (рис. 6.19(б)), существует Q диапазонов квантования, равных S , один из которых перекрывает зону от $-S/2$ до $S/2$. В обоих случаях ошибка квантования определяется соотношением:

$$\epsilon_q \leq S/2. \quad (6.13)$$

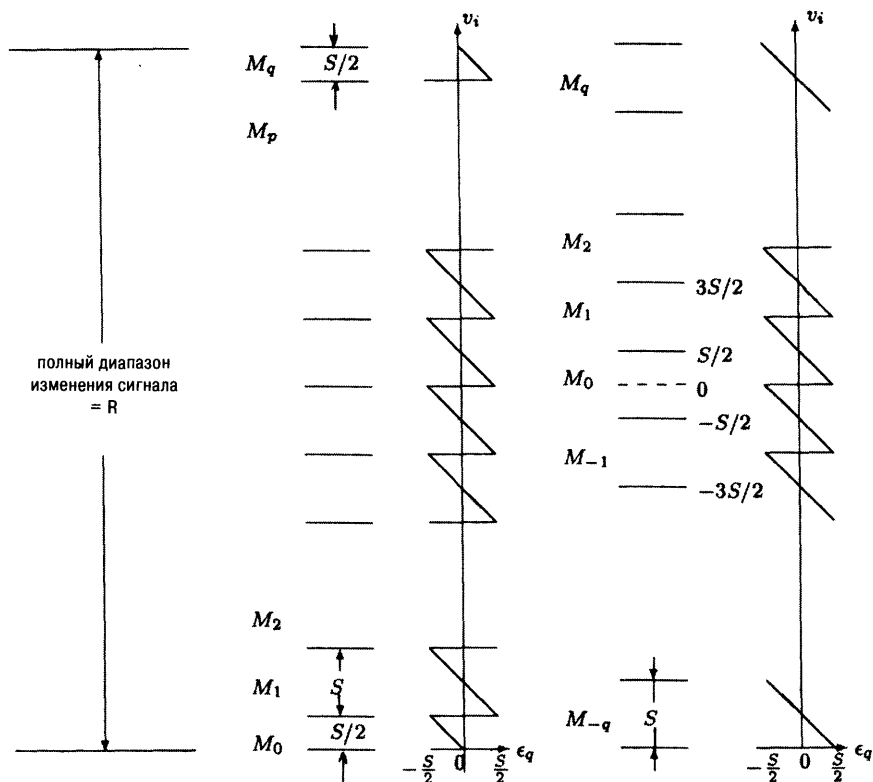


Рис. 6.19. Расположение уровней квантования: (а) для униполярного сигнала, (б) для биполярного сигнала.

Каждый диапазон квантования можно задать в виде N -разрядного двоичного кода, где значение N равно наименьшему целому числу, для которого справедливо:

$$N_{SR} \leq 2^N, \quad (6.14)$$

где N_{SR} — число диапазонов квантования.

Весь процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой код проиллюстрируем на следующем примере.

Пример 6.2.

Выборки значений сигнала $v(t)$ берутся через равные промежутки времени, как показано на рис. 6.20. Требуется оцифровать сигнал $v(t)$ таким образом, чтобы ошибка квантования была $\leq \pm 0,5$ В.

Решение: Полный диапазон значений сигнала R равен 7 В: от $-3,5$ В до $3,5$ В. Поскольку максимальная ошибка квантования равна $S/2 = 0,5$, шаг квантования S должен быть $\leq 1,0$ В. Из уравнения (6.12) находим, что число уровней квантования Q будет равно 6. Поскольку сигнал биполярный, количество диапазонов квантования $N_{SR} = 6$. Из уравнения (6.14) находим, что

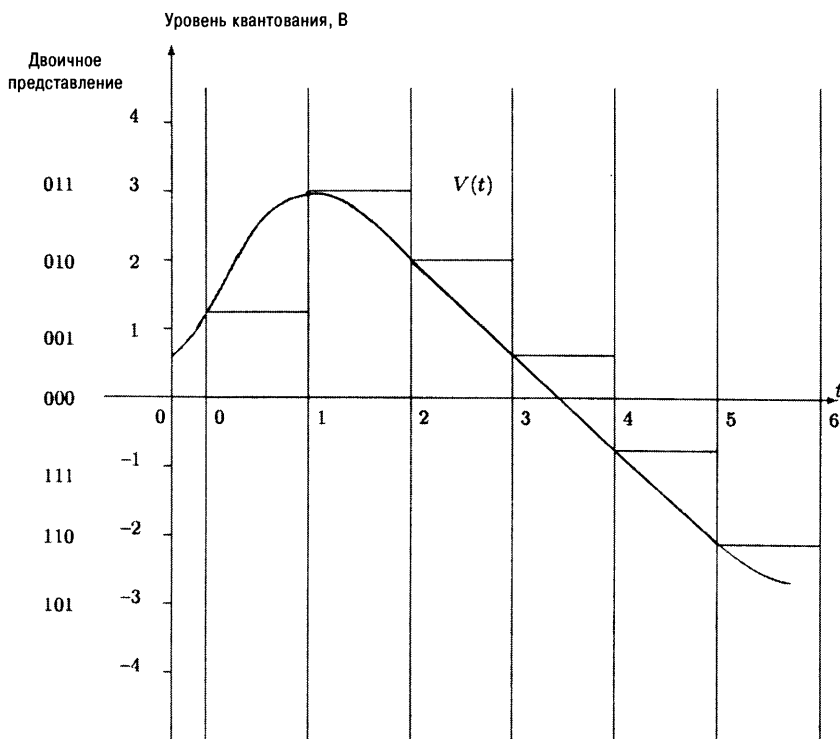


Рис. 6.20. Процесс оцифровки аналогового сигнала.

$N = 3$. Эти уровни квантования, определенные в виде дополнительного кода (дополнение до 2), показаны на рис. 6.20.

Теперь этот оцифрованный сигнал может передаваться через канал связи либо в последовательном, либо параллельном коде. Для последовательной передачи 3-х разрядного числа, потребуется приблизительно $1/3$ интервала дискретизации. В случае параллельной передачи времени требуется гораздо меньше, но необходимо большее число линий в канале связи.

Пример 6.3.

Аналоговый сигнал, лежащий в диапазоне от 0 до V , требуется преобразовать в 3-х разрядный двоичный код и определить величину ошибки квантования.

Решение: Поскольку $N = 3$, из уравнения (6.14) следует, что $N_{SR} \sim 8$. Для того чтобы иметь минимальную ошибку квантования, выбираем $N_{SR} = 8$. Поскольку сигнал однополярный, $Q = 7$, $S = R/Q = V/6$. На рис. 6.21 показано преобразование аналогового сигнала в цифровой код. Максимальная ошибка квантования равна $S/2 = V/14$.

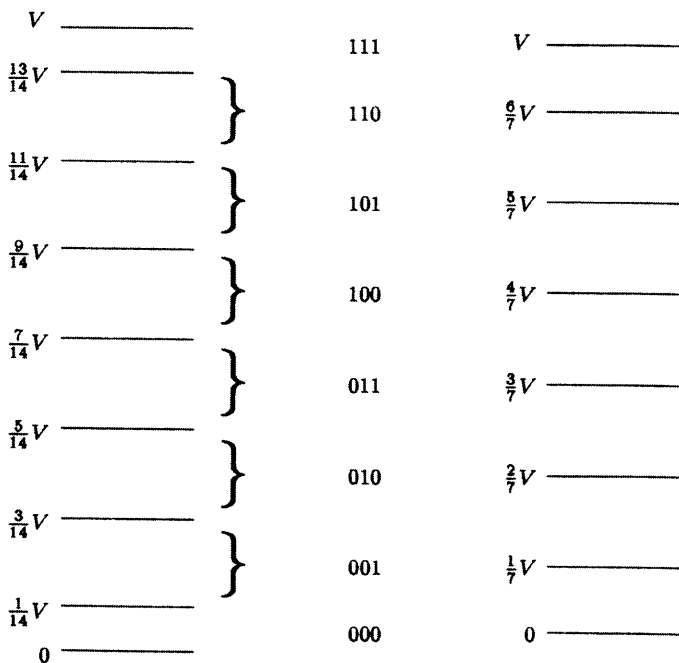


Рис. 6.21. Процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой код.

6.4. Аналогоцифровые преобразователи прямого действия

Существует много схем АЦП данного типа, а каждая схема имеет множество модификаций. Далее будут рассмотрены только несколько вариантов таких АЦП, отличающиеся высоким быстродействием.

6.4.1. Интегрирующий АЦП

На рис. 6.22(а) приведена структурная схема интегрирующего АЦП. Он работает также как интегрирующий ПНВ, показанный на рис. 6.3(а). Разница заключается в том, что аналоговый генератор линейно изменяющегося напряжения заменен на цифровой генератор ступенчато меняющегося напряжения. Теперь компаратор сравнивает входное напряжение V_x с напряжением обратной связи V_f , которое является аналоговым эквивалентом выходного сигнала счетчика.

Из временных диаграмм сигналов, показанных на рис. 6.22(б) видно, что самое большое время преобразования требуется для максимального значения сигнала $v_x(t)$, при котором счетчик будет полностью заполнен, и оно будет равно $2^N f_c$ или 2^N периодам тактового генератора. Очевидно, что такой АЦП имеет более высокое быстродействие по сравнению с преобразователем двойного интегрирования. Во время работы АЦП триггеры постоянно переключаются, заставляя ключи ЦАП то замыкаться, то размыкаться. В

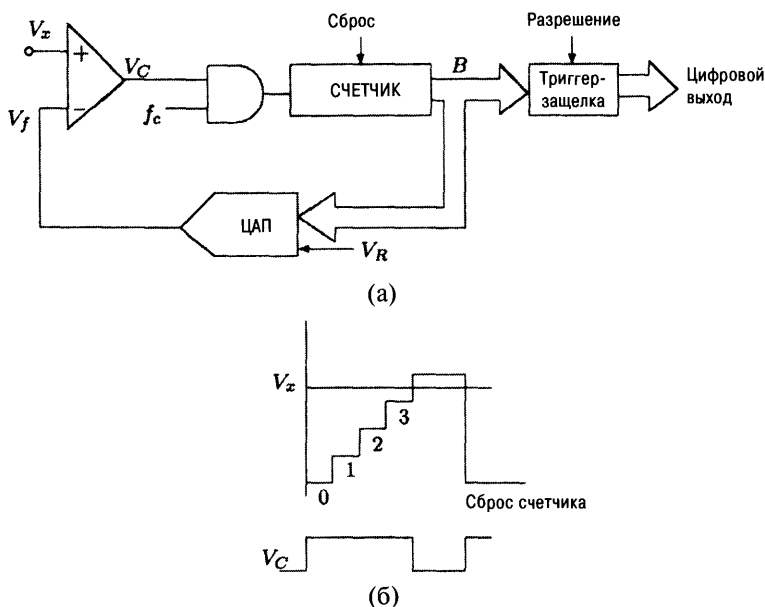


Рис. 6.22. (а) Интегрирующий АЦП, (б) временные диаграммы работы.

результате чего сигнал на входе компаратора резко меняется от одного уровня к другому. Все эти переключения приводят к тому, что в схеме возникают различные переходные процессы, длительность которых и определяет быстродействие АЦП. Точность АЦП в основном зависит только от точности используемого ЦАП, которая определяется точностью подбора его резисторов. Отметим, что в интегрирующем АЦП нет линейного интегратора, поэтому на точность преобразования не сказывается погрешность, связанная с нестабильностью его постоянной времени.

Для того чтобы максимальная ошибка квантования не превышала $1/2$ МЗР, из сигнала V_x необходимо вычитать напряжение, равное $1/2$ МЗР. Либо это напряжение надо прибавлять к напряжению обратной связи V_f . Второй способ более удобен, поскольку его сравнительно легко реализовать с помощью ОУ, входящего в состав ЦАП.

6.4.2. Следящий АЦП

На рис. 6.23 показано, как можно модифицировать интегрирующий АЦП. В этой схеме простой счетчик заменен на реверсивный. Когда компаратор имеет **ВЫСОКИЙ** (НИЗКИЙ) уровень выходного сигнала V_C , т.е. когда V_x больше (меньше или равно) напряжению обратной связи V_f , счетчик работает в режиме прямого счета (обратного счета). Значение выходного сигнала ЦАП V_f может меняться с шагом, равным 1 МЗР. Следовательно, если значение V_x не будет кратно МЗР, счетчик при получении последовательных тактовых импульсов будет считать то в одном, то в другом направлении. Таким образом, выходной сигнал АЦП будет колебаться между двумя значениями, различающимися на 1 МЗР.

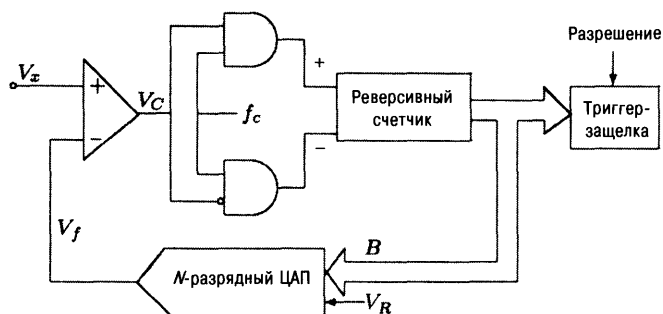


Рис. 6.23. Следящий АЦП.

Отметим, что следящий АЦП не требует на входе схемы выборки и хранения. Цифровой выходной сигнал постоянно отслеживает аналоговый сигнал. Таким образом, следящий АЦП обладает хорошим быстродействием в случае плавного изменения входного сигнала.

Пример 6.4.

Тактовая частота 8-ми разрядного следящего АЦП равна 1 МГц. Требуется определить максимальное время преобразования аналогового сигнала.

Решение: Максимальное время преобразования соответствует максимально-му изменению входного сигнала. В этом случае счетчик будет полностью заполнен, т.е. его показания будут равны 2^N . Следовательно,

$$\text{максимальное время преобразования} = 2^N / f_c = 2^8 / 10^6 = 256 \text{ мкс.}$$

6.4.3. АЦП последовательного приближения

Принцип действия АЦП последовательного приближения похож на игру «Быки и коровы». Играют два человека: A и B , один из которых, допустим A , загадывает любое число между 0 и 64. Игрок B старается угадать это число, задавая вопросы A , на которые тот дает только однозначные ответы: «Да» или «Нет». Например:

B : Это число больше 0?

A : Да.

B : Это число больше 1?

A : Да.

И так до тех пока не дойдут до загаданного числа. Точно также работает и АЦП последовательного приближения. В худшем случае, если загадано число 64, потребуется задать 64 вопроса. Но процесс поиска неизвестного числа можно ускорить следующим образом. Допустим, игрок A загадал число 54. Тогда игра может выглядеть так:

B : Это число больше 32? ($32 = 1/2$ от максимально возможного числа (64))

A : Да.

B : Это число больше 48? ($48 = 32 + 1/2$ от 64)

A : Да.

B : Это число больше 56? ($56 = 32 + 16 + 1/8$ от 64)

A : Нет.

Продолжая поиск загаданного слова по такому алгоритму, игрок B определит неизвестное число за 6 ходов. Таким образом, если наибольшее число, которое можно загадать, равно 2^N , тогда потребуется N вопросов для определения неизвестного числа.

В АЦП последовательного приближения аналоговый сигнал сначала сравнивается с напряжением v_1 , полученным от ЦАП, при подаче на его вход кода 100...0. Если $V_x > v_1$, СЗР остается равным 1, в противном случае СЗР становится равным 0. Далее на ЦАП подается код, в котором $(N-1)$ разряд равен 1, а остальные 0, т.е. *100...0. Полученное напряжение ЦАП v_2 снова сравнивается с аналоговым сигналом. Если $V_x > v_2$, $(N-1)$ разряд остается равным 1, в противном случае становится равным 0. Этот процесс повторяется до тех пор, пока не будут перебраны все разряды. Полученный цифровой код на входе ЦАП будет соответствовать аналоговому сигналу.

Таким образом, напряжение n -ого приближения равно

$$v_n = \text{десятичное значение кода } B_{N-1}B_{N-2} \dots B_{N-n} \dots B_1B_0, \quad (6.15)$$

где

$$B_i = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < N-n \\ 1, & i = N-n \\ 1, V_x > v_{N-i} \\ 0, V_x \leq v_{N-i} \end{cases} \quad N-n < i \leq N-1, \quad (6.16)$$

а цифровое значение сигнала V_x соответствует

$$B_i = \begin{cases} 1, & V_x > v_{N-i} \\ 0, & V_x \leq v_{N-i} \end{cases} \quad N-1 \geq i \geq 0. \quad (6.17)$$

На рис. 6.24 приведена структурная схема АЦП последовательного приближения. Здесь «игроком A » является компаратор, который отвечает на вопросы B . «Игроком B » является остальная часть схемы, которая, основываясь на ответах A , вырабатывает цифровой код, соответствующий аналоговому напряжению, и снова задает вопросы A .

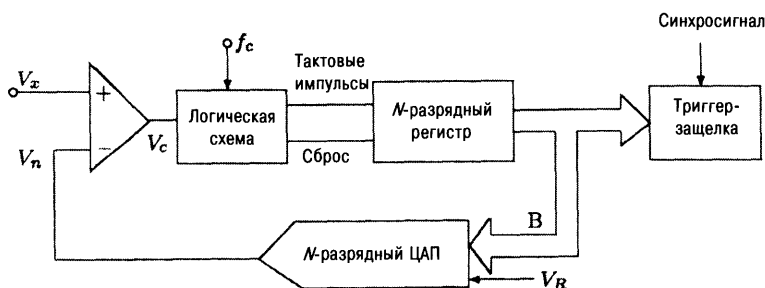


Рис. 6.24. Структурная схема АЦП последовательного приближения.

Пример 6.5.

Пусть неизвестное напряжение $V_x = 55/64$ В, максимальное значение диапазона преобразований 6-ти разрядного АЦП последовательного приближения равно 1 В. Требуется найти множество значений v_n и нарисовать зависимость $v_n(n)$.

Решение: МЗР = максимальному значению диапазона преобразований/ $2^N = 1/64$ В. Используя уравнение (6.15), найдем

$$\begin{aligned} v_1 &= 100000 = 32/64, v_2 = 110000 = 48/64, v_3 = 111000 = 56/64, \\ v_4 &= 110100 = 52/64, v_5 = 110110 = 54/64, v_6 = 110111 = 55/64. \end{aligned}$$

Таким образом, $V_x = 110110 = 54/64$. Зависимость $v_n(n)$ показана на рис. 6.25.

Для того чтобы максимальная ошибка квантования не превышала $1/2$ МЗР, из напряжения обратной связи v_n необходимо вычитать напряжение, равное $1/2$ МЗР.

На рис. 6.26 показана практическая реализация такого АЦП для $N = 3$. Отметим, что здесь V_x подключается к инвертирующему входу компаратора, а v_n — к неинвертирующему. Почему надо подключать эти сигналы именно так, будет понятно из дальнейших объяснений. В таком АЦП для выполнения одного преобразования аналоговой величины в цифровой код требуется пять тактов. Три из них используются для определения трех цифровых разрядов, четвертый такт необходим для передачи данных в триггер-зашелку, а пятый нужен для подготовки АЦП к следующему преобразованию. Три триггера, FF_1 , FF_2 и FF_3 , используются в качестве регистров для цифровых разрядов, причем FF_1 соответствует МЗР, а FF_3 — СЗР.

В начале цикла преобразования $A = 1$, $B = C = D = E = 0$. Затем начинается определение СЗР, т.е. на выходе триггера FF_3 устанавливается ВЫСОКИЙ уровень, в то время как на выходах FF_1 и FF_2 остаются НИЗКИЕ уровни. Следовательно, на входах ЦАП выставляется код 100, а на выходе получается соответствующий этому коду аналоговый сигнал v_1 . В зависимости от того $V_x \geq v_1$ или $< v_1$, выходной сигнал компаратора v_c будет равен 0 или 1. В течение следующего тактового цикла $B = 1$, $A = C = D = E = 0$. При $B = 1$, логическая схема G_3 открывается, и если $v_c = 1$, триггер FF_3 сбрасывается, т.е. Q_3 становится равным 0, в противном случае Q_3 остается равным 1. Это означает, что в начале второго такта устанавливается СЗР АЦП.

В течение двух последующих тактов по тому же самому алгоритму происходит установка остальных разрядов преобразователя. В такте, когда $E = 1$, происходит считывание полученных цифровых данных, т.е. данные передаются в триггер-зашелку либо для последующего отображения на дисплее, либо для передачи на цифровые устройства для дальнейшего преобразования.

Время единичного преобразования определяется числом тактов, которые в свою очередь зависят от количества разрядов. Очевидно, что с увеличением числа разрядов улучшается линейность преобразователя. Таким образом, АЦП последовательного приближения обладают значительно лучшим быстродействием по сравнению со следящими АЦП, хотя из-за большей аппаратной сложности и стоимость у них тоже несколько выше.

Для того чтобы ошибка квантования лежала в пределах $\pm 1/2$ МЗР, из напряжения v_n необходимо вычитать напряжение, равное $1/2$ МЗР. Это на-

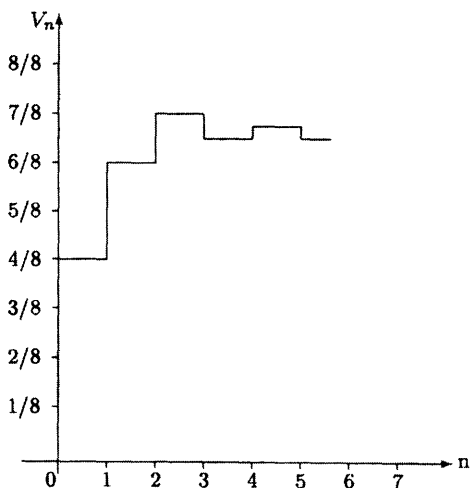


Рис. 6.25. Зависимость $v_n(n)$.

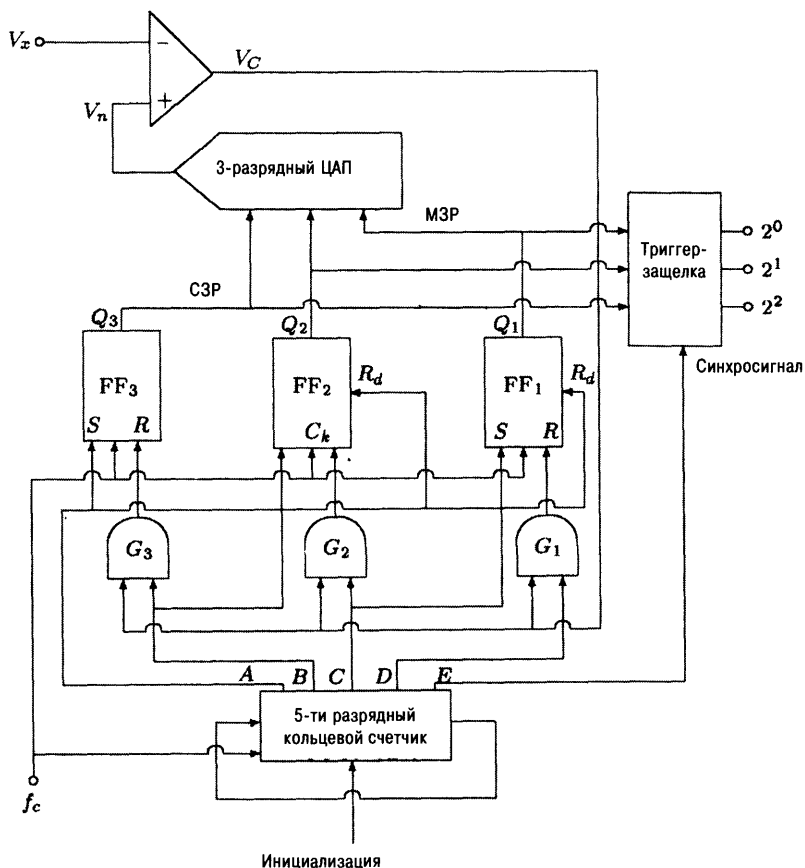


Рис. 6.26. Схема 3-х разрядного АЦП последовательного приближения (FF – триггер).

пряжение вычитается из v_n , а не прибавляется к нему, потому что сигналы на входах компаратора на рис. 6.23 и 6.26 поменяли местами.

Были рассмотрены три типа АЦП прямого действия (рис. 6.22, 6.23, 6.24). Для них справедливо следующее:

1. Каждый из них можно назвать *АЦП с обратной связью*.
2. Для каждого из них справедливо аппроксимационное соотношение:

$$V_x = v_f \text{ или } v_n.$$

ЦАП в цепи обратной связи используется как гибридный умножитель (для этого на входы опорного напряжения подается сигнал V_R), тогда

$$V_x = BV_R,$$

где B – выходной сигнал счетчика в двоичном коде. Отсюда,

$$B = \frac{V_x}{V_R}.$$

В этом случае выходной сигнал счетчика будет равен отношению напряжений V_x и V_R .

6.4.4. Параллельные АЦП

На рис. 6.27 показана схема 3-х разрядного АЦП параллельного типа. Диапазон входных напряжений данного АЦП составляет от 0 до V . Преобразование аналогового сигнала в цифровой здесь происходит также, как в примере 6.2. Отметим, что все компараторы имеют разные значения пороговых напряжений, поэтому их называют *многопороговыми параллельными АЦП*.

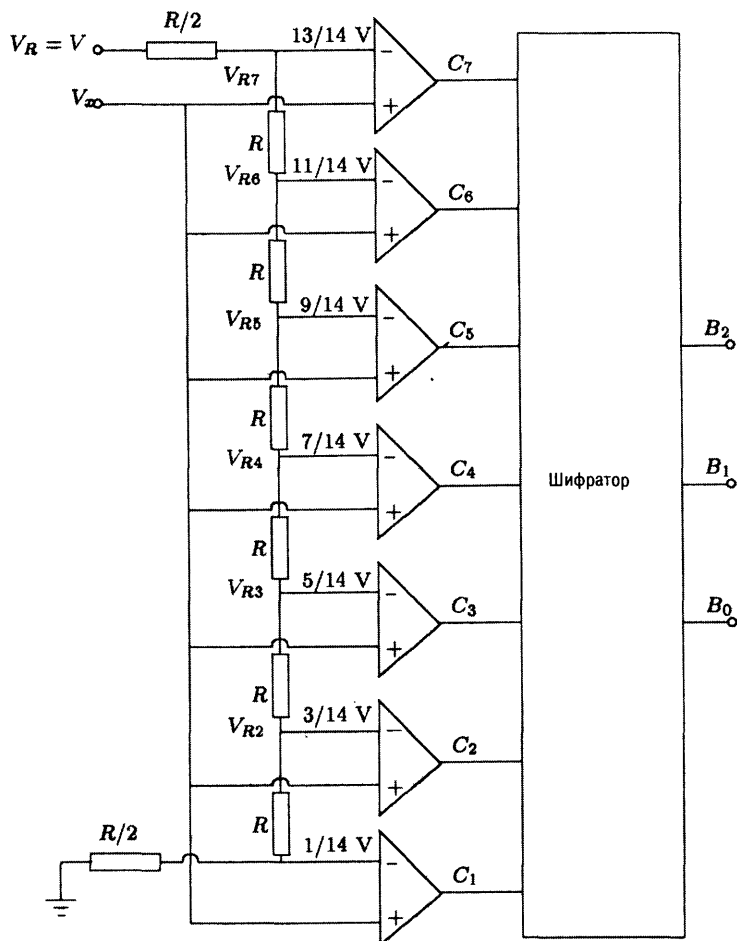


Рис. 6.27. Схема параллельного АЦП.

Если значение входного напряжения V_x лежит в диапазоне от 0 до $1/14 V$, выходные сигналы всех компараторов будут равны нулю, т.е. $C_7C_6C_5C_4C_3C_2C_1 = 0000000$. Если значение V_x лежит в диапазоне от $1/14 V$ до $3/14 V$, выходные сигналы всех компараторов. $C_7C_6C_5C_4C_3C_2C_1 = 0000001$ и т.д. Далее при помощи шифратора выходные сигналы компараторов преобразуются в 3-х разрядный однополярный двоичный код (см. задачу 6.23).

Пример 6.6.

Требуется разработать 3-х разрядный параллельный АЦП для преобразования аналоговых напряжений, лежащих в диапазоне от $-V$ до $+V$.

Решение: Поскольку аналоговый сигнал является биполярным, для представления выходного сигнала будем использовать дополнительный двоичный код (дополнение до 2). Соответствие между десятичными числами и их значениями в этом коде даны в таблице 6.1. Из таблицы видно, что цифровая шкала дополнительного кода сформирована несимметрично относительно значения 000, т.е. она имеет 3 положительных значения и 4 отрицательных. В симметричных шкалах значение 100 пропускается. Следовательно, 7 цифровых значений могут представлять 7 диапазонов квантования. Соответственно, если всю область значений входных сигналов от $-V$ до V разделить на 7, получим величину одного диапазона квантования, равную $S = 2/7V$. Каждому диапазону квантования соответствует двоичный код. Соответствие между диапазонами квантования и их цифровыми кодами показано на рис. 6.28. Следовательно, компаратор, изображенный на рис. 6.27, необходимо модифицировать следующим образом: на нижний резистор подать напряжение, равное $-V$, и использовать только 6 компараторов с опорными напряжениями: $-5/7V, -3/7V, \dots, 5/7V$. Однако если использовать и 7-ой компаратор, а на нижний резистор подать напряжение $-9/7V$, появится дополнительный диапазон квантования от $-V$ до $-9/7V$, опорные напряжения в этом случае будут равны: $-V, -5/7V, -3/7V, \dots, 5/7V$.

Таблица 6.1.

Десятичное число	Цифровой код
3	011
2	010
1	001
0	000
-1	111
-2	110
-3	101
-4	100

Опорные напряжения компараторов	Цифровой выход	Эквивалентный аналоговый выход
V		
$V_{R_7} = \frac{5}{7}V$	011	$= \frac{6}{7}V$
$V_{R_6} = \frac{3}{7}V$	010	$= \frac{4}{7}V$
$V_{R_5} = \frac{1}{7}V$	001	$= \frac{2}{7}V$
$V_{R_4} = -\frac{1}{7}V$	000	$= 0V$
$V_{R_3} = -\frac{3}{7}V$	111	$= -\frac{2}{7}V$
$V_{R_2} = -\frac{5}{7}V$	110	$= -\frac{4}{7}V$
$V_{R_1} = -V$	101	$= -\frac{6}{7}V$
$-\frac{9}{7}V$	100	$= -\frac{8}{7}V$

Рис. 6.28. Диапазоны квантования для примера 6.6.

Такие АЦП обладают высоким быстродействием, поскольку весь процесс преобразования происходит в них одновременно, а не последовательно. Поэтому они и называются *параллельными преобразователями*.

Цифровой код, соответствующий входному аналоговому напряжению, появляется на выходе АЦП практически мгновенно (если не считать небольшой задержки, связанной с работой компараторов). Поэтому такие АЦП иногда называют *мгновенными преобразователями*.

Однако такие АЦП имеют довольно существенный недостаток — большое количество компонентов схемы, сильно зависящее от числа разрядов. Например, для построения N -разрядного АЦП требуется N_c компараторов, где

$$N_c = 2^N - 1, \quad (6.16)$$

и большое количество других компонентов. Возможно построение многокаскадных параллельных АЦП, в которых значительно снижается количество компонентов схемы, особенно в случае многоразрядных преобразователей, что, конечно же, сказывается на их стоимости [Rathore, 1996].

Многокаскадный (ступенчатый) АЦП

Рассмотрим АЦП, показанный на рис. 6.29. Здесь все N разрядов разбиты на 2 части: группу СЗР, состоящую из N_1 разрядов, и группу МЗР — из N_2 разрядов. Первую группу разрядов формирует АЦП-1, а вторую — АЦП-2. Шаг квантования АЦП-1 равен $2^{N_2}S$, а АЦП-2 — 2^0S , где S — шаг квантования всего преобразователя. Цифровой сигнал с выхода АЦП-1 поступает на вход

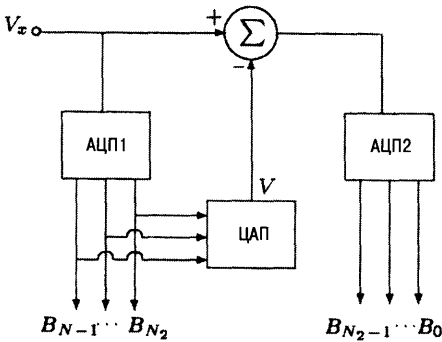


Рис. 6.29. Каскадный N -разрядный АЦП.

используется $2^N - 1$ компараторов. Условие получения минимального количества компараторов определяется следующим выражением: $dN_c/dN_1 = 0$, т.е.

$$2^{N_1} \log_e 2 - 2^{N-N_1} \log_e 2 = 0. \quad (6.18)$$

Из уравнения (6.18) получим:

$$N_1 = N_2 = N/2. \quad (6.19)$$

Считаем, что N — четное, тогда в состав АЦП будет входить минимальное количество компараторов, если этот АЦП будет иметь два каскада, в каждом из которых будет $N/2$ разрядов. Каждый $(N/2)$ -разрядный АЦП можно в свою очередь представить в виде двух каскадов $(N/4)$ -разрядных АЦП. Продолжать этот процесс можно до тех пор, пока каждый каскад не будет представлен 1-разрядным АЦП. Если N — нечетное, тогда сначала реализуются $(N-1)$ -разрядный АЦП (с шагом квантования S) и 1-разрядный АЦП (с шагом квантования $2^{N-1}R$). В любом случае, будет N четным или нечетным, структурная схема будет иметь вид, показанный на рис. 6.30.

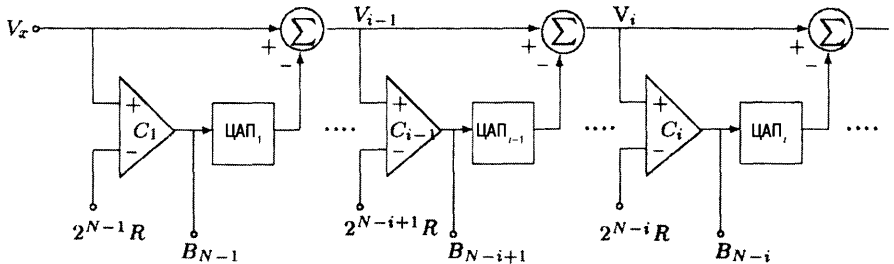


Рис. 6.30. N -разрядный АЦП, состоящий из N -каскадов одноразрядных преобразователей.

Из рис. 6.30 видно, что на один разряд здесь требуется один компаратор, таким образом, общее количество компараторов N_c равно N . Отметим, что в этой схеме нет шифратора. Однако требуются N разных значений опорных напряжений и столько же одноразрядных АЦП.

ЦАП, который вырабатывает соответствующее ему аналоговое напряжение V . На АЦП-2 поступает разность сигналов $V_x - V$. Общее число компараторов, используемых в АЦП, определяется выражением:

$$N_c = (2^{N_1} - 1) + (2^{N_2} - 1) = (2^{N_1} + 2^{N-N_1} - 2). \quad (6.17)$$

В то время как в обычном параллельном N -разрядном АЦП, показанном на рис. 6.27, исполь-

Вспомним, что на работу компаратора не сказывается одновременное умножение двух входных сигналов на один и тот же коэффициент или прибавление к ним одинакового напряжения. Используя эти свойства, АЦП, представленный на рис. 6.30, можно модифицировать следующим образом. Входной сигнал на неинвертирующем входе i -го компаратора можно представить в виде:

$$\begin{aligned} v_{i+} &= v_{i-1} - B_{N-i+1} 2^{N-i+1} S = v_{i-2} - B_{N-i+2} 2^{N-i+2} S - B_{N-i+1} 2^{N-i+1} S = \\ &= v_{i-3} - B_{N-i+3} 2^{N-i+3} S - B_{N-i+2} 2^{N-i+2} S - B_{N-i+1} 2^{N-i+1} S = \dots = \\ &= V_x - S \sum_{k=N-1}^{N-i+1} B_k 2^k = V_x - V_{i-1}, \quad i \geq 2, \end{aligned} \quad (6.20)$$

где V_{i-1} – аналоговое значение первых $(i-1)$ старших разрядов, равное 0 для случая $i = 0$.

Напряжение на инвертирующем входе i -го компаратора равно

$$v_{i-} = 2^{N-i} S. \quad (6.21)$$

Рассмотрим несколько возможных вариантов.

(а) На инвертирующие входы всех компараторов подается одинаковое напряжение

Умножив входные сигналы i -го компаратора на 2^{i-1} , получим:

$$\begin{aligned} v_{i+} &= 2^{i-1}(V_x - V_{i-1}) = 2^{i-1}V_x - 2^{i-1}V_{i-1}, \\ v_{i-} &= 2^{N-1}S. \end{aligned} \quad (6.22)$$

Таким образом, для всех компараторов справедливо, $v_{-} = 2^{N-1}S$.

Заменив в уравнении (6.22) i на $i-1$ и домножив обе части на 2, получим

$$2v_{i-1+} = 2^{i-1}V_x - 2^{i-1}V_{i-2}. \quad (6.23)$$

Вычтем из уравнения (6.22) выражение (6.23):

$$v_{i+} - 2v_{i-1+} = 2^{i-1}[V_{i-2} - V_{i-1}] = 2^{i-1}[-B_{N-i+1} 2^{N-i+1} S] = -B_{N-i+1} 2^N S, \quad i > 1.$$

Таким образом,

$$v_{i+} = 2[v_{i-1+} - B_{N-i+1} 2^{N-1} S], \quad i > 1.$$

Также из уравнения (6.22) видно, что для $i = 1$, справедливо

$$v_{1+} = V_x.$$

На рис. 6.31 показан модифицированный АЦП, в котором используются дифференциальные усилители с коэффициентом усиления 2.

В состав такого АЦП не входит ЦАП и используется только одно опорное напряжение, равное $2^{N-1}R$. Главное преимущество АЦП, показанного на рис. 6.31, заключается в том, что все N каскадов идентичны по элементной базе и по принципу действия.

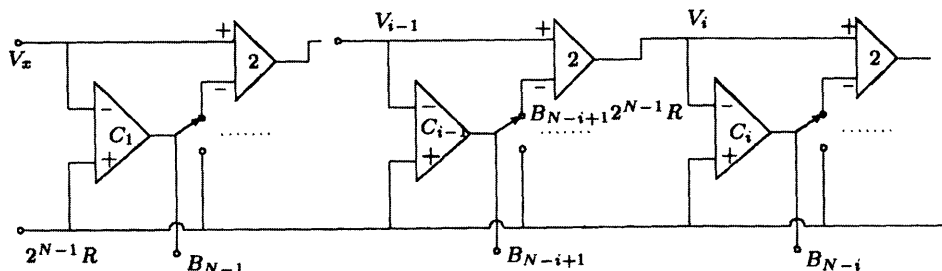


Рис. 6.31. АЦП, использующий дифференциальные усилители.

(б) На инвертирующие входы всех компараторов подается нулевой потенциал

Вычитая напряжение $2^{N-i}S$ из обоих входных сигналов i -го компаратора и разделив полученное выражение на

$$\left[1 + \frac{1}{2^0} + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \dots + \frac{1}{2^{i-1}}\right],$$

получим

$$v_{i-} = 0 \quad (6.24)$$

и

$$\begin{aligned} v_{i+} &= \frac{V_x - V_{i-1} - 2^{N-i}S}{1 + \frac{1}{2^0} + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \dots + \frac{1}{2^{i-1}}} = \\ &= \frac{V_x - 2^{N-1}S \left[\frac{B_{N-1}}{2^0} + \frac{B_{N-2}}{2^1} + \dots + \frac{B_{N-i+1}}{2^{i-2}} + \frac{1}{2^{i-1}} \right]}{1 + \frac{1}{2^0} + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \dots + \frac{1}{2^{i-1}}}. \end{aligned} \quad (6.25)$$

В этом случае инвертирующие входы всех компараторов будут иметь нулевой потенциал. На рис. 6.32 показано, как можно такой АЦП реализовать на практике. Из рис. 6.32 видно, что аппаратная сложность такого АЦП значительно возрастает при увеличении числа разрядов. С ростом числа разрядов не только увеличивается количество используемых резисторов, но и их номиналы. Значения резисторов возрастают пропорционально степени числа 2, т.е. 1, 2, 4, 8, и т.д. Следовательно, при большом количестве разрядов значения резисторов будут довольно велики, что особенно скажется на времени преобразования младших разрядов. Причина заключается в том, что с увеличением значений сопротивлений замедляется процесс установления токов при переключении резисторов. К увеличению времени преобразования также приводят паразитные емкости, неизбежно присутствующие в схеме.

Сразу же после поступления нового сигнала на вход АЦП на его выходах начинается формирование цифрового кода. Цифровой код можно считы-

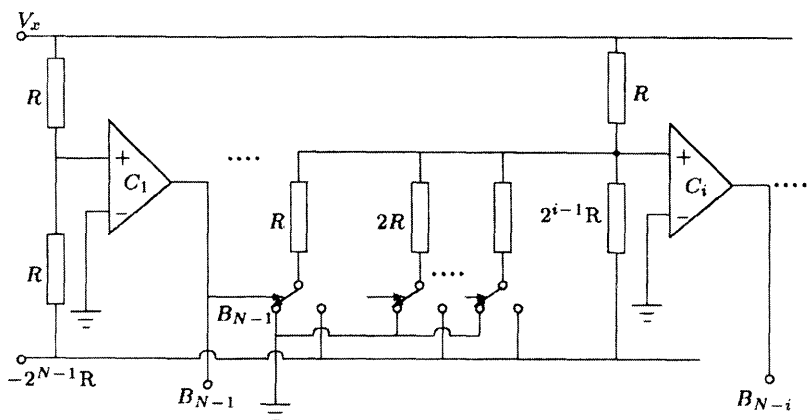


Рис. 6.32. АЦП, использующий поразрядно взвешенные резисторы.

вать с преобразователя после того, как закончатся все переходные процессы. Поэтому работу такого АЦП лучше организовывать в режиме синхронизации, для чего часто используют стробируемые компараторы.

(в) Аналоговое напряжение подается на неинвертирующие входы компараторов

Если сигналы на обоих входах i -го компаратора ($i > 1$) увеличить на V_{i-1} , получим:

$$v_{i+} = V_x, \quad (6.26)$$

$$v_{i-} = V_{i-1} + 2^{N-i} S. \quad (6.27)$$

Из уравнения (6.21) видно, что напряжение на неинвертирующих входах всех компараторов равно V_x . Поскольку V_x представляет собой аналоговое значение цифрового сигнала, состоящего из $(i - 1)$ разрядов, реализовать выражение (6.27) можно при помощи N -разрядного ЦАП, на вход которого подан следующий код:

$$B = B_{N-1} B_{N-2} \dots B_{N-i+1} B_{N-i} B_{N-i-1} \dots B_1 B_0 = B_{N-1} B_{N-2} \dots B_{N-i+1} 1 \dots 00,$$

где $B_{N-i+1} = 1$, если $V_x > 2^{N-i+1} S$, в противном случае 0. Модифицированный таким образом преобразователь показан на рис. 6.33.

Интересно отметить, что АЦП последовательного приближения, показанный на рис. 6.24, является вариантом только что рассмотренного преобразователя, который из-за использования временного мультиплексирования работает медленнее, но имеет более простую схему. Преобразователь последовательного приближения является самым медленным в этом семействе АЦП.

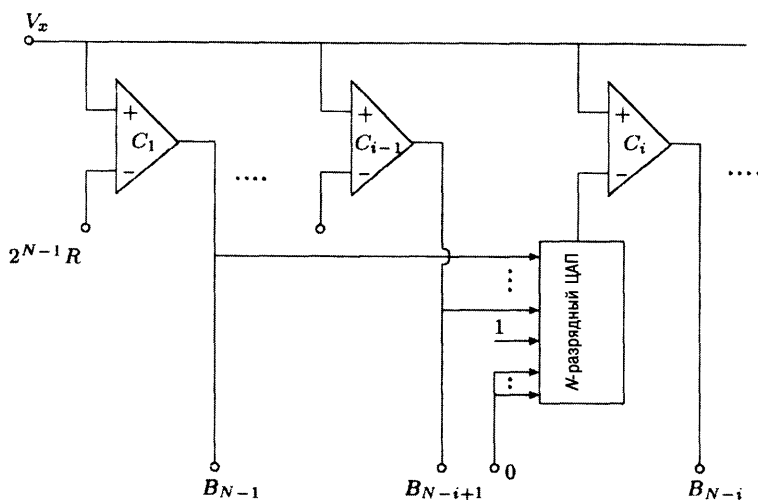


Рис. 6.33. АЦП, использующий N -разрядный ЦАП.

6.4.5. Сравнение АЦП

АЦП прямого действия, рассмотренные выше, по быстродействию можно разделить на три группы. Самыми быстродействующими являются параллельные АЦП. Если не учитывать задержку на компараторах, такие преобразователи можно считать мгновенного действия, т.к. цифровой сигнал на их выходах появляется сразу же после того, как на их входы поступают аналоговые напряжения. Поэтому в системах, где требуется высокое быстродействие, применяются АЦП этого типа. Если существуют строгие требования к стоимости системы, то, принеся в жертву некоторое быстродействие и точность, можно использовать каскадные АЦП.

Следующая группа по быстродействию — это АЦП последовательного приближения. Когда требуется довольно высокое быстродействие и хорошая точность, используются именно эти АЦП, поэтому такие преобразователи являются самыми популярными. В АЦП этой группы время преобразования увеличивается линейно с ростом числа разрядов, поскольку здесь требуется столько тактовых импульсов, сколько существует разрядов.

Интегрирующие АЦП являются самыми медленными, требующими на одно преобразование 2^N тактовых периодов.

Очень популярными являются АЦП двойного интегрирования, которые широко используются в цифровых вольтметрах, где точность является более важным параметром, чем быстродействие.

Следует отметить, что здесь были рассмотрены далеко не все типы известных АЦП, некоторые упущенные преобразователи отличаются по принципу действия, а некоторые только отдельными деталями.

6.5. Параметры АЦП

Также как и для ЦАП приведем описание параметров АЦП, используемых в справочной литературе.

6.5.1. Статические параметры АЦП

Основные параметры АЦП аналогичны параметрам ЦАП, но существуют и некоторые различия.

Разрешающая способность АЦП — минимальная величина изменения аналогового напряжения на входе АЦП, вызывающая изменение выходного кода на 1 МЗР. Этот параметр может задаваться в процентах от полного диапазона, в милливольтмах для заданного изменения входного сигнала, или просто числом разрядов преобразователя.

Разрядность АЦП — округленный до целого числа двоичный логарифм номинального числа значений выходного кода:

$$n = \log_2 b, \quad \text{где } b - \text{число значений выходного кода}$$

Зависимость между значениями входного аналогового напряжения и выходного кода называется *характеристикой преобразования АЦП (ХП)*.

Под *напряжением межкодového перехода* понимается такое входное аналоговое напряжение, статистические вероятности преобразования которого в заданное и предшествующее заданному значению выходного кода равны. Разность значений напряжений заданного и следующего за ним межкодového переходов определяет *шаг квантования ХП*. Несоответствие номинальной и действительной характеристик преобразования определяет точностные параметры АЦП: напряжение смещения нуля, отклонение коэффициента преобразования от номинального значения, нелинейность, дифференциальную нелинейность, монотонность ХП.

Действительное значение входного напряжения в точке ХП, соответствующей номинальному нулевому значению этого напряжения, определяет *напряжение смещения нуля*. Физически это напряжение показывает параллельный сдвиг ХП вдоль вертикальной оси.

Отклонение коэффициента преобразования от номинального значения показывает изменение наклона прямой, проведенной через начальную и конечную точки реальной ХП, от наклона номинальной ХП.

Нелинейность АЦП — отклонение реального значения входного напряжения, соответствующего заданной точке ХП, от значения, определяемого по линеаризованной ХП в той же точке. Этот параметр характеризует отклонение центров ступенек действительной ХП от прямой линии, аппроксимирующей номинальную ХП. Методики определения нелинейности различаются способом проведения прямой, аппроксимирующей номинальную ХП. Эта прямая может проводиться через середины ступенек, соответствующих кодам 000...001 и 111...110 действительной ХП, но чаще аппроксимирующая прямая строится методом наименьших квадратов.

Дифференциальная нелинейность АЦП — отклонение реальных значений шагов квантования ХП от их номинального значения (МЗР).

Под *монотонностью* ХП АЦП понимают наличие всех кодовых комбинаций на его выходе при подаче на его вход монотонно изменяющегося сигнала, при этом знак наклона ХП изменяться не должен.

Полная шкала входного сигнала — максимальное значение входного сигнала, при котором обеспечивается устойчивое считывание выходных значений.

Погрешность опрокидывания — разность между значениями выходных кодов, соответствующих одинаковым амплитудам входных сигналов разного знака.

Точность преобразования — максимальная разность между фактическим входным напряжением и аналоговым эквивалентом двоичного выходного кода при заданном полном диапазоне. Если это значение указывается в вольтах, оно означает *абсолютную точность*. Однако чаще для определения точности используется величина МЗР. В этом случае речь идет об *относительной точности*.

6.5.2. Динамические параметры АЦП

Быстродействие АЦП характеризуется рядом динамических параметров: временем преобразования, апертурным временем, апертурной неопределенностью, монотонностью характеристики преобразования при максимально допустимой скорости изменения входного сигнала, соотношением сигнал/шум. Для оценки быстродействия каждого конкретного вида АЦП необходимо выбирать разные динамические параметры. АЦП может работать с устройством выборки и хранения (УВХ) на входе или без него, поэтому необходимо учитывать два режима работы преобразователя:

1. входной сигнал меняется скачкообразно и сохраняется постоянным в течение времени преобразования,
2. входной сигнал меняется непрерывно в течение всего цикла преобразования.

В общем случае *время преобразования* — это время от момента начала изменения сигнала на входе АЦП до появления на выходе устойчивого кода. В первом режиме работы АЦП динамические параметры однозначно определяются временем преобразования, которое зависит от времени задержки запуска и времени цикла кодирования. *Время задержки запуска* — минимальное время с момента подачи скачкообразного сигнала на аналоговый вход АЦП до момента подачи сигнала запуска АЦП, при котором выходной код должен отличаться от номинального не более чем на значение статической погрешности. *Время цикла кодирования* — время, в течение которого осуществляется непосредственное преобразование установившегося значения входного сигнала. Время преобразования АЦП, имеющих команду внешнего запуска, равно минимальному времени между импульсом запуска и моментом появления на выходе АЦП заданного значения кода.

Максимальная частота преобразования — частота дискретизации входного сигнала, при которой выбранный параметр АЦП не выходит за заданные пределы. Выбранным параметром может быть монотонность или нелинейность.

Во втором режиме работы динамические параметры АЦП наряду с временем преобразования характеризуются апертурным временем, апертурной неопределенностью, монотонностью ХП при максимально допустимой скорости изменения входного сигнала, соотношением сигнал/шум. Под *апертурным временем* понимается время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением выборки и временем, к которому оно относится. Для исключения влияния апертурного времени на точностные параметры АЦП изменение сигнала на аналоговом входе за время, равное апертурному, должно быть гораздо меньше значения МЗР. Апертурное время может иметь разные значения в различных точках ХП. *Апертурная неопределенность* — случайное изменение апертурного времени в конкретной точке ХП. Влияние апертурной неопределенности заключается в появлении различных кодовых комбинаций при кодировании быстроизменяющегося сигнала одной величины.

Монотонность ХП при максимально допустимой скорости изменения входного сигнала определяется такой скоростью изменения входного сигнала, при которой эта характеристика АЦП еще монотонна. Вместо монотонности ХП выбранным параметром может являться допустимая нелинейность или дифференциальная нелинейность. Факторами, ограничивающими максимальную скорость изменения сигнала на входе АЦП, являются апертурная неопределенность, апертурное время, разброс апертурного времени по ХП, полоса пропускания компараторов и т.д.

Очень важным параметром, имеющим значительное влияние на динамические параметры АЦП, является входная емкость. *Входная емкость* — это эквивалентная емкость на аналоговом входе АЦП, для некоторых типов АЦП (например, параллельных) она достигает сотен пикофарад и даже более. Поэтому входная емкость влияет на полосу пропускания АЦП, на разброс апертурного времени по ХП, и, как следствие, на точностные параметры АЦП. Влияние входной емкости на полосу пропускания можно моделировать RC -фильтром нижних частот, подключенным на вход АЦП. Полоса пропускания будет ограничиваться по уровню -3 дБ произведением $R_o C_{вх}$, где R_o — выходное сопротивление источника сигнала в диапазоне рабочих частот, $C_{вх}$ — входная емкость АЦП, приведенная ко входу.

Соотношение сигнал/шум является динамическим параметром АЦП, позволяющим интегрально оценить вносимые преобразователем искажения. Соотношение сигнал/шум реального АЦП находится как отношение среднего квадратичного значения напряжения гармоник восстановленного сигнала к среднему квадратичному значению полного напряжения восстановленного сигнала.

6.5.3. Определение статических параметров АЦП

Наиболее простым способом определения параметров ХП АЦП является использование опорного ЦАП, имеющего незначительную нелинейность и такое же число разрядов, как и измеряемый АЦП (рис. 6.34). Для этого вход измеряемого АЦП соединяется с выходом ЦАП, имеющим такую же ХП.



Рис. 6.34. Схема измерения параметров ХП АЦП.

При последовательном изменении кода ЦАП контролируется его совпадение с выходным кодом АЦП. По разности кодов в отдельных точках ХП можно судить об основных параметрах АЦП. Но из-за низкой разрешающей способности этот метод применяется только для оценки работоспособности АЦП.

Для повышения разрешающей способности необходимо использовать ЦАП с большим, чем у АЦП количеством разрядов (рис. 6.35). В начальный момент времени счетчики 1 и 2 установлены в нуль, а счетчик 3 — в единицу. После запуска генератора первый и второй счетчики подсчитывают число поступающих импульсов, что приводит к изменению выходных напряжений опорного и вспомогательного ЦАП. Поскольку число разрядов опорного ЦАП больше числа разрядов измеряемого АЦП, напряжение на входе АЦП меняется относительно плавно. После некоторого числа импульсов напряжение опорного ЦАП станет равным первому уровню квантования АЦП и на его выходе появится код, равный значению кода третьего счетчика. В этот момент цифровой компаратор выдает сигнал $A=B$, который останавливает генератор. Число импульсов, зафиксированное в данный момент вторым счетчиком, будет пропорционально напряжению смещения нуля. После чего второй счетчик устанавливается в нуль, а третий — увеличивает свой код на единицу. Одновременно запускается генератор. Через определенное число импульсов напряжение опорного ЦАП станет равным второму уровню квантования и коды на входах цифрового компаратора опять совпадут, что остановит генератор. Число импульсов, зафиксированное в данный момент вторым счетчиком, пропорционально ступени квантования, а отклонение его от номинального значения — дифференциальной нелинейности. С помощью вспомогательного ЦАП это число преобразуется в напряжение, и компараторами проверяется, не выходит ли оно за допустимые пределы. Результат проверки отображается на индикаторном устройстве 2. Процесс повторяется до окончания проверки всех возможных кодовых комбинаций или останавливается при такой комбинации, которая у измеряемого АЦП отсутствует, т.е. фиксируется отсутствие кода, значение которого отображается индикаторным устройством 1. Таким образом, по окончании цикла работы устройства будут проверены дифференциальная нелинейность и отсутствие пропуска кодов. Если опорный ЦАП имеет значительно меньшую нелинейность, чем измеряемый АЦП, то при помощи данного метода можно определить и нелинейность ХП АЦП. Для этого необходимо зафиксировать результаты подсчета импульсов счетчика 1 в моменты появления нового кода на выходе измеряемого АЦП и произвести соответствующий расчет.

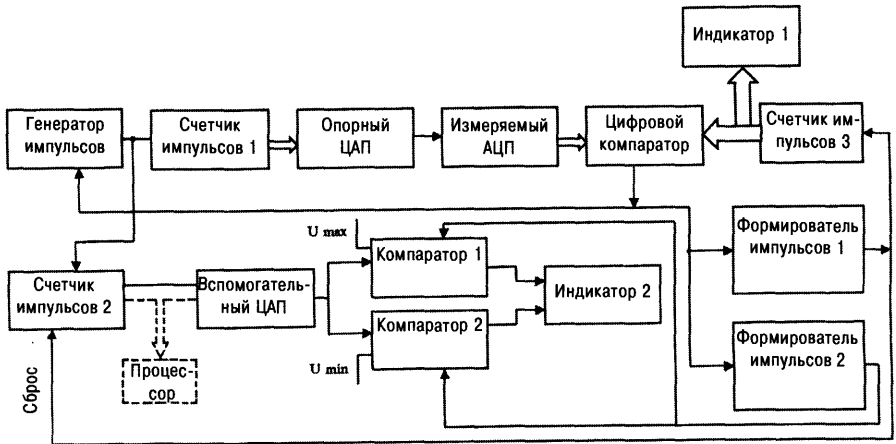


Рис. 6.35. Усовершенствованная схема измерения параметров ХП АЦП.

Для определения ХП прецизионных АЦП используется генератор линейно изменяющегося напряжения. Если на вход АЦП подать линейно изменяющееся напряжение и со стабильной частотой производить его преобразование, число появлений какого-либо кода будет пропорционально действительной ступени квантования в этой точке ХП. Фиксируя при этом число появлений каждого из возможных значений выходного кода, можно вычислять нелинейность и дифференциальную нелинейность измеряемого АЦП. Точность данного метода определяется линейностью изменения входного напряжения и стабильностью частоты преобразования. Устройство для реализации данного метода показано на рис. 6.36.

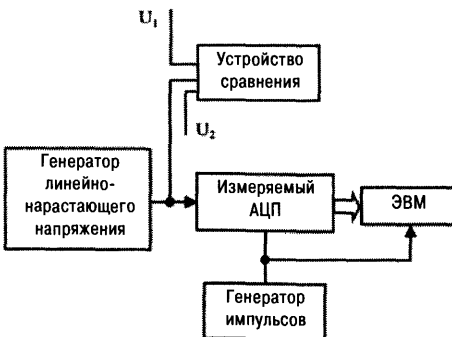


Рис. 6.36. Измерение параметров ХП АЦП с линейным генератором.

Устройство сравнения выдает сигналы в моменты достижения нарастающим напряжением значений U_1 и U_2 . Компьютер фиксирует число преобразований до появления этих сигналов, а также подсчитывает количество появлений каждого возможного кода.

6.5.4. Определение динамических параметров АЦП

Для определения динамических характеристик АЦП широко применяются методы измерения, основанные на восстановлении входного сигнала с помощью образцового ЦАП. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 6.37. Разрядность быстродействующего ЦАП должна значительно превышать разрядность измеряемого АЦП. ЦАП должен обеспечивать неискаженное восстановление входного, чаще всего синусоидального, с предельным для измеряемого АЦП спектром сигнала.

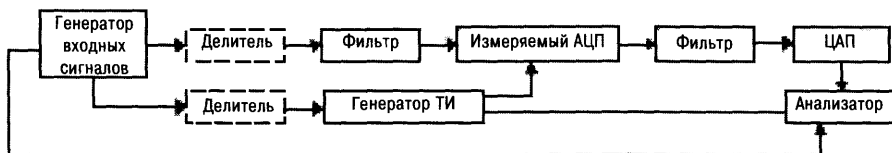


Рис. 6.37. Схема измерения динамических параметров АЦП методом вспомогательного ЦАП.

В ряде случаев для определения динамических свойств АЦП применяются методы, основанные на статистической обработке выходных сигналов (дискретное преобразование Фурье). Структурная схема такого устройства приведена на рис. 6.38.

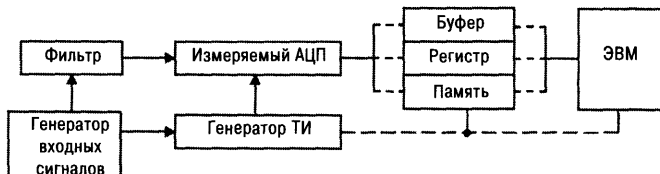


Рис. 6.38. Схема измерения динамических параметров АЦП методом дискретного преобразования Фурье.

На рис. 6.39 приведена схема измерения апертурного времени АЦП с помощью образцового ЦАП. В ней на вход АЦП и первый канал стробоскопического осциллографа подается синусоидальный сигнал. Запуск АЦП и ЦАП производится от синхроимпульса осциллографа через регулируемую линию задержки. На экране осциллографа наблюдаются две синусоиды: одна от генератора, другая восстановленная. Частота генератора увеличивается до появления искажений восстановленной синусоиды.

Апертурное время определяется расчетным путем:

$$t_A \leq \frac{S}{U \times 2\pi \times f},$$

где S — величина ступени квантования АЦП, U — максимальный размах входного напряжения АЦП, f — частота, при которой начинаются искажения синусоиды.

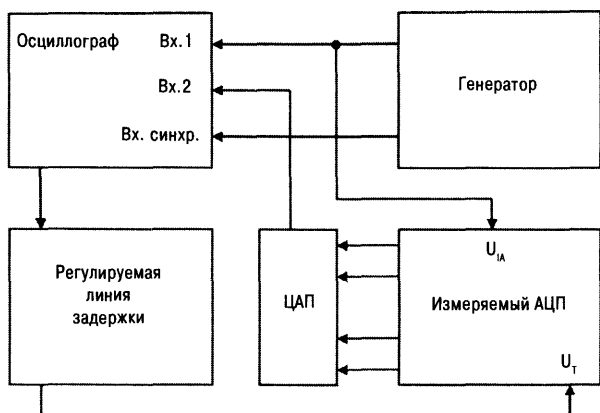


Рис. 6.39. Схема измерения апертурного времени при помощи образцового ЦАП.

Важным параметром АЦП является отношение сигнал/шум, для измерения которого используются методы спектрального анализа. Экспериментально доказано, что с достаточной точностью отношение сигнал/шум можно рассчитать по формуле:

$$\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}} = 6N + 1,8 \text{ дБ},$$

где N — число разрядов АЦП.

6.6. Входной интерфейс измерительных систем

На рис. 6.40(а) показана структурная схема цифрового вольтметра, а на рис. 6.40(б) — типовой микропроцессорной измерительной системы. И в первом, и во втором случае требуется разработка входного интерфейса, который, как правило, состоит из преобразователей сигналов различных датчиков, мультиплексора и устройства выборки и хранения (рис. 6.40(в)). Назначение входного интерфейса — согласование аналоговых выходных сигналов датчиков со входами АЦП. Построение входного интерфейса — всегда индивидуальная задача, поскольку при этом требуется учитывать особенности конкретных датчиков и решать вопросы грамотного заземления, обеспечения работы не только с униполярными, но и с биполярными сигналами, защиты входов АЦП, фильтрации и усиления, электрического согласования, управления элементами системы. Если в случае процессорных измерительных систем вопросы управления можно возложить на процессор, то в случае цифровых вольтметров необходимо разрабатывать схемы, обеспечивающие автоматический выбор диапазонов измерения, установку системы в исходное состояние и т.д. Разработка входного интерфейса является одним из самых сложных этапов при построении измерительных систем. В этом разделе будут рассмотрены варианты схемотехнических решений отдельных узлов и моменты, о которых нельзя забывать при проектировании и настройке входных интерфейсов любых измерительных систем.

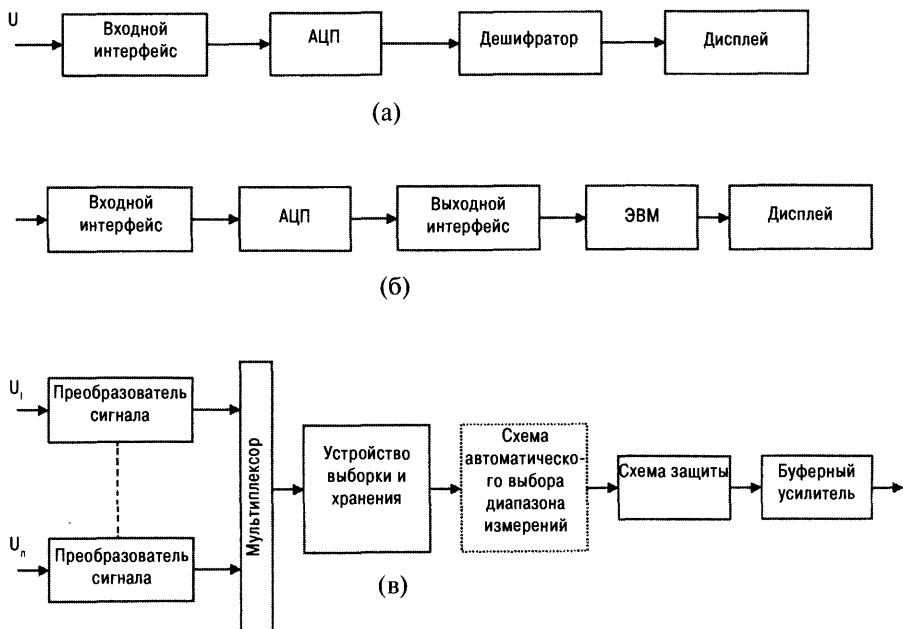


Рис. 6.40. (а) Структурная схема цифрового вольтметра, (б) структурная схема микропроцессорной измерительной системы, (в) структурная схема типового входного интерфейса.

6.6.1. Особенности некоторых типов датчиков

Все типы датчиков преобразуют конкретные физические величины к виду, допускающему их дальнейшую обработку. Например, термопары и терморезисторы превращают температуру в напряжение или сопротивление, а струнные датчики, датчики потока и давления преобразуют силу, скорость потока и давление в электрические сигналы. В каждом случае электрические сигналы на выходе датчиков являются пропорциональными физическим величинам, которые они контролируют. Поскольку датчики строятся на разных физических принципах, они имеют очень разные характеристики. Например, выходной сигнал термопар очень низкий, и, как правило, диапазон его изменения варьируется в пределах 7...40 мкВ на каждый градус изменения температуры. Следовательно, для проведения точных температурных измерений с их помощью требуется использовать малощумящий усилитель, обладающий высоким коэффициентом усиления и хорошей линейностью. К тому же при проведении термопарных измерений требуется компенсация температуры холодного спая. В других типах датчиков, таких как термисторы и струнные датчики, информационным сигналом является сопротивление, изменяющееся в соответствии с температурой или приложенной силой. Такие резистивные датчики требуют применения мостовых схем с высокоточными источниками тока или напряжения. К тому же здесь необходимо учитывать дополнительное сопротивление, вносимое соединитель-

ными проводами и меняющееся с температурой. Соответственно в каждом конкретном случае требуется применение разных преобразователей измерительных сигналов. В таблице 6.2 приведены характерные особенности некоторых типов наиболее распространенных датчиков.

Таблица 6.2.

Датчики	Электрические характеристики	Требования к преобразователям
Термопары	Низкий уровень вых.напряжения Низкая чувствительность Нелинейность	Компенсация холодного спая Применение малощумящего усилителя с высоким коэффициентом усиления Линеаризация
Тензорезисторы	Выходной сигнал – изменение R Низкие значения R (сотни Ом) Низкая чувствительность Нелинейность	Использование стабильного источника тока Применение мостовой схемы Линеаризация
Термисторы	Выходной сигнал – изменение R Большие значения R Высокая чувствительность Большая нелинейность	Использование стабильного источника тока или напряжения и эталонного резистора Линеаризация
Струнные датчики	Выходной сигнал – изменение R Низкие значения R Очень низкая чувствительность Нелинейность	Применение мостовой схемы Использование стабильного источника тока или напряжения Линеаризация

6.6.2. Гальваническая развязка и заземление

Поскольку датчик и остальная часть измерительной системы имеют разные точки заземления, иногда возникают серьезные проблемы, связанные с тем, что потенциалы их «земель» серьезно различаются друг от друга, бывает до нескольких киловольт. Поэтому вопросам заземления и грамотного подсоединения устройств всегда необходимо уделять особое внимание. Если уровень измерительного сигнала достаточно высок, эта проблема не стоит очень остро и ею можно пренебречь. Но в случае малых сигналов и длинных соединительных линий для уменьшения паразитных наводок можно использовать один или несколько из следующих приемов:

- **Использование витых пар проводов.** Элементы измерительной системы соединяются витыми парами проводов. При этом направление наведенных э.д.с. в разных проводах пары будет противоположным, в ре-

зультате их влияние будет компенсироваться, что значительно повышает помехоустойчивость всей системы.

- **Использование электростатического экранирования.** Хороший способ предотвращения паразитной емкостной связи — защита электрических контуров датчика и остальной части измерительной системы заземленным металлическим экраном. Но при этом могут возникнуть проблемы заземления, для решения которых необходимо использовать экранированные кабели.
- **Использование коаксиальных экранированных кабелей** (рис. 6.41). На первой схеме (рис. 6.41(а)) кабель присоединен к корпусу и схемному заземлению источника сигнала, но изолирован от корпуса приемника. Если далее сигнал подать на дифференциальный усилитель, произойдет подавление синфазного шума, появляющегося на экране кабеля. Также полезно подключить на землю резистор с малым сопротивлением и шунтирующий конденсатор для предупреждения повреждения входного каскада. На второй схеме (рис. 6.41(б)) показано «псевдодифференциальное» включение входного каскада. Сопротивление 10 Ом, включенного между общей точкой усилителя и схемной землей, во много раз превышает полное сопротивление заземления источника сигнала, поэтому и потенциал общей точки усилителя в этом случае определяется опорной землей источника.

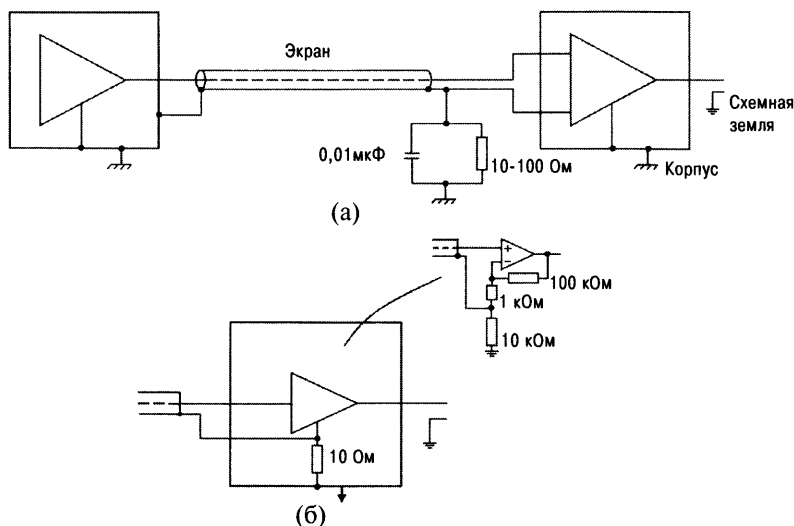


Рис. 6.41. Цепи заземления с экранированными кабелями для сигналов низкого уровня.

Если входной каскад будет иметь достаточно высокий коэффициент усиления K_v , помехи, появляющиеся на линии заземления, становятся несущественными, поскольку отношение сигнал/шум при этом также возрастает в K_v раз.

- **Использование плавающего источника сигнала.** Если заземлить экран на обоих концах, разность напряжений заземления появится в качестве сигнала на входе усилителя. Лучше всего отделить экран от заземления в источнике сигнала. На рис.6.42 этот способ показан на примере измерения милливольтового сигнала от головки магнитофона.

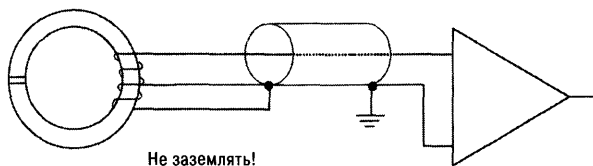


Рис. 6.42. Пример измерения сигнала от плавающего источника.

Если эти методы не помогают решить задачу помехозащищенности, прибегают к более сложным методам гальванической развязки.

- **Использование изолирующих усилителей.** В изолирующих усилителях используется один из следующих трех методов:
 - **Трансформаторная изоляция (развязка)** несущего сигнала высокой частоты, подвергнутого частотной или широтно-импульсной модуляции относительно узкополосным сигналом (с частотой от 0 до ≈ 10 кГц). Этот метод используется в ряде устройств фирм Analog Devices, Burt-Brown и т.д. На рис. 6.43 приведен пример изолирующего усилителя AD295 фирмы Analog Devices. Усилители такого типа обеспечивают изоляцию до 3,5 кВ и имеют типичную полосу пропускания порядка 2 кГц.
 - **Оптоэлектронная передача сигнала** через светодиод на передающем конце и фотодиод на стороне приемника. Типичным примером использования этого метода служит ISO100 фирмы Burt-Brown. Для того чтобы добиться хорошей линейности свет от светодиода падает не только на фотодиод, стоящий в цепи приемника, но и на второй фотодиод, включенный на передающем конце по схеме обратной связи. При этом нелинейности свето- и фотодиода взаимно уничтожаются (рис. 6.44). Такой развязывающий усилитель изолирует до 750 В и имеет полосу 60 кГц.
 - **Изоляция за счет емкостной связи** по высокочастотной несущей, модулированной по частоте сигналом, который необходимо изолировать (рис. 6.45). Представителями этого метода являются ISO106 и ISO122 фирмы Burt-Brown, которые обеспечивают изоляцию до 3,5 кВ и имеют полосу пропускания 70 кГц.

6.6.3. Защита входов АЦП

Вопрос об изолирующих усилителях примыкает к проблеме защиты входов АЦП, на которых нельзя допускать даже кратковременного превышения напряжения выше некоторого допустимого уровня, поскольку высокое напряжение на входах может необратимо повредить преобразователь. Многие АЦП имеют встроенные диоды защиты от статического разряда. Например,

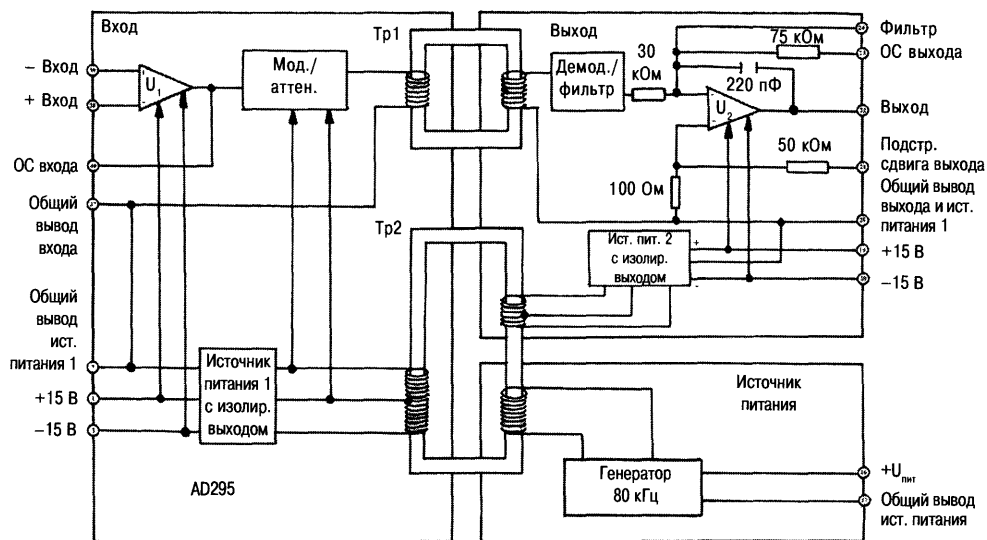


Рис. 6.43. Изолирующий усилитель, использующий трансформаторную развязку.

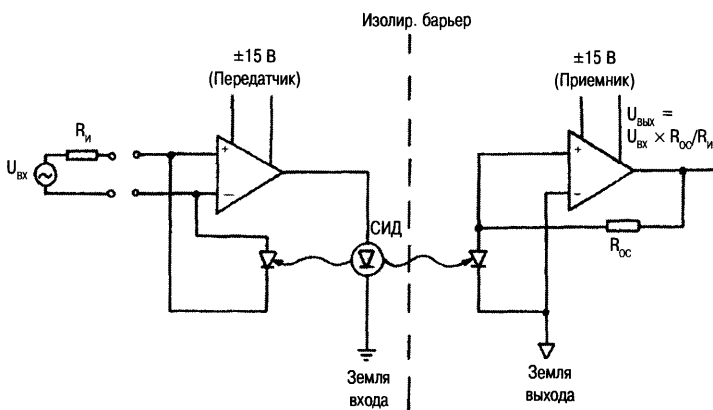


Рис. 6.44. Изолирующий усилитель с оптической связью.

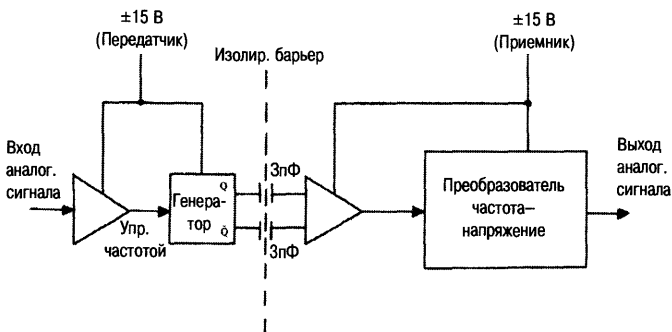


Рис. 6.45. Изолирующий усилитель с емкостной связью.

такая внутренняя защита в АЦП AD771* фирмы Analog Devices реализована, как показано на рис. 6.46.

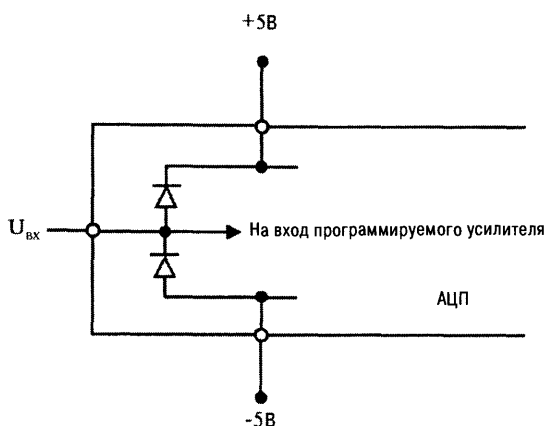


Рис. 6.46. Внутренняя защита от статического разряда.

Часто этого бывает недостаточно, тогда на входе буферного усилителя (повторителя) устанавливают ограничитель напряжений, передаточная характеристика которого показана на рис. 6.47(а). Один из вариантов такого ограничителя представлен на рис. 6.47(б). При использовании этой схемы напряжение на входе повторителя не будет превышать $\pm V_Z$, где V_Z — безопасное для ОУ напряжение. Использование последовательного сопротивления R ограничивает входной ток ОУ до безопасных значений. Сопротивление стабилитрона до пробоя должно быть высоким для того, чтобы входной импеданс измерительного прибора оставался высоким даже в случае использования схемы автоматического выбора диапазона измерений.

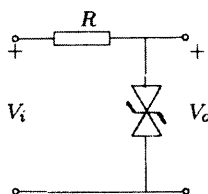
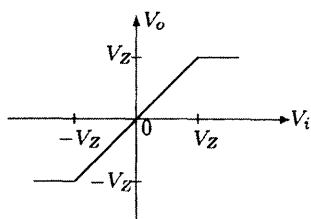


Рис. 6.47. Схема защиты от перенапряжений по входу.

6.6.4. Фильтрация входных сигналов

Фильтрация используется для удаления нежелательных составляющих из измеряемого сигнала. Например, для медленно меняющихся сигналов, таких как термопарные, для повышения точности измерений необходимо использовать фильтр, срезающий высокочастотные составляющие. Для датчиков, где информационным сигналом является частота переменного напряжения или тока, например, вибрационных датчиков, необходимо применение специальных фильтров, позволяющих удалить все частотные компоненты, выходящие за полосу пропускания входного сигнала.

Многие современные ИС АЦП имеют внутренние средства фильтрации входных сигналов. В случае использования внешнего RC -фильтра его рекомендуется включать, как показано на рис. 6.48(а). Такое включение будет обеспечивать подавление как дифференциального, так и синфазного шума. Фильтр, включенный по схеме, показанной на рис. 6.48(б), не будет подавлять синфазный шум, но будет обеспечивать значительно большее уменьшение дифференциального шума.

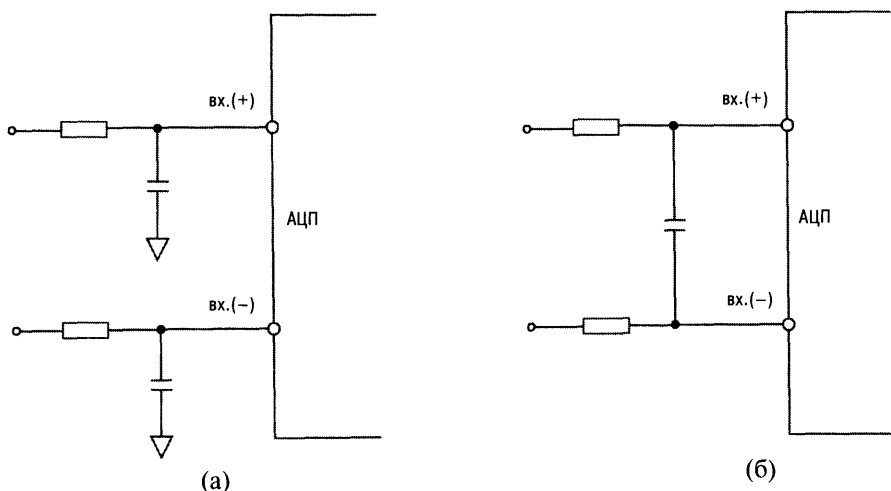


Рис. 6.48. Схемы внешних пассивных фильтров.

Если применяется внешняя фильтрация, важно помнить об ограничении величин пассивных элементов схемы. Если требуются R и C больших величин, нужно использовать или активную фильтрацию, или применять АЦП с высоким импедансом.

6.6.5. Предварительное усиление входных сигналов

Часто аналоговый сигнал до подачи на вход АЦП необходимо предварительно усилить. Для предварительного усиления чаще всего используется дифференциальный усилитель. На рис. 6.49(б) показана схема простого дифференциального усилителя на одном ОУ. К сожалению, такой дифференциальный усилитель не может обеспечить полного подавления синфазного напряжения, а также обладает низким входным сопротивлением, что делает невозможным его использование с высокоомными источниками сигналов. В этом случае проблема усиления сигнала решается путем использования инструментального усилителя, показанного на рис. 6.49(а) и (б). В его структуру входят два неинвертирующих усилителя, подключенных ко входам однокаскадного дифференциального усилителя. Такой усилитель имеет высокое входное сопротивление и высокий коэффициент подавления синфазного сигнала. Его коэффициент усиления регулируется с помощью резистора R_3 .

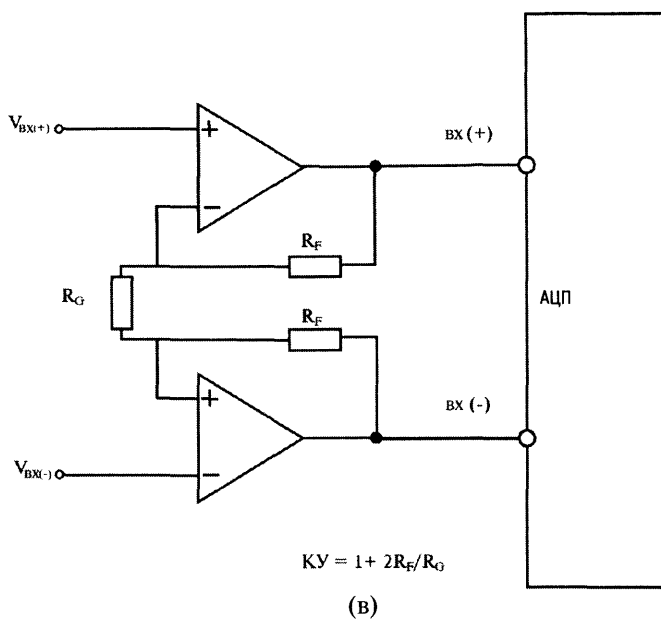
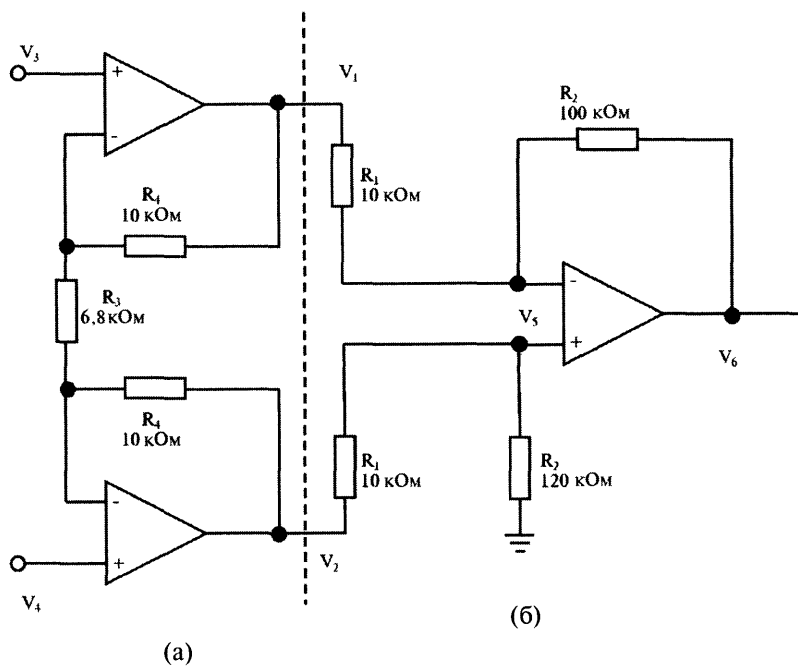


Рис. 6.49. Варианты внешних усилителей

Такой усилитель подавляет помехи сетевой частоты, которые являются синфазными напряжениями для обоих входов инструментального усилителя.

Для предварительного усиления можно использовать дифференциальный усилитель на двух ОУ, показанный на рис. 6.49(в). При выборе подходящего ОУ необходимо обращать внимание на его коэффициент шума, приведенный ко входу, который в полосе пропускания должен быть с некоторым запасом ниже величины сигнала, соответствующего МЗР АЦП. Это особенно важно для АЦП, имеющих внутренний усилитель.

Если требуется высокая разрешающая способность преобразователя, для минимизации шумов даже в случае наличия в АЦП встроенного усилителя применяется внешний малозумящий усилитель. При этом коэффициент усиления внутреннего усилителя устанавливается равным единице.

Поскольку входное сопротивление измерительной системы должно быть максимально возможным, для обеспечения входного импеданса порядка нескольких мегаом даже в случае отсутствия необходимости предварительного усиления входного сигнала, как правило, используется буферный усилитель с единичным коэффициентом передачи (повторитель).

6.6.6. Работа с биполярными сигналами

Некоторые преобразователи могут работать только с положительными сигналами, например, АЦП двойного интегрирования, показанный на рис. 6.10. Для того чтобы этот преобразователь мог работать с биполярными сигналами, используют схему формирования абсолютного значения сигнала, реализующую следующее соотношение между входным и выходным напряжением: $v_o = +|v_i|$. На рис. 6.50 показан вариант такой схемы. Сюда же включена схема определения полярности входного сигнала.

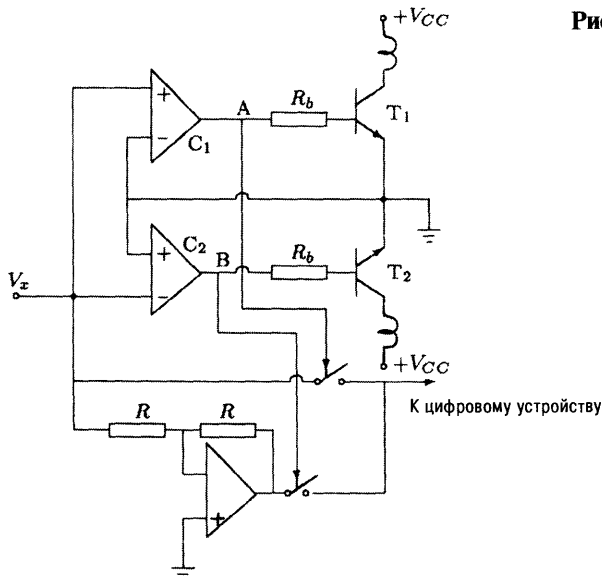


Рис. 6.50. Схема для работы с биполярными сигналами.

6.6.7. Управление работой цифрового вольтметра

Следующие два раздела относятся к входному интерфейсу цифрового вольтметра.

Рассмотрим цифровые вольтметры, построенные на основе интегрирующих АЦП. Как правило, они имеют три фазы работы:

1. Фаза установки системы в исходное состояние.
2. Фаза интегрирования входного сигнала.
3. Фаза интегрирования опорного сигнала.

Схема расположения управляющих ключей показана на рис. 6.51. Во время фазы установки системы в исходное состояние ключи с 1 по 4 находятся в замкнутом состоянии, а остальные в разомкнутом. Таким образом, вход вольтметра обнуляется, конденсатор C_R заряжается до напряжения V_R , а конденсатор C_{AZ} заряжается до напряжения, при котором dv_i/dt интегратора становится равным 0. В фазу интегрирования входного сигнала ключ S_5 замыкается, а все остальные ключи остаются в разомкнутом состоянии. Во время фазы интегрирования опорного сигнала ключи 1, 2, 3 и 5 разомкнуты, ключи 6 и 7 замкнуты (разомкнуты), а ключи 4 и 8 разомкнуты (замкнуты), если входной сигнал положительный (отрицательный).

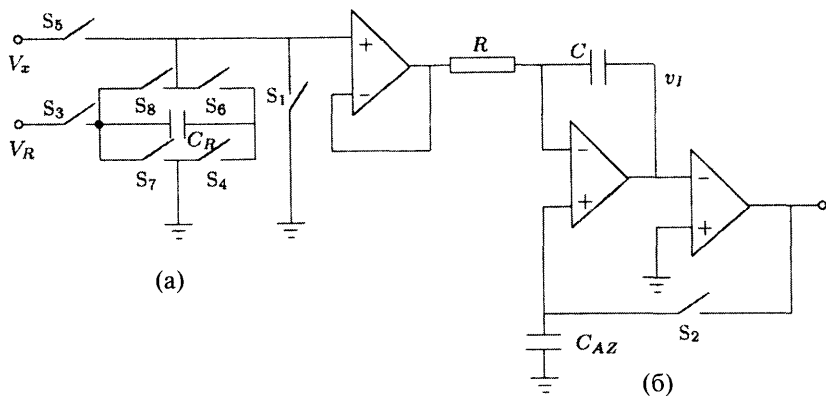


Рис. 6.51. Схема управления работой цифрового вольтметра.

Во время фазы установки в исходное состояние обнуляются также и такие параметры, как напряжение смещения повторителя, токи утечки и т.д., которые могут привести к появлению погрешностей в системе. Это упрощает проведение калибровки вольтметра, а также позволяет использовать ОУ со смещением до 10 мВ, и при этом смещение всей системы не будет превышать нескольких мкВ. Однако в системе остаются следующие источники возможных погрешностей:

1. Падение напряжения на конденсаторе из-за утечек.
2. Изменение напряжения конденсатора из-за некоторого перераспределения заряда при размыкании ключей.

3. Нелинейность повторителя и интегратора.
4. Ограничение по частоте повторителя, интегратора и компаратора.
5. Нелинейность конденсатора интегрирования из-за диэлектрических потерь.
6. Потеря заряда на конденсаторе C_R из-за паразитных емкостей.

6.6.8. Автоматический выбор диапазона измерений

При переключении диапазонов измерений на цифровом дисплее вольтметра сдвигается десятичная точка. Поэтому все пределы измерений должны быть кратны 10. Таким образом, вольтметр, на дисплее которого отображаются N цифр, имеет $(N + 1)$ диапазон измерения. Пусть S_0 — нижний предел измерения, а S_N — верхний. Тогда на 4-х цифровом дисплее вольтметра могут отображаться следующие максимальные значения:

$$S_0 : .9999, S_1 : 9.999, S_2 : 99.99, S_3 : 999.9, S_4 : 9999.$$

Таким образом, вольтметр может работать в следующих диапазонах измерений:

$$1 \text{ В}, 10 \text{ В}, 100 \text{ В}, 1000 \text{ В}, 10\,000 \text{ В}.$$

Если бы в цифровом вольтметре напряжение, равное 1 В, отображалось как 001.0, то, конечно же, возможности прибора реализовывались далеко не полностью, т.к. использовались только две значащие цифры, и вместо разрешающей способности 1/10 000 получали бы разрешение только 1/100. Для лучшего использования возможностей вольтметра на его входе необходимо установить аттенюатор для изменения диапазонов измерения прибора, тогда напряжение 1 В на 10-вольтовой шкале будет отображаться как 1.000, т.е. будут использоваться все 4 значащие цифры.

В современных цифровых вольтметрах применяются схемы автоматического выбора диапазона измерений, которые перестраивают свои параметры в зависимости от величины входного напряжения. Для этого, как правило, используется программируемый аттенюатор, управление которым производится либо параллельным методом, либо методом слежения.

Метод слежения

Допустим, что v_k — показания вольтметра в k -ом диапазоне измерения, где максимальное значение равно S_k . В приборе должен быть механизм, отслеживающий следующие соотношения: $v_k < S_{k-1}$ или $v_k > S_k$. Если $v_k < S_{k-1}$, коэффициент ослабления аттенюатора должен уменьшаться. Коэффициент ослабления надо снижать до тех пор, пока для значения v_i в i -ом диапазоне измерения не будет выполняться условие:

$$S_{i-1} < v_i < S_i.$$

С другой стороны, если $v_k > S_k$, коэффициент ослабления должен увеличиваться до тех пор, пока $v_i < S_i$. На практике, напряжение v_k сравнивается не с S_k , а с несколько большим значением, например, таким как $1.099S_k$.

В качестве примера, предположим, что 4-х значный вольтметр имеет четыре диапазона измерений: $S_0 : .9999$, $S_1 : 9.999$, $S_2 : 99.99$, $S_3 : 999.9$ В, которые могут выбираться соответствующим выбором коэффициента ослабления аттенюатора. Напряжение 1 В начинает измеряться с диапазона S_3 . Поскольку показания вольтметра на этом диапазоне $v_3 = 001.0 < S_2 = 99.99$, коэффициент ослабления уменьшается в 10 раз. Теперь показания вольтметра $v_2 = 01.00$, что опять меньше $S_1 = 9.999$, следовательно, ослабление еще раз уменьшится в 10 раз. Следующие показания вольтметра $v_1 = 1.000 > S_0 = .9999$, коэффициент ослабления больше не меняется. В примере 6.8 проиллюстрирован этот метод.

Параллельный метод

В этом случае в приборе должен быть механизм, приблизительно отслеживающий диапазон, в котором находится входной сигнал. Эта информация используется для выбора соответствующего предела измерения.

Предположим, что требуется разработать схему автоматического выбора n диапазонов измерения. Существует несколько вариантов аттенюаторов (см. главу 4). Один из них показан на рис. 6.52. Он обладает следующими преимуществами:

1. Его входное сопротивление всегда постоянно, т.е. не зависит от состояния ключей.
2. Ключи соединены последовательно с входом вольтметра. Поскольку вольтметр обладает высоким входным импедансом, сопротивлением ключей в замкнутом состоянии можно пренебречь, поскольку оно не приводит к погрешности измерений.
3. Утечки тока здесь незначительные.
4. Такие аттенюаторы широко распространены. Многие за-

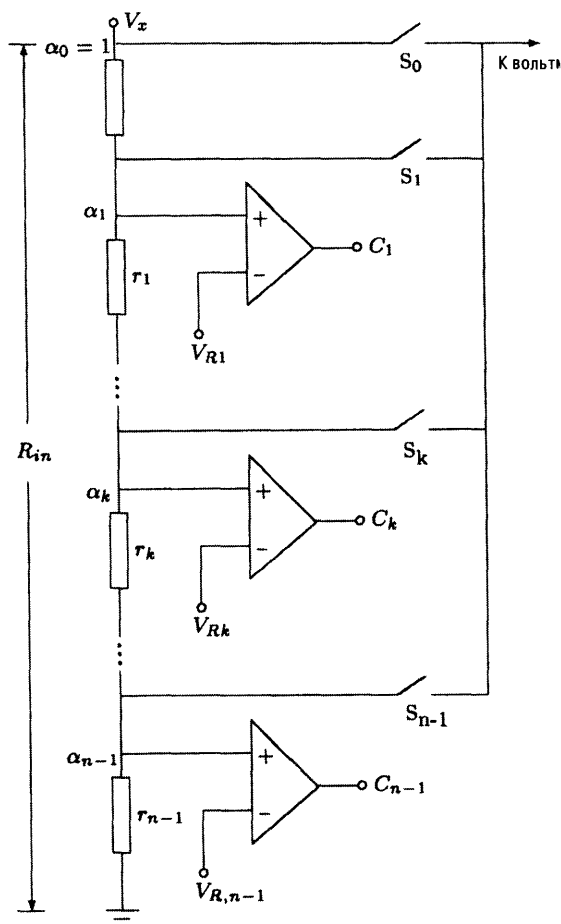


Рис. 6.52. Вариант параллельной схемы автоматического выбора диапазонов измерений.



воды выпускают прецизионные аттенюаторы этого типа (до 5 диапазонов измерений).

Однако у этой схемы есть и недостатки. Если делать ее прецизионной, она становится достаточно дорогой. Поскольку ключи работают с полным входным напряжением, которое может быть равным нескольким сотням вольт, их нельзя выполнить на аналоговых компонентах. В задаче 6.40 обсуждается более дешевый вариант схемы подобного аттенюатора.

В схеме на рис. 6.52 значения опорных напряжений и сопротивлений определяются следующими соотношениями (см. задачу 6.34):

$$V_{Rk} = S_0 \alpha_k / \alpha_{k-1}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (6.28)$$

$$r_k = \begin{cases} \alpha_k R_{in}, & k = n-1 \\ (\alpha_k - \alpha_{k+1}) R_{in}, & k = 0, 1, \dots, n-2 \end{cases} \quad (6.29)$$

где α — коэффициенты ослабления, R_{in} — входное сопротивление аттенюатора, равное:

$$R_{in} = r_0 + r_1 + \dots + r_{n-1}.$$

Если $\alpha_k = \alpha_{k-1}$, $k = 1, 2, \dots, n-1$, тогда из уравнения (6.28) получаем, что $V_{Rk} = S_0$. Таким образом, все V_{Rk} будут равны, т.е. здесь требуется только одно опорное напряжение.

Пример 6.7.

Требуется разработать схему автоматического выбора диапазона измерений, основанную на параллельном методе. Входное сопротивление должно быть равно 10 Мом.

Решение: 4-х значный вольтметр имеет следующие диапазоны измерений: 99,99; 9,999 и 0,9999 В. Используя уравнение (6.28), получим $V_R = 0,0999 \approx 0,1$ В, а из уравнения (6.29) — $r_2 = 100$ кОм, $r_1 = 900$ кОм, $r_0 = 9000$ кОм. На рис. 6.53 показана полученная схема.

Отметим, что выходные сигналы компаратора C_1 и C_2 поступают на вход логической схемы, управляющей ключами S_0 , S_1 и S_2 , т.е. работой схемы выбора диапазонов измерения.

При работе с большими значениями входных сигналов параллельной схеме выбора диапазонов измерений приходится иметь дело с высокими напряжениями, что является недостатком метода. Из примера 6.7 видно, что при измеряемом напряжении 1000 В, напряжение на неинвертирующем входе компаратора C_1 будет равно 100 В.

В таком случае для переключения аттенюатора необходимо использовать электромагнитное реле, а не электронные ключи. На рис. 6.54 показан вариант схемы управления реле.

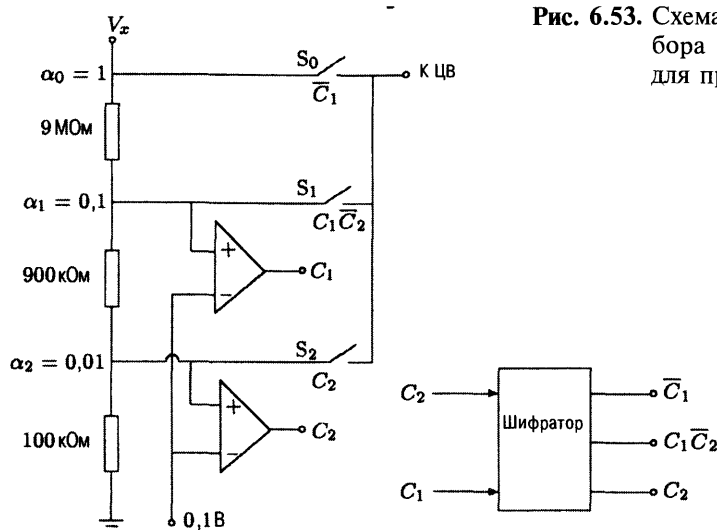


Рис. 6.53. Схема автоматического выбора диапазона измерений для примера 6.7.

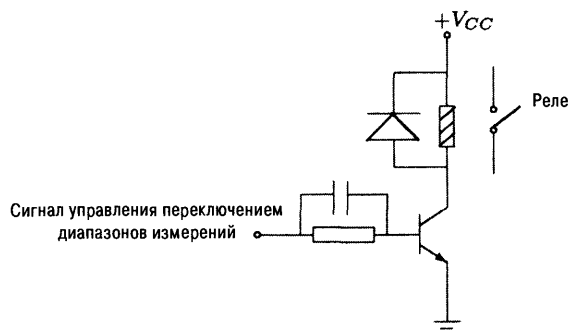


Рис. 6.54. Схема управления реле.

Бывают ситуации, когда входное напряжение резко меняет свое значение и в какой-то момент времени может значительно превысить текущий предел измерения. Такие ситуации необходимо учитывать при проектировании входных цепей вольтметра. Очевидно, что входные каскады должны выдерживать перенапряжения в течение интервала времени, необходимого для перестройки аттенюатора.

Пример 6.8.

Требуется разработать вольтметр с дисплеем на 3 цифры, основанный на принципе двойного интегрирования, если тактовая частота = 200 кГц, скорость преобразований = 25 замеров/с, $R_{in} = 10$ МОм, диапазон входных сигналов 0...1 В. Вольтметр должен иметь схему автоматического выбора следующих диапазонов измерений: 1, 10, 100, 1000 В. На прибор не должна влиять 50 Гц наводка сети.

Решение: Время преобразования $T = (1/25) \text{ с} = 40 \text{ мс}$.

Для того чтобы избавиться от влияния 50 Гц сетевой наводки, время интегрирования T_1 сигнала V_x необходимо выбрать кратным $1/50 \text{ с} = 20 \text{ мс}$. Поскольку время T_1 должно быть меньше времени преобразования, равного 40 мс, очевидный выбор: $T_1 = 20 \text{ мс}$. Для получения интервала времени 20 мс из частоты тактового сигнала, равной 200 кГц, потребуется 3 схемы делителей на 10 и 2 схемы делителей на 2, построенных на основе десятичных счетчиков и соединенных последовательно. После всех делителей необходимо поставить Т-триггер.

Эти же три последовательных десятичных счетчика, которые участвуют в получении интервала длительностью 20 мс, используются и для отображения информации на 3-х цифровом дисплее. Схема такого вольтметра показана на рис. 6.55(а). На рис. 6.55(б) приведены временные диаграммы сигналов для этой схемы.

Для отображения на 3-х цифровом дисплее максимального значения входного напряжения, равного 1 В, требуется подсчитать 1000 тактовых импульсов частотой 200 кГц. Для этого потребуется время $t_{\max} = 5 \text{ мс}$.

Используя уравнение (6.6), получим $V_R = 4 \text{ В}$.

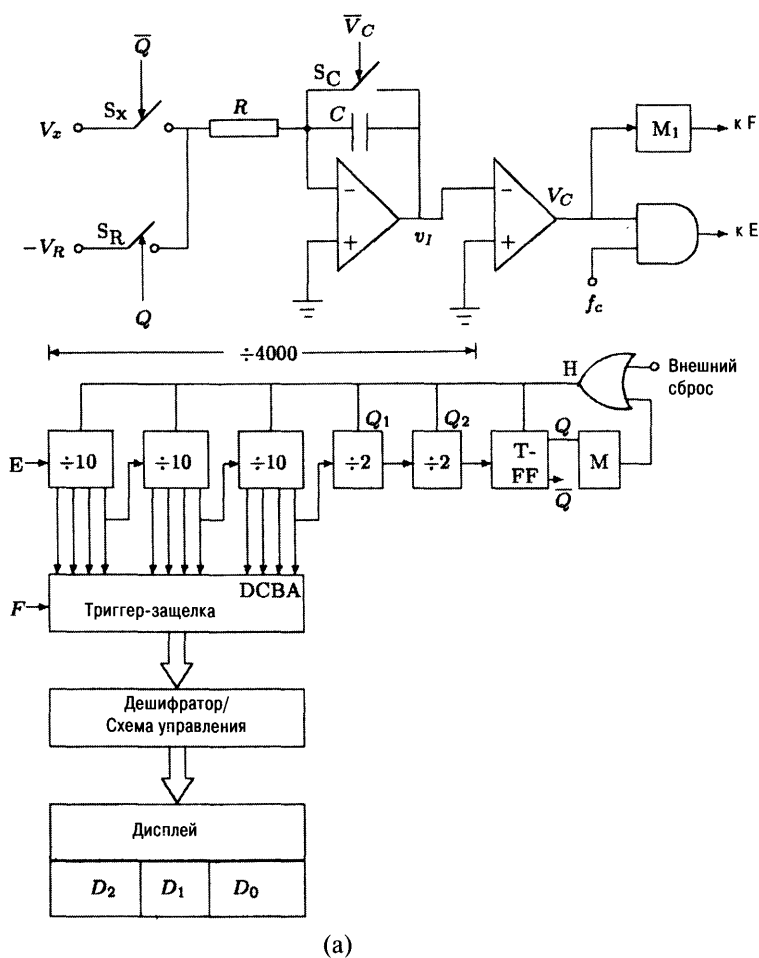
Ключи S_x , S_R и S_C работают в соответствии с таблицей 6.3.

Таблица 6.3.

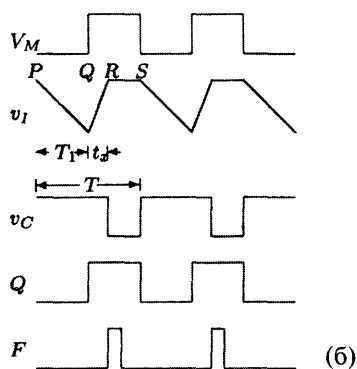
Интервал	S_x	S_R	S_C
PQ	Замкнут	Разомкнут	Разомкнут
QR	Разомкнут	Замкнут	Разомкнут
RS	Разомкнут	Замкнут	Замкнут

Вольтметр работает следующим образом. В начальный момент все счетчики и Т-триггер сброшены, т.е. $Q = 0$, $v_C = 1$, ключ S_x замкнут, S_R и S_C разомкнуты. Первый ОУ начинает интегрировать входной сигнал V_x . Процесс интегрирования продолжается в течение 4000 тактовых импульсов (интервал PQ). После чего срабатывает Т-триггер. Теперь $Q = 1$, $v_C = 1$, т.е. S_x разомкнут, S_R замкнут, а S_C разомкнут. Задний фронт Q запускает одновибратор М, который вырабатывает импульс длительностью 20 мс. Теперь интегратор будет интегрировать сигнал $-V_R$ в течение $t_x = QR$. Когда выходной сигнал интегратора v_i достигнет 0, сигнал v_C станет равен 0, логический вентиль «И» закрывается, и показания счетчика «замораживаются». Задний фронт выходного сигнала компаратора запускает одновибратор M_1 , что позволяет триггеру-защелке принять показания счетчиков и передать их на дисплей. Задний фронт импульса одновибратора М сбрасывает все показания счетчиков и Т-триггер. Вольтметр готов к очередным измерениям.

На рис. 6.55(в) показана схема автоматического выбора диапазона измерений: 1, 10, 100, 1000 В. Сигналы управления ключами S_0 , S_1 , S_2 и S_3 формируются следующим образом.

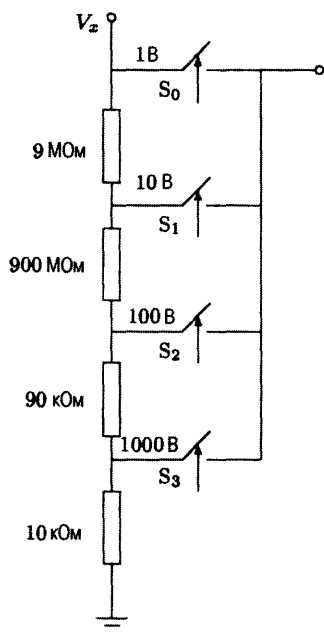


(a)

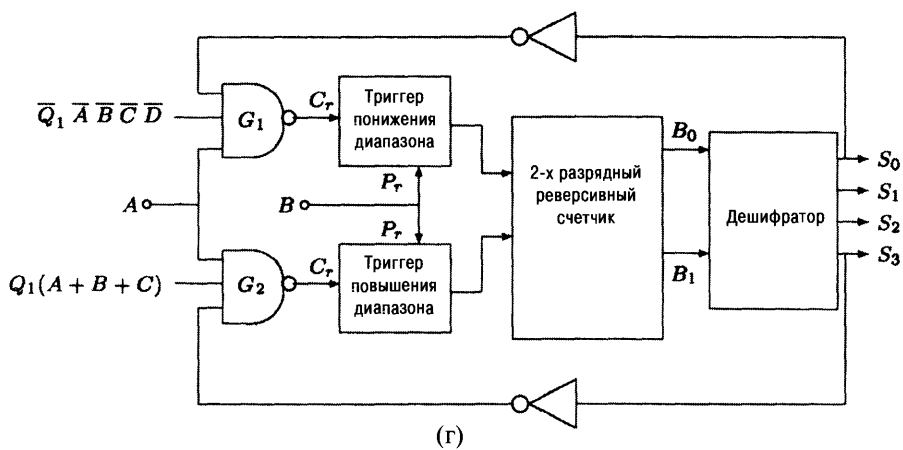


(б)

Рис. 6.55. Иллюстрации для примера 6.8.



(В)



(Г)



(Д)

Рис. 6.55. Продолжение

Предположим, что при измерении входных сигналов, лежащих в пределах 0.1...1.099 В, на вольтметре установлен соответствующий диапазон измерения. Тогда соответствующие показания счетчиков будут меняться в пределах 100...1099. Если количество, посчитанных импульсов выйдет за пределы этого интервала, вольтметр должен переключиться на следующий диапазон измерения. Например, если в конце измерения показания счетчиков будут меньше 100, вольтметр должен перейти на более низкий диапазон измерения. И, наоборот, если число, посчитанных импульсов, будет больше 1099, вольтметр должен перейти на более высокий диапазон измерений. Процесс изменения пределов измерений продолжается до тех пор, пока не будет выбран соответствующий диапазон. Поскольку в рассматриваемом вольтметре существует 4 предела измерений, то для выбора соответствующего диапазона в самом худшем случае потребуется 4 интервала преобразований. Поэтому сигнал передачи информации на дисплей должен вырабатываться только после окончания процесса выбора требуемого диапазона измерений. На рис. 6.55(г) показана структурная схема, поясняющая логику работы такого устройства. Если показания счетчиков меньше 100, т.е. лежат в пределах 0...99, все значимые цифры до разряда десятков должны быть равны 0. Для этого момента будет справедливо следующее логическое соотношение (см. задачу 6.47):

$$\overline{Q_1} \overline{A} \overline{B} \overline{C} \overline{D} = 1. \quad (6.30)$$

Таким образом, если выполняется условие (6.30), и на вольтметре установлен не самый нижний диапазон измерений, т.е. $S_0 = 0$, выходной сигнал логической схемы G_1 переходит из ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ. При этом вырабатывается импульс передачи F , который сбрасывает триггер понижения диапазона, и реверсивный счетчик уменьшает свои показания на 1.

Ситуация, когда показания счетчика больше 1099, определяется следующим образом: на месте разряда десятков может стоять любая цифра 1...9, а Q_1 и/или $Q_2 = 1$. Для этого момента будет справедливо следующее соотношение (предполагаем, что значения счетчиков не будут выше 1999):

$$Q_1(A + B + C) = 1. \quad (6.31)$$

Таким образом, если выполняется условие (6.31), и на вольтметре установлен не самый высокий диапазон измерений, т.е. $S_3 = 0$, выходной сигнал логической схемы G_2 переходит из ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ. При этом вырабатывается импульс передачи F , который сбрасывает триггер повышения диапазона, и реверсивный счетчик увеличивает свои показания на 1. Выходной код 2-х разрядного счетчика при помощи схемы дешифратора преобразуется в четыре выходных сигнала в соответствии с таблицей 6.4.

Таблица 6.4.

Сигнал управления ключами	V_1	V_0
S_0	0	0
S_1	0	1
S_2	1	0
S_3	1	1

На рис. 6.55(д) показана логическая схема «И» при помощи которой формируется сигнал G , заменяющий сигнал передачи F , управляющий работой триггера-защелки. Теперь показания на дисплее будут появляться только после установления на вольтметре соответствующего диапазона измерения.

Все временные интервалы, используемые в схеме, получаются из сигнала тактовой частоты, кроме интервала τ , который формируется одновибратором M , точность которого не сильно влияет на точность измерений. Поэтому такой вольтметр обеспечивает высокую точность измерений. Поскольку скорость преобразования достаточно высока (25 измерений/с), на самое первое показание дисплея (которое может быть любым, если не используется внешний сброс системы) и на показания, полученные во время поиска соответствующего диапазона измерений (если не используется схема формирования сигнала G), можно не обращать внимание, т.к. они появляются на очень короткий промежуток времени, практически незаметный для человеческого глаза. Поэтому на практике схема на рис. 6.55(д) почти никогда не используется.

В рассмотренном вольтметре $T_1 = \tau = 20$ мс. Поэтому одновибратор M и логическая схема «И» G могут быть исключены. Счетчик может считать импульсы непрерывно. В момент времени R одновибратор M_1 позволяет триггеру-защелке получить показания счетчиков и отправить их на дисплей. В момент времени S счетчики автоматически сбрасываются, сигнал Q становится равным 0, и, следовательно, вольтметр готов к новым измерениям.

Можно реализовать N -цифровой вольтметр, показывающий переполнение старшего N -го разряда счетчика. Для этого последовательно с N -м разрядом счетчика устанавливается дополнительный Т-триггер, выходной сигнал которого отображается на дисплее. Таким образом, на дисплее появляется дополнительный разряд, который может принимать только два значения 0 или 1. Например, в рассмотренном вольтметре для этой цели может быть использован выходной сигнал Q_1 . Тогда его диапазон измерений увеличится до 1,999 В.

6.6.9. Схема выборки и хранения

Схема выборки и хранения — это устройство для запоминания напряжения при помощи высококачественного конденсатора. На рис. 6.56 показана ши-

роко распространенная схема выборки и хранения. Здесь A_1 — операционный усилитель, включенный по схеме повторителя, с высоким входным импедансом. Выходной ток A_1 должен быть достаточно большим и стабильным, чтобы быстро заряжать конденсатор C , обладающий низким диэлектрическим поглощением и утечкой. В качестве диэлектрика может использоваться либо полистирол, либо поликарбонат, либо полипропилен, либо тефлон. S — это электронный ключ, который обычно строится на основе быстродействующих полевых транзисторов. A_2 — выходной буферный усилитель, который должен иметь очень низкий ток смещения, поэтому здесь обычно используется ОУ с полевыми транзисторами на входе.

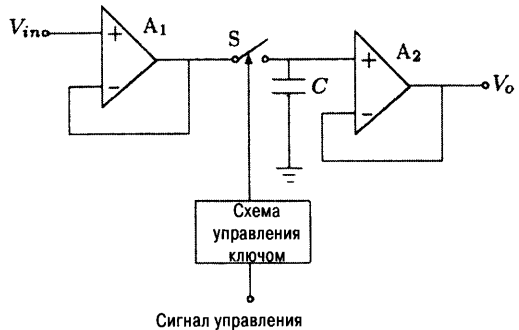


Рис. 6.56. Схема выборки и хранения.

В схеме выборки и хранения существует два режима работы: *режим выборки (отслеживания)*, когда ключ замкнут, и *режим хранения*, когда ключ разомкнут. Возможны два варианта работы схемы. Либо она может постоянно отслеживать входной сигнал и переключаться в режим хранения только в определенные моменты времени. Либо, наоборот, основную часть времени схема находится в режиме хранения, переключаясь в режим выборки только для получения нового значения входного сигнала.

На рис. 6.57 приведены два популярных варианта схем выборки и хранения с контуром обратной связи.

На рис. 6.57 приведены два популярных варианта схем выборки и хранения с контуром обратной связи.

Инвертирующая схема на рис. 6.57(а) для повышения быстродействия и точности использует интегратор на ОУ и дополнительный усилитель. Иногда для повышения входного импеданса на вход такой схемы ставится буферный усилитель (повторитель). На рис. 6.57(б) показана неинвертирующая схема выборки и хранения, обладающая высоким входным сопротивлением.

Схему выборки и хранения можно не использовать, если входной сигнал за время пре-

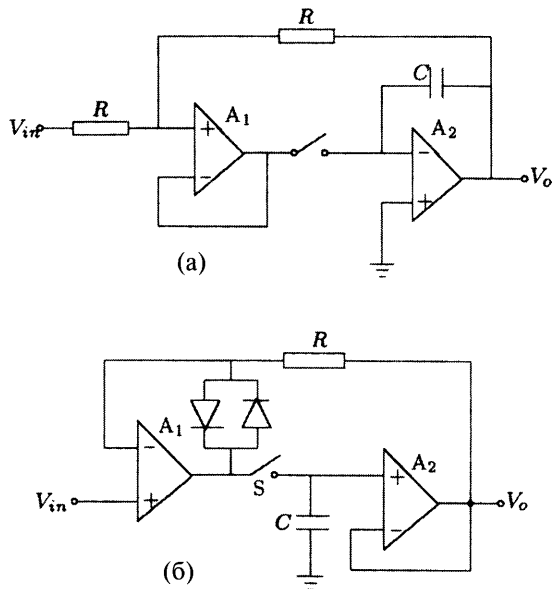


Рис. 6.57. Две схемы выборки и хранения с контуром обратной связи.

образования меняется не более чем на величину МЗР. Например, рассмотрим случай, когда на вход поступает сигнал $v(t) = V_m \sin \omega t$. Отсюда $dv/dt = V_m \omega \cos \omega t$. Максимальное значение $dv/dt = V_m 2\pi f$. Изменение сигнала за время преобразования T_c равно $\Delta v = V_m 2\pi f T_c$. Если $V_m 2\pi f T_c < 1$ МЗР, очевидно, что схема выборки и хранения будет просто не нужна.

6.6.10. Защита от шумов цифровых схем

Положительные и отрицательные выбросы в цифровых сигналах, управляющих АЦП, кроме возможного повреждения устройства, могут привести к сбоям при передаче информации. Например, отрицательного выброса величиной 0,3 В ниже уровня «земли» на тактирующем входе АЦП достаточно, чтобы открылись паразитные диоды между схемой на кристалле и подложкой. Это явление, помимо нарушения процесса преобразования, может привести к тому, что преобразователь вместо одного фронта тактового сигнала будет воспринимать несколько.

Такие выбросы могут быть уменьшены за счет введения резисторов небольших номиналов последовательно с цифровыми линиями, которые могут вызвать подобный сбой. Это сопротивление в сочетании с паразитной емкостью цифрового входа формирует низкочастотный фильтр, который подавляет выбросы сигнала. Типичное рекомендуемое сопротивление составляет 50 Ом. Возможно также потребуется добавить внешние конденсаторы между входом и землей, если паразитная емкость окажется недостаточной, величина которой будет составлять порядка 10 пФ.

6.6.11. Стандартные модули входных интерфейсов

Для проведения высокоточных измерений можно применить стандартные модули входных интерфейсов, например, модули SCXI, выпускаемые фирмой National Instruments, позволяющие работать с различными датчиками и сигналами. Такие модули могут выполнять множество функций, таких как:

- мультиплексирование измерительных каналов,
- программирование усиления любого канала,
- фильтрацию шумов,
- возбуждение датчиков,
- обеспечение работы с термopарами,
- обеспечение работы с мостовыми схемами,
- одновременную выборку и хранение нескольких сигналов,
- прием цифровых и аналоговых сигналов.

Необходимая для каждой конкретной задачи комбинация SCXI модулей объединяется в одном стандартном крейте, в состав которого входит быстродействующий мультиплексор и контроллер для координации работы всех модулей. Шина SCXI-крейта имеет линии синхронизации и внешнего за-

пуска. Выпускаются крейты с разными типами выходных разъемов, совместимых с разъемами универсальных плат АЦП, модульных систем сбора данных и стандартных шин процессорных систем. Возможно объединение до 8 SCXI крейтов, что позволяет принимать до 3072 аналоговых входных сигналов. В случае необходимости размещения SCXI крейта на значительном расстоянии от принимающего устройства можно воспользоваться встроенным стандартным последовательным интерфейсом типа RS-232. Для подключения непосредственно на процессорную шину в состав крейта входит параллельный выходной порт. Помимо описанных выше модулей существуют специализированные блоки, которые также можно вставлять в слот крейта, позволяющие работать со внешними устройствами. Например, релейные модули, можно использовать для управления лампами, соленоидами, двигателями и т.д.

6.7. Способы сопряжения измерительных плат с процессорными системами

6.7.1. Аппаратные средства сопряжения

АЦП на своем выходе генерирует цифровой код, пропорциональный аналоговому входному сигналу, который может передаваться либо для отображения на дисплей цифрового прибора, либо для последующей обработки в микропроцессорную систему.

Возможна *последовательная и параллельная передача цифровых данных*. При последовательной передаче все разряды выходного кода передаются поочередно по одной единственной линии, в то время как параллельная передача предполагает наличие многоканального кабеля для одновременной передачи всех разрядов. Скорость передачи сигналов параллельным способом выше, чем последовательным, но при этом существуют ограничения на максимальное расстояние передачи. Последовательная передача используется для передачи данных на более значительные расстояния, но ее скорость гораздо ниже.

В зависимости от выбранного способа передачи данных используются АЦП либо с параллельным, либо с последовательным портом выходных данных. Иногда микросхемы АЦП имеют оба порта одновременно.

АЦП с параллельным портом выходной информации

Аппаратные средства параллельного порта почти всегда имеют в своем составе буфер (N -разрядный регистр хранения) с тремя выходными состояниями, через который АЦП может быть подключен к шине данных микропроцессора. В большинстве АЦП нового поколения тристабильные буферы вместе со своими управляющими схемами находятся на самом кристалле. На рис. 6.58 представлена функциональная схема такого АЦП и приведены временные диаграммы его работы.

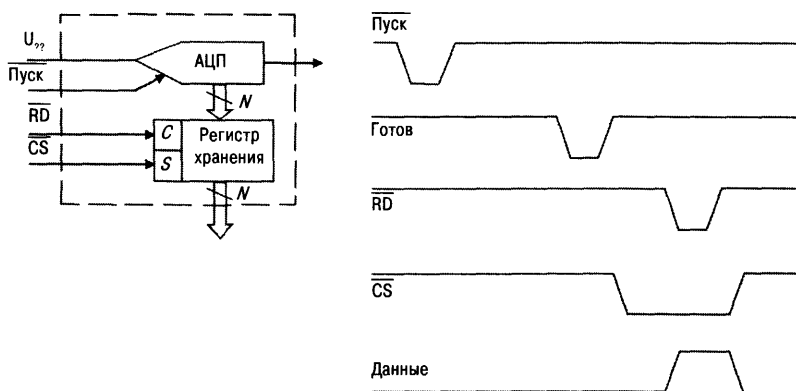


Рис. 6.58. АЦП с параллельным портом выходной информации.

На нарастающем фронте сигнала «Пуск» устройство выборки и хранения АЦП переходит в режим хранения, и запускается процесс преобразования. Когда преобразование завершено на выходную линию «Готов» выводится импульс, указывающий на то, что в выходном регистре АЦП находится новый результат. Сигналы «CS» (выбор кристалла) и «RD» управляют выводом данных на цифровое устройство.

АЦП с последовательным портом выходной информации

Последовательный порт АЦП содержит регистр смещения и схему управления поразрядной выдачей информации. В последние годы также наблюдается тенденция к размещению последовательного порта на самом кристалле АЦП. На рис. 6.59 показана функциональная схема АЦП с последовательным портом выходной информации и приведены временные диаграммы его работы. Здесь показана простейшая последовательная передача выходных данных АЦП. Процессор (или другое цифровое устройство) инициирует процесс преобразования подачей стартового импульса на вход «Пуск» АЦП. На вход «CLK» АЦП поступает серия тактовых импульсов, управляющая выдачей последовательного кода выходного слова.

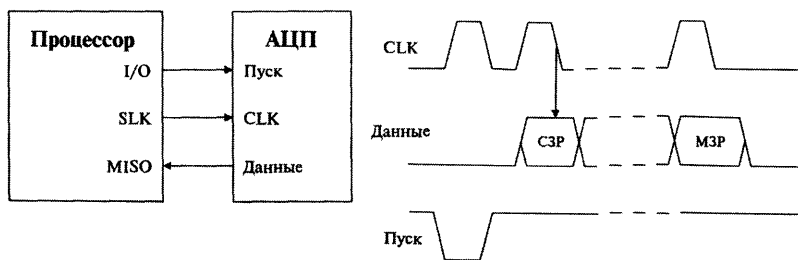


Рис. 6.59. АЦП с последовательным портом выходной информации.



6.7.2. Программные средства сопряжения

Основным требованием совместной работы АЦП с процессорами, является их программное сопряжение. Рассмотрим варианты совместной работы АЦП и процессорной системы.

Непрерывная работа

В этом режиме АЦП работает непрерывно. В конце каждого цикла преобразования он обновляет данные в выходном буферном регистре и затем автоматически начинает новый цикл преобразований. Процессор просто считывает содержимое этого буфера, когда ему нужны новые данные.

Ожидание сигнала готовности

Этот способ состоит в том, что команда начала преобразования «Пуск» периодически подается на АЦП от таймера. Процессор находится в цикле ожидания от АЦП сигнала окончания преобразования «Готов», после которого считывает данные с АЦП, обрабатывает их в соответствии с программой и вновь переходит в режим ожидания. Здесь АЦП выступает в роли ведущего устройства, а процессор — в роли ведомого. В возможной модификации этого метода процессор находится в состоянии ожидания в течение интервала времени, превышающего время преобразования, а затем считывает выходные данные. Этот способ почти не требует дополнительной аппаратуры, но пригоден только в системах, где процессор не очень загружен, т.е. длительность обработки данных от АЦП меньше времени преобразования АЦП. Указанный способ позволяет максимально использовать производительность АЦП.

Если длительность обработки данных от АЦП заметно больше времени преобразования АЦП, можно использовать вариант этого способа, отличающийся тем, что запускающий сигнал поступает от процессора. Далее процессор считывает данные с АЦП, обрабатывает их и вновь запускает АЦП. В этом случае процессор выступает в роли ведущего устройства, а АЦП — ведомого.

Использование прерываний

Этот метод основан на использовании системы прерываний процессора. Как и в предыдущем способе, процессор или таймер запускают преобразователь, но затем микропроцессор может продолжать выполнение других заданий. По окончании процесса аналого-цифрового преобразования формируется сигнал прерывания. Процессор прекращает выполнение текущей программы и сохраняет всю необходимую информацию для последующего восстановления этой программы. Затем он включает процедуру поиска периферийного устройства, пославшего сигнал прерывания. Эта процедура состоит в переборе всех периферийных устройств, пока не будет найден нужный. Далее управление передается программе, обслуживающей найденное уст-

ройство, в нашем случае АЦП, которая состоит из набора команд, предназначенных для выборки и обработки данных АЦП. После того как обслуживающая программа закончена, процессор возвращается к выполнению исходной программы.

Гораздо эффективнее подход, связанный с использованием векторных прерываний. Данный метод основан на хранении адресов отдельных обслуживающих программ в заранее определенной области памяти, называемой векторной таблицей. Теперь в ответ на сигнал прерывания процессор будет обращаться к определенной ячейке памяти, в которую пользователем занесен адрес соответствующей обслуживающей программы. Реальная эффективность этого метода проявляется в системах с большим числом источников прерываний. В таких системах, как правило, используется специальное устройство, называемое контроллером прерываний, который организует приходящие сигналы прерываний в приоритетные очереди (выстраивает в порядке значимости), посылает сигнал прерывания в процессор и указывает ему на нужную ячейку в векторной таблице.

Прямой доступ в память (ПДП)

В ситуациях, когда данные от АЦП должны быть переданы очень быстро, используется прямой доступ в память процессора. На время прямого доступа в память процессор передает управление системной шиной контроллеру ПДП, который обеспечивает передачу данных в память процессора. Таким образом, устройство, например, АЦП, при выполнении ПДП не должно само вырабатывать адреса и управлять шиной. Вместо этого оно сигнализирует контроллеру о своем желании передать данные с помощью линии запроса ПДП. Контроллер откликается, выставляя на соответствующей линии подтверждение ПДП. Затем контроллер управляет передачей данных, формируя адреса и соответствующие строб-сигналы, синхронно с формированием АЦП данных для передачи в память. По окончании ПДП управление системной шиной возвращается процессору.

6.8. Стандартные интерфейсы

В предыдущем разделе были описаны способы программного и аппаратного сопряжения АЦП с приемниками цифровых сигналов. Очевидно, что варианты таких сопряжений могут быть очень разнообразными. Для того чтобы каждый раз не решать проблемы совместимости двух устройств по типу используемых разъемов, по протоколу обмена информацией, по управляющим сигналам, по логическим уровням всех сигналов и т.д., были разработаны стандартные интерфейсы, как для параллельной, так и для последовательной передачи данных. В документации на стандартные интерфейсы регламентируется и программная, и аппаратная части интерфейсов, зафиксированы электрические и механические соединения между приборами, форматы данных и команд. Интерфейсы обычно изготавливаются в виде печатных плат, предназначенных для вставки в плоские разъемы («сло-

ты») процессорной системы, по которым разведены сигналы системной шины и питающие напряжения. Каждая системная шина рассчитана на платы не-которого стандартного размера (или размеров). Каждая плата, в зависимо-сти от типа шины, для которой она предназначена, имеет вдоль одного края от 50 до 300 соединений, либо в форме позолоченных печатных ламелей, либо в виде многоштырьковых соединений, припаянных к плате. Для со-единения интерфейса с платой АЦП обычно используется гибкий ленточ-ный кабель, причем предусматриваются меры для снижения уровня пере-крестных помех на сигнальных и стробирующих линиях. Один из способов заключается в заземлении каждой второй линии в кабеле, другой предпола-гает использование гибкого кабеля, скрепленного с гибкой же металличе-ской заземленной подложкой, которая уменьшает индуктивность и помехи и в то же время обеспечивает почти постоянный импеданс кабеля. Для обоих конструкций имеются многоконтактные «оконечные заземлители», которые подключаются к кабелю путем обжатия. Альтернативой кабелю кабелю служит кабель, сделанный из многих скрученных пар, каждая из которых содержит одну сигнальную и одну заземленную линию.

Нестандартные интерфейсы лучше выполнять таким же образом, либо путем разработки для них печатных плат, либо путем использования одной из универсальных интерфейсных плат, которые имеют места для подключе-ния микросхем и других компонентов. Некоторые платы содержат встроен-ные схемы для взаимодействия с системной шиной, включая обслуживание прерываний и даже ПДП.

6.8.1. Системные шины для подключения интерфейсных плат периферийных устройств

Приведем краткое описание наиболее распространенных системных шин, используемых для подключения интерфейсных плат периферийных устройств.

Системная шина IBM PC. Эта шина состоит из следующих сигнальных ли-ний:

- **A0 – A19** – Шина адреса. Имеет два состояния. Все 20 разрядов ис-пользуются для адресации памяти (совместно с сигналами MEMRD и MEMWR, которые играют роль строб-сигналов). Для адресации ввода/вывода используются только 16 младших разрядов.
- **D0 – D7** – Шина данных. Имеет три состояния, двунаправленная. Дан-ные выставляются при записи в память или в порт ввода/вывода, в том числе и в режиме ПДП.
- **IORD, IOWR, MEMRD, MEMWR** – Строб-сигналы чтения / записи при работе с устройствами ввода/вывода и памятью.
- **AEN** – Разрешение адреса. Вырабатывается процессором во время цик-лов ПДП.
- **IRQ2 – IRQ7** – Линии запроса прерывания. Вырабатывается устрой-ством, запрашивающим прерывание. IRQ2 имеет наивысший, а IRQ7 – наинизший приоритет.

- **RESET DRV** — Предустановка драйвера. Используется для предустановки устройства ввода/вывода в начальное состояние.
- **DRQ1 — DRQ3** — Линии запроса ПДП. Вырабатывается устройством ввода/вывода, которое запрашивает канал ПДП. DRQ1 имеет наивысший, а DRQ3 — наинизший приоритет.
- **ALE** — Разрешение фиксации адреса. Обычно при проектировании ввода/вывода игнорируется.
- **CLK** — Тактовый сигнал. Применяется для синхронизации состояния ожидания при запросах ввода/вывода.
- **OSC** — Тактовый сигнал для синхронизации работы цветного дисплея.
- **T/C** — Завершение передачи. Этот сигнал сообщает порту ввода/вывода о завершении передачи блока данных в режиме ПДП.
- **I/O CH CK** — Проверка канала ввода/вывода. Используется для того, чтобы сигнализировать о состоянии ошибки в каком-то из внешних устройств ввода/вывода.
- **I/O CH RDY** — Готовность канала ввода/вывода.
- **GND, +5VDC, -5VDC, +12VDC, -12VDC** — Земля и уровни постоянных напряжений питаний.

Эта магистраль сильно устарела и сейчас практически не используется, но на ее основе были разработаны последующие поколения системных шин ISA и EISA, на которых остановимся более подробно.

Системная шина PC/AT — расширенная, но совместимая с предыдущей шиной PC. Имеет дополнительный разъем для добавочных 8 разрядов данных, 4 разрядов адресов и 5 линий IRQ. В результате 16-разрядная шина данных и более высокая тактовая частота подняли пропускную способность магистрали до 5.3 Мбайт/с. Часто эта магистраль называется Industry Standard Architecture (ISA) — стандартная промышленная архитектура. Характерное отличие ISA от предыдущей магистрали состоит в том, что ее тактовый сигнал не совпадает с тактовым сигналом процессора. На магистрали ISA реализован отдельный доступ к памяти процессорной системы и к устройствам ввода/вывода. Максимальный объем адресуемой памяти составляет 16 Мбайт (24 адресные линии). Максимальное адресное пространство для устройств ввода/вывода — 64 кбайта (16 адресных линий). Магистраль поддерживает радиальные прерывания и ПДП. Допускается захват магистрали устройством ввода/вывода. Конструктивное исполнение магистрали — разъемы, установленные на материнской плате, все одноименные контакты которых соединены между собой. Магистраль ISA имеет следующие сигнальные линии:

- Знак — (минус) перед названием сигнала означает, что активный уровень этого сигнала логический ноль.
- **SA0-SA19** — фиксируемые адресные разряды для передачи 20 младших разрядов адреса памяти и для устройств ввода/вывода. Тип выходных каскадов — три состояния.
- **LA17-LA23** — нефиксируемые адресные разряды, используемые для адресации памяти и выработки сигнала — **MEM CS**. При обращении к

устройствам ввода/вывода эти сигналы имеют уровень логического нуля. Тип выходных каскадов — три состояния.

- **BALE** — сигнал стробирования адресных разрядов, используется устройствами ввода/вывода для заблаговременной подготовки к обмену информацией. Тип выходных каскадов — ТТЛ.
- **—SBHE** — определяет тип цикла передачи данных 8-ми или 16-ти разрядный вырабатывается параллельно с сигналами **SA0-SA19** и может рассматриваться как дополнительный разряд адреса. Тип выходных каскадов — три состояния.
- **SD0-SD15** — разряды данных. По линиям **SD0-SD7** передается младший байт, по линиям **SD8-SD15** — старший байт. Тип выходных каскадов — три состояния.
- **—SMEMR**, **—MEMR** — стробы чтения данных из памяти. Сигнал **—SMEMR** вырабатывается только при обращении к адресам, не превышающим **FFFFF** (в пределах 1 Мбайта). Сигнал **—MEMR** — при обращении ко всем адресам. Тип выходных каскадов — три состояния.
- **—SMEMW**, **—MEMW** — стробы записи данных в память. Тип выходных каскадов — три состояния.
- **—IOR** — строб чтения данных из устройств ввода/вывода. Устройство ввода/вывода должно выставлять свои данные при активизации этого сигнала и убирать их при его снятии. Тип выходного каскада — три состояния.
- **—IOW** — строб записи данных в устройство ввода/вывода. Тип выходного каскада — три состояния.
- **—MEM CS16** — сигнал выставляется памятью, если она имеет 16-ти разрядную организацию. Тип выходного каскада — открытый коллектор.
- **—I/O CS16** — сигнал выставляется устройством ввода/вывода, если оно имеет 16-ти разрядную организацию. Тип выходного каскада — открытый коллектор.
- **I/O CH RDY** — готовность канала ввода/вывода. Сигнал снимается устройством ввода/вывода по переднему фронту — **IOR**, **—IOW**, если оно не успевает выполнить соответствующую операцию в требуемом темпе. Тип выходного сигнала — открытый коллектор.
- **—I/O CHCK** — проверка канала ввода/вывода — сигнал вырабатывается устройством ввода/вывода при фатальной ошибке.
- **—OWS** — выставляется при проведении цикла обмена без вставки такта ожидания. Тип выходного каскада — открытый коллектор.
- **—REFRESH** — выставляется процессором для информирования всех устройств о выполнении циклов регенерации динамической памяти. Тип выходного каскада — открытый коллектор.
- **—RESET DRV** — сигнал сброса в начальное состояние всех устройств на магистрали. Тип выходного каскада — ТТЛ.
- **SYSCLK** — сигнал системного тактового генератора. Тип выходного каскада — три состояния.

- **OSC** — несинхронизированный с **SYSCLK** сигнал кварцевого генератора с частотой 14, 31818 МГц. Тип входного каскада — ТТЛ.
- **IRQ** — сигналы запроса радиальных прерываний. Запрос — положительный перепад на соответствующей линии **IRQ**. Сигнал должен удерживаться до начала обработки процессором запрошенного прерывания. Тип выходного сигнала — ТТЛ.
- **DRQ** — сигналы запросов ПДП. Запросом является положительный перепад на соответствующей линии **DRQ**. Сигнал должен удерживаться до получения ответного сигнала **—DACK** с тем же номером. Тип выходного каскада — ТТЛ
- **—DACK** — подтверждение ПДП. Вырабатывается в ответ на соответствующий сигнал **DRQ** в случае, если ПДП предоставлен этому каналу. Удерживается до окончания ПДП. Тип выходного каскада — ТТЛ.
- **AEN** — разрешение адреса, используется в режиме ПДП. Тип выходного каскада — ТТЛ.
- **Т/С** — окончание передачи. Устанавливается в режиме ПДП тогда, когда по текущему каналу ПДП закончен счет циклов пересылок данных. Тип выходного каскада — ТТЛ.
- **—MASTER** — используется платой расширения для захвата магистрали. Сначала выставляется **DRQ**, получив в ответ сигнал **—DACK**, устанавливается сигнал **— MASTER**. После чего можно начинать обмен. Тип выходного каскада — открытый коллектор.

Системная шина EISA — расширенная стандартная промышленная архитектура. Шина EISA поддерживает 32-разрядную передачу данных с максимальной скоростью передачи 33 Мбайт/с, 32-разрядную адресацию памяти, несколько ведущих магистралей, программируемые прерывания по уровню или перепаду, а также автоматическое конфигурирование платы.

Разработчики этой магистрали позаботились не только об информационной и электрической, но и о конструктивной совместимости с шиной ISA. Разъем IESA состоит из двух рядов контактов, верхний для сигналов ISA, а нижний — для дополнительных сигналов EISA. 32 разряда адресной шины позволяют адресовать до 4-х Гбайт памяти. По сравнению с ISA, в EISA добавлено несколько новых сигналов:

- **BE0-BE3** — разрешение байтов.
- **M/IO** — память/устройство ввода/вывода — признак типа цикла обмена.
- **—START** — идентификация начала цикла магистрали.
- **—CMD** — разрешение управления временной диаграммой цикла магистрали.
- **—MS BURST** — признак пакетной передачи от ведущего устройства.
- **—SL BURST** — признак пакетной передачи от ведомого устройства.
- **—EX32, EX16** — признак 32- и 16- разрядных данных.
- **EXRDY** — идентификация окончания цикла магистрали.
- **—MREQ k** — признак запроса на захват магистрали от k-го ведущего устройства.

- **—МАСК k** — признак разрешения на захват магистрали к-му ведущему устройству.
- **D16 — D31** — дополнительные разряды данных.
- **LA2 — LA16, LA24 — LA31** — дополнительные разряды адреса.

Шина PCI (Peripheral Component Interconnect bus) — шина для подсоединения периферийных устройств. Стала массово применяться для Pentium-систем, но используется и с 486 процессорами. Частота шины от 20 до 33 МГц, теоретически максимальная скорость 132/264 Мбайт/с для 32/64 бит. В современных материнских платах частота на шине PCI задается как 1/2 входной частоты процессора, т.е. при частоте 66 МГц на PCI будет 33 МГц, при 75 МГц — 37,5 МГц. Шина PCI — первая шина в архитектуре IBM PC, которая не привязана к этой архитектуре. Она является процессорно-независимой. Автоконфигурирование устройств (выбор запросов прерывания, каналов DMA) поддерживается средствами BIOS материнской платы по образу и подобию стандарта Plug & Play. Стандарт PCI определяет для каждого слота конфигурационное пространство размером до 256 восьмибитных регистров, не приписанных ни к пространству памяти, ни к пространству ввода-вывода. Доступ к ним осуществляется по специальным циклам шины Configuration Read и Configuration Write, вырабатываемым контроллером при обращении процессора к регистрам контроллера шины PCI, расположенным в его пространстве ввода-вывода.

На PCI определены два основных вида устройств — инициатор (по ГОСТ — зататчик), т.е. устройство, получившее от арбитра шины разрешение на захват ее и устройство назначения, цель (target) с которым инициатор выполняет цикл обмена данными.

Сигналы шины PCI

- **AD0-AD31** — мультиплексированная шина адреса/данных. Адрес передается по сигналу **—FRAME**, в последующих тактах передаются данные.
- **—C/ BE0-BE3** — команда/разрешение обращения к байтам. Команда, определяющая тип очередного цикла шины (чтение-запись памяти, ввода/вывода или чтение/запись конфигурации, подтверждение прерывания и другие) задается четырехбитным кодом в фазе адреса по сигналу **—FRAME**.
- **—FRAME** — передача данных.
- **—DEVSEL** — выбор инициатором устройства назначения.
- **—IRDY** — готовность инициатора к обмену данными.
- **—TRDY** — готовность устройства назначения к обмену данными.
- **—STOP** — запрос устройства назначения к инициатору на останов текущей транзакции.
- **—LOCK** — используется для установки, обслуживания и освобождения захвата ресурса на PCI.
- **—REQ0-REQ3** — запрос от PCI-устройства на захват шины.
- **—GNT0-GNT3** — разрешение мастеру на использование шины.
- **PAR** — общий бит четности для линий AD и C/BE.

- **–ParityER** – сигнал об ошибке по четности (от устройства, ее обнаружившего).
- **–RST** – сброс всех устройств.
- **IDSEL** – выбор устройства назначения в циклах считывания и записи конфигурации.
- **–SERR** – системная ошибка, активизируется любым устройством PCI и вызывает немаскируемое прерывание процессора (NMI).
- **–REQ64** – запрос на 64-битный обмен.
- **–ASK64** – подтверждение 64-битного обмена.
- **–INTR A,B,C,D** – линии запросов прерывания, направляются на доступные линии IRQ BIOS компьютера. Запрос по низкому уровню допускает разделяемое использование линий прерывания.
- **Clock** – сигнал синхронизации на тактовой частоте шины.
- **Test Clock, –TSTRES, TestDO, TestDI** – сигналы для тестирования адаптеров по интерфейсу JTAG (на системной плате обычно не задействованы).
- **TSTMSLCT** – перевод в режим тестирования.

Шина CompactPCI. cPCI представляет собой вариант стандарта шины PCI. cPCI позволяет для каждого из 20 модулей в стандартном 19-дюймовом шасси осуществлять «горячую замену» без прерывания работы устройства — то, что невозможно сделать в устройствах на базе PCI. Скорость шины cPCI составляет 533 Мбит/с.

Изготовители персональных компьютеров часто устанавливают на материнские платы несколько магистралей разных типов. Это дает пользователю больше свободы при создании собственной конфигурации измерительной системы.

6.8.2. Стандартный интерфейс параллельной передачи данных (GPIB)

АЦП с параллельным портом выходных данных может непосредственно подключаться на системную шину процессорной системы, но в таком случае разработчик измерительной системы будет вынужден сам писать программу-драйвер, управляющую обменом информацией между АЦП и процессором. Альтернативный путь — использование стандартного интерфейса. В этом случае для ввода данных АЦП можно воспользоваться стандартными программными функциями, предоставляемыми разработчиками интерфейса. К тому же применение стандартного интерфейса позволяет одному устройству управлять несколькими различными приборами одновременно через одну общую магистраль. Без этого для каждого прибора пришлось бы разрабатывать свой собственный интерфейс, причем каждый из них управлялся разными драйверами.

Для параллельной передачи данных в измерительных системах наиболее часто используется стандартный интерфейс IEEE-488, который также назы-

вается интерфейсом общего назначения GPIB. Этот интерфейс первоначально был разработан фирмой Hewlett Packard и назывался приборным интерфейсом Hewlett Packard (HPIB). Магистраль интерфейса состоит из 24 сигнальных линий, восемь из которых — линии заземления, а остальные разбиты на три группы. Первая группа состоит из восьми двунаправленных сигнальных линий и называется шиной данных. Шина данных используется для передачи данных и команд между различными приборами, подключенными к интерфейсу. Вторая группа из пяти сигнальных линий является шиной общего управления интерфейсом, по ней передаются сигналы управления и состояния. Оставшаяся группа из трех линий используется для управления передачей информации по шине данных и называется шиной квитирования. Приборы, подсоединяемые к интерфейсу, могут работать либо как приемники, либо как источники сообщений. Прибор в режиме приемника получает данные с магистральной интерфейса, а в режиме источника — отправляет туда свои данные. В каждый момент времени только одно устройство может быть источником сообщений, тогда как приемниками сообщений могут быть одновременно несколько устройств. Одно из устройств на магистральной работает как контроллер интерфейса. При подаче соответствующей команды по шине данных можно перевести устройство из режима приемника в режим источника сообщений. Каждый прибор, подсоединенный к магистральной интерфейса, имеет свой собственный адрес. Всего можно присвоить адрес 31 устройству. Адреса приборов посылаются по шине данных в виде параллельного слова, состоящего из семи разрядов: младшие 5 разрядов передают сам адрес, а остальные два — управляющую информацию. Если оба этих управляющих разряда равны 0, то команды рассылаются по всем адресам; если шестой разряд равен 1, а седьмой — 0, адресуемый прибор должен переключиться в режим приемника сообщений; если шестой разряд равен 0, а седьмой — 1, адресуемый прибор переключается в режим источника сообщений.

На шине общего управления интерфейсом каждая сигнальная линия выполняет свою собственную задачу в управлении информационными потоками по магистральной интерфейса. Приведем описание пяти управляющих линий:

1. **IFC** — «Сброс интерфейса». Переключает все устройства, подключенные к магистральной интерфейса в исходное состояние. Устанавливается контроллером.
2. **ATN** — «Внимание». Указывает на то, что на шину данных выставлено сообщение. Если уровень сигнала **ВЫСОКИЙ**, выставлены данные, если **НИЗКИЙ** — команда. Устанавливается контроллером.
3. **SRQ** — «Запрос на обслуживание». По этой линии устройства передают контроллеру заявку на обслуживание.
4. **REN** — «Дистанционное управление». Разрешает всем устройствам на шине принимать команды и данные. Устанавливается контроллером.
5. **EOI** — «Конец или подтверждение». Используется либо для послышки признака окончания передачи устройством — источником сообщений, либо совместно с сигналом «**ATN**» устанавливает порядок работы устройств, приславших заявку на обслуживание.

Если устройство хочет переслать данные по магистрали интерфейса, оно выставляет сигнал НИЗКОГО уровня на линии SRQ. В ответ на это контроллер выставляет на линии ATN сигнал ВЫСОКОГО уровня, после чего устройство, пославшее запрос на обслуживание, может посылать сообщение на шину данных.

Сигнальные линии шины квитирования используются для управления побитной передачей данных. В состав этой шины входят следующие три линии:

1. **DAV** – «Данные готовы». НИЗКИЙ уровень сигнала на этой линии показывает, что информация на шине данных готова для приема.
2. **NRFD** – «К приему данных не готов». ВЫСОКИЙ уровень сигнала на этой линии указывает на то, что приемное устройство готово к приему данных.
3. **NDAC** – «Данные не приняты». ВЫСОКИЙ уровень сигнала на этой линии показывает, что прием данных завершился успешно.

На рис. 6.60 показан протокол обмена информацией через интерфейс GPIB.

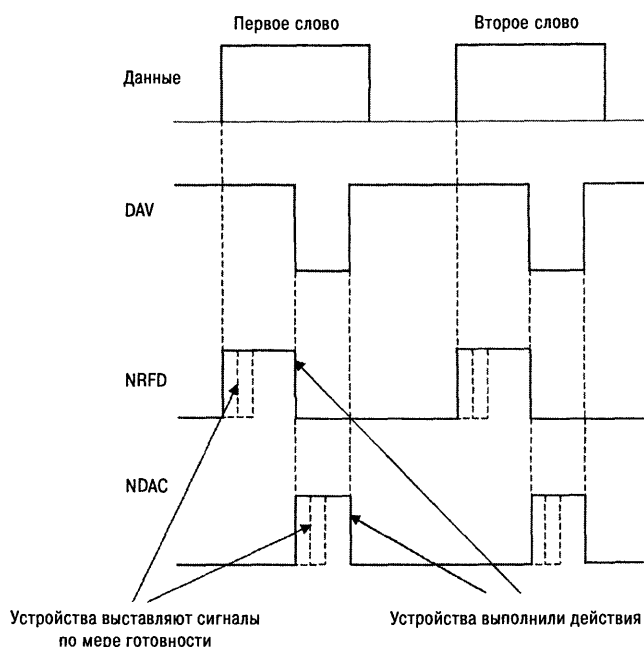


Рис. 6.60. Протокол обмена через интерфейс GPIB.

Перед началом приема данных приборы, принимающие информацию, должны выставить на линии NRFD сигнал ВЫСОКОГО уровня, а устройство, передающее данные, должно выставить сигнал НИЗКОГО уровня на линии DAV. Только при соблюдении этих двух условий возможна процедура обмена информацией. Изменение информации на шине данных может производиться только после того, как все приборы-слушатели выставили на линии NDAC сигнал ВЫСОКОГО уровня.

В шине GPIB используется асинхронная система связи, поэтому данные можно передавать с той скоростью, которая возможна при работе с тем или иным устройством-передатчиком или приемником.

Контроллер шины может вырабатывать и передавать подключенным к шине устройствам команды четырех типов: адресуемые, приема, передачи и универсальные.

Команды приема и передачи. Эти команды задают, какое из устройств будет передавать или принимать данные. Последние пять разрядов команд приема и передачи содержат адрес устройства, которое должно соответственно принимать или передавать данные. Команда передачи с пятью младшими разрядами в единичном состоянии является командой прекращения передачи (UNT), переводящая все устройства-передатчики в нерабочее состояние. Аналогичная команда приема является командой прекращения приема (UNL).

Универсальные команды. Команды этой категории адресуются ко всем устройствам шины. Всего их пять: LLO — блокировка автономного управления, DCL — сброс устройств, PPU — отмена настройки на параллельный опрос, SPE — разрешение последовательного опроса, SPD — блокировка последовательного опроса.

Адресуемые команды. На этот тип команд реагируют только устройства, которым непосредственно перед этим была передана команда приема. Имеется пять адресуемых команд: GTL — перейти в автономный режим, SDC — сброс выбранного устройства, PPC — настройка на параллельный опрос, GET — групповой запуск, TCT — получение управления.

На первый взгляд вся эта информация может выглядеть пугающе. Опытный разработчик, конечно же, может и сам написать программу обмена информацией через интерфейс. Однако чаще всего для связи интерфейса с прикладной программой используют стандартные драйверы, устанавливаемые на компьютере. Прикладная программа в этом случае получает доступ к функциям ввода/вывода данных, представляемым интерфейсом, используя такие команды языков высокого уровня, как INPUT, OUTPUT и т.д.

Для подключения приборов к магистрали обычно используется стандартный 24-штырьковый разъем:

Выводы 1-4, 13-16 — данные.

Вывод 5. EOI — общее управление интерфейсом.

Вывод 6. DAV — управление передачей данных.

Вывод 7. NRFD — управление передачей данных.

Вывод 8. NRFD — управление передачей данных.

Вывод 9. IFC — общее управление интерфейсом.

Вывод 10. SRQ — общее управление интерфейсом.

Вывод 11. ATN — общее управление интерфейсом.

Выводы 12. SHIELD — экран.

Вывод 17. REN — общее управление интерфейсом.

Выводы 18-23. GND — заземление.

Вывод 24. GND — сигнальная земля.

Конфигурация приборов через GPIB интерфейс может быть либо линейной (рис. 6.61(а)), либо иметь форму звезды (рис. 6.61(б)), либо представлять собой комбинацию первых двух типов.

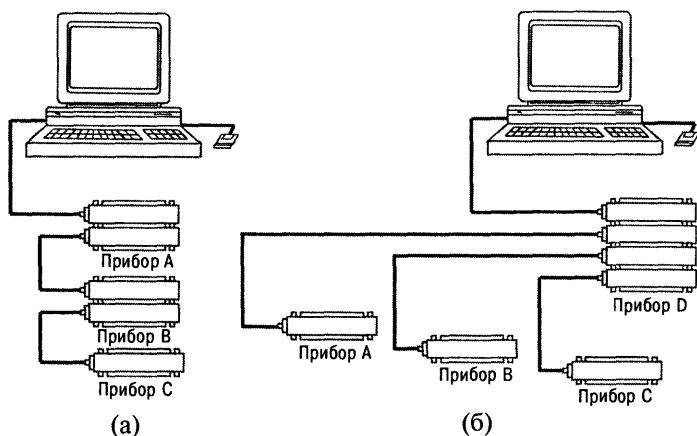


Рис. 6.61. Конфигурация приборов через GPIB интерфейс.

Максимальное расстояние между двумя приборами не должно быть больше 4 м, а максимальная длина кабеля не должна превышать 20 м. На одну магистраль можно подключать не более 15 приборов. Во время работы все приборы должны быть во включенном состоянии.

Скорость передачи данных для современных GPIB интерфейсов превышает 1Мбайт/с.

6.8.3. Стандартный интерфейс последовательной передачи данных (RS-232, RS-422, RS-423, RS-449)

При передаче данных на сравнительно удаленное устройство предпочтительнее использовать последовательный интерфейс. К тому же последовательная передача данных дает возможность использования коммерческих систем связи, например телефонные сети или стандартные каналы передачи цифровой информации.

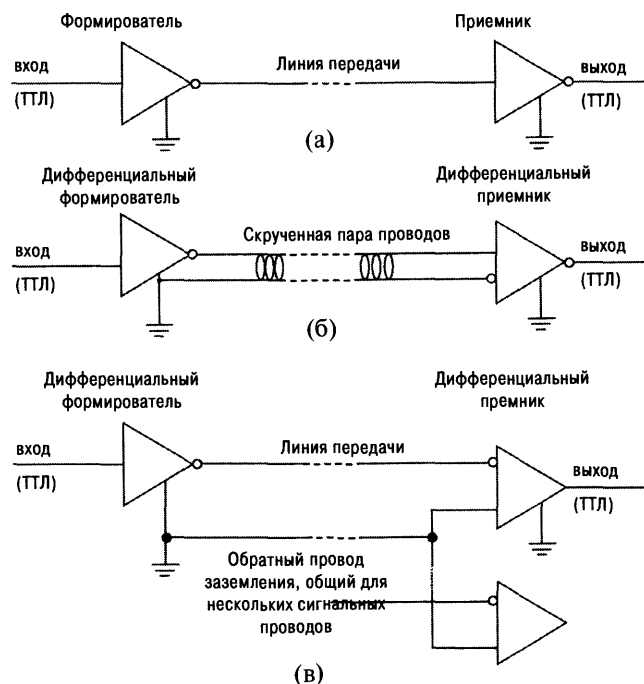
Существуют три формы связи для последовательной передачи цифровых данных:

1. *Симплексная связь.* Участвует один передатчик А и один приемник В. Устройство В не может передавать данные обратно А. Связь осуществляется через одну пару проводов.
2. *Полудуплексная связь.* Здесь возможна двунаправленная передача данных от А к В и от В к А. Связь осуществляется по кабелю, состоящему из двух или четырех проводов.
3. *Дуплексная связь.* Здесь возможна одновременная двунаправленная передача данных от А к В и от В к А. Связь осуществляется по кабелю, состоящему из двух или четырех проводов.

Для каждой из описанных форм связи необходимо, чтобы принимающее устройство (микропроцессор) было готово принять и идентифицировать каждый набор данных, переданный передающим устройством (например, АЦП). Существует два способа решения этой проблемы: *синхронная и асинхронная передача*. При асинхронной передаче каждому набору данных предшествует старт-бит, а по окончании передачи — стоп-бит. Из-за необходимости постоянной проверки старт- и стоп- битов, скорость асинхронной передачи значительно снижается. При синхронной передаче передающее и принимающее устройства синхронизированы друг с другом при помощи тактового сигнала в начале передачи данных, а затем каждое слово набора данных распознается как блок из семи или восьми бит.

Для надежной передачи данных на расстояние более метра необходимо использовать специализированные микросхемы линейных формирователей и приемников, подключаемых к линии передач. Существует три класса стандартов последовательных интерфейсов, установленных Ассоциацией электронной промышленности США: RS-232 (однопроводный), RS-422 (симметричный дифференциальный) и RS-423 (несимметричный дифференциальный) (рис. 6.62).

Рис. 6.62. Стандарты последовательных интерфейсов: (а) RS-232, (б) RS-422, (в) RS-423.



Стандарт RS-232. Чтобы обеспечить согласование с линией на выходе формирователя часто устанавливают внешний конденсатор, управляющий скоростью нарастания сигнала, а вход приемника для подавления отражений шунтируется на землю внешним резистором, величина которого равна характеристическому импедансу линии (рис. 6.63).

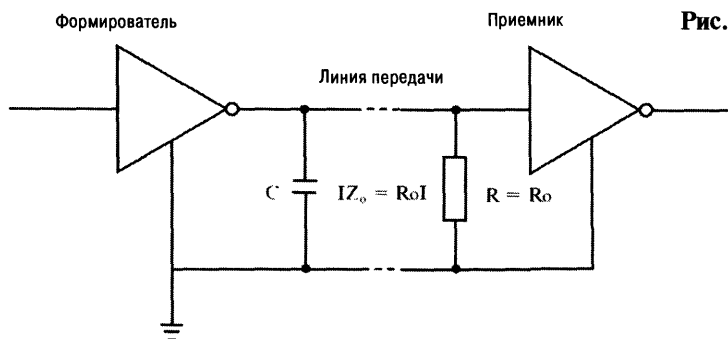


Рис. 6.63. Согласование интерфейса RS-232.

Рекомендуемая максимальная длина передающей линии в случае использования интерфейса RS-232 составляет порядка 20 м, а максимальная скорость передачи данных — около 20 кбод. Этот стандарт позволяет работать только с одним прибором.

Стандарт RS-422. Этот стандарт характеризуется наибольшим запасом помехоустойчивости, возможностью работы с длинными линиями передач и скоростями обмена данными, превышающими возможности интерфейса RS-232. Симметричный дифференциальный формирователь имеет два выхода. Один из выходов представляет собой буферизованный эквивалент входа формирователя, тогда как другой является его дополнением. Пара скрученных проводов соединяет два этих выхода с двумя входами приемника (дифференциальный вход). Поскольку оба передаваемых сигнала в одинаковой степени подвергаются воздействию синфазных помех, последние устраняются благодаря дифференциальному входу приемника. Допускаются длина линии до 1500 м и скорость передачи данных до 10 Мбод. Этот стандарт позволяет уже работать с 10 приборами одновременно. Продолжение этого стандарта — RS-485, здесь число приборов увеличено до 32

Стандарт RS-423. Единственное отличие несимметричного дифференциального интерфейса от симметричного заключается в том, что у первого обратный провод заземления является общим для нескольких сигнальных цепей. Такой интерфейс допускает длину линий передачи до 1300 м и скорость передачи данных до 100 кбод.

Стандарт RS-449. Это более поздний стандарт, обладающий улучшенными характеристиками по скорости и расстоянию передачи.

Поскольку у интерфейса RS-232 уровень логической единицы составляет -12 В, а уровень логического нуля — $+12$ В, то для согласования с устройствами, имеющими ТТЛ-логику, необходимо использовать специальные микросхемы для согласования логических уровней сигналов. Например, для преобразования ТТЛ сигналов в сигналы для RS-232 можно применить микросхему MC1488, для преобразования уровней RS-232 в ТТЛ уровни — MC1489.

Стандартный интерфейс RS-232 использует 25-контактный разъем со следующим назначением линий:

Вывод 1. FG — защитное заземление соединяет между собой корпуса приборов с целью предотвращения накопления статического заряда.

Вывод 2. —TxD — передаваемые данные.

Вывод 3. —RxD — принимаемые данные.

Вывод 4. RTS — запрос передающего устройства на посылку сообщения.

Вывод 5. CTS — сброс передающего устройства. Используется приемником для информирования передатчика о готовности к приему данных.

Вывод 6. DSR — готовность оборудования к передаче данных, используется для задания режима модема.

Вывод 7. SG — сигнальное заземление, нулевой провод.

Вывод 8. DCD — обнаружение несущей сигнала. Информировует передатчик о том, что каналом можно пользоваться.

Выводы 9, 11, 18, 25 зарезервированы для интерфейса типа «токовая петля», который не входит в состав стандарта RS-232.

Вывод 12. SDCCD — обнаружение несущей дополнительного сигнала.

Вывод 13. SCTS — сброс дополнительного передающего устройства.

Вывод 14. STD — передаваемые данные по дополнительной линии.

Вывод 15. TC — синхронизация передаваемого сигнала.

Вывод 16. SRD — принимаемые данные по дополнительной линии.

Вывод 17. RC — синхронизация принимаемого сигнала.

Вывод 19. SRTS — запрос на посылку сообщения по дополнительной линии

Вывод 20. DTR — готовность выходных данных. Указывает на возможность связи.

Вывод 21. SQ — дистанционное управление/детектор качества сигнала.

Вывод 22. RI — указатель вызовов.

Вывод 23. Селектор скорости передачи данных.

Вывод 24. Не задействован.

Для простейшей двунаправленной связи требуются только линии 2 и 3 для передаваемых и принимаемых данных и линия сигнальной земли (рис. 6.64(a)). Более сложный вариант подключения с использованием линий управления передаваемых данных показан на рис. 6.64(б).

Существует несколько вариантов протоколов обмена через последовательный интерфейс. Чаще всего используется асинхронный протокол. В этом случае один из приборов (обычно микропроцессор) является ведущим, а остальные подключенные устройства — ведомыми. Когда ведущее устройство посылает сообщение, все остальные приборы принимают его, определяют предназначено оно для них или нет. Если да, они действуют в соответствии с ним. Приведем пример команды установки на ЦАП напряжения 6 В:

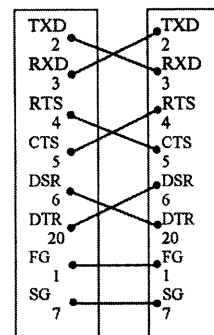
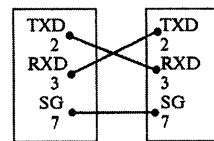


Рис. 6.64. Примеры подключения двух устройств через интерфейс RS-232.

#(признак начала сообщения)01(адрес ЦАП)10000(значение напряжения) \ r(признак конца)

Большинство производителей приборов с последовательным интерфейсом разрабатывают свои собственные протоколы обмена и поставляют их в форме стандартных функций, написанных на языках высокого уровня. Это довольно утомительное занятие для разработчиков измерительных систем встраивать эти функции в свои собственные программы обработки данных, хотя безусловно это наиболее универсальный подход. Но в настоящее время такие пакеты программ, как LabView, BridgeView и т.д., имеют прикладные инструментальные библиотеки, позволяющие работать с большинством серийно выпускаемых измерительных устройств, оборудованных параллельным или последовательным интерфейсом в диалоговом режиме.

6.8.4. Приборная шина USB

Шина USB (Universal Serial Bus — универсальная последовательная шина) появилась по компьютерным меркам довольно давно — версия первого утвержденного варианта стандарта появилась 15 января 1996 года. Разработка стандарта была инициирована весьма авторитетными фирмами — Intel, DEC, IBM, NEC, Northern Telecom и Compaq.

Основная цель стандарта, поставленная перед его разработчиками — создать реальную возможность пользователям работать в режиме Plug&Play с периферийными устройствами. Это означает, что должно быть предусмотрено подключение устройства к работающему компьютеру, автоматическое распознавание его немедленно после подключения и последующей установки соответствующих драйверов. Кроме этого, желательно питание маломощных устройств подавать с самой шины. Скорость шины должна быть достаточной для подавляющего большинства периферийных устройств. Попутно решается историческая проблема нехватки ресурсов на внутренних шинах IBM PC совместимого компьютера — контроллер USB занимает только одно прерывание независимо от количества подключенных к шине устройств.

Возможности USB следуют из ее технических характеристик:

- Высокая скорость обмена — 12 Мб/с.
- Максимальная длина кабеля для высокой скорости обмена — 5 м.
- Низкая скорость обмена — 1,5 Мб/с.
- Максимальная длина кабеля для низкой скорости обмена — 3 м.
- Максимальное количество подключенных устройств (включая разноразрядные) — 127.
- Возможно подключение устройств с различными скоростями обмена
- Напряжение питания для периферийных устройств — 5 В.
- Максимальный ток потребления на одно устройство — 500 мА (это не означает, что через USB можно запитать устройства с общим током потребления $127 \times 500 \text{ мА} = 63,5 \text{ А}$).

На рис. 6.65(а) показана иконка шины USB. Топология шины USB соответствует топологии локальной сети на витой паре, часто называемой «звездой». Размножители шины называются HUB-ами.

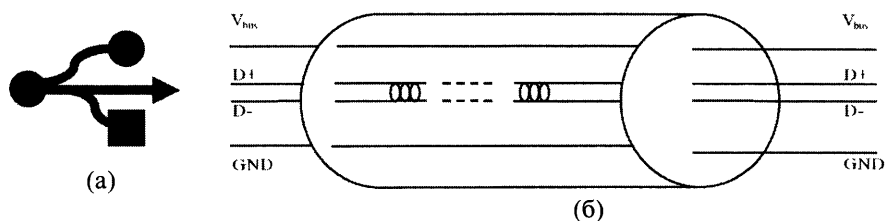


Рис. 6.65. Шина USB: а) иконка USB, б) кабель USB.

Конструкция разъемов для USB рассчитана на многократное сочленение/расчленение. Возможность использования только двух скоростей обмена данными ограничивает применяемость шины, но существенно уменьшает количество линий интерфейса и упрощает аппаратную реализацию.

Сигналы USB передаются по 4-х проводному кабелю, схематично показанному на рис. 6.65(б).

Здесь GND – заземления периферийных устройств, VBus – +5В также для цепей питания. Шина D+ предназначена для передачи данных по шине, а шина D- для приема данных. Кабель для поддержки полной скорости шины (full-speed) выполняется как витая пара, защищается экраном и может также использоваться для работы в режиме минимальной скорости (low-speed). Кабель для работы только на минимальной скорости может быть любым и неэкранированным.

USB разъемы имеют следующую нумерацию контактов:

Номер контакта	Назначение	Цвет провода
1	V BUS	Красный
2	D –	Белый
3	D +	Зеленый
4	GND	Черный
Оплетка	Экран	Оплетка

6.8.5. Интерфейсная шина MXI

Эта стандартная интерфейсная шина используется для соединения приборов для обеспечения быстродействующего обмена информацией между ними. Шина MXI имеет 32 разряда и позволяет объединять до 8 приборов. Быстродействие шины обеспечивается аппаратной поддержкой распределения памяти, что значительно сокращает процедуру обмена данными. В результате этого все приборы, объединенные MXI шиной, могут напрямую связываться друг с другом, выполняя простые команды чтения /записи по заранее опреде-

ленным адресам. Разъем шины MXI-1 похож на разъем GPIB, тогда как разъем MXI-2 сильно от него отличается, он состоит из 144 выводов. Помимо выводов под 32 разряда данных он содержит выводы для согласования с VXI-крейтом: например, для подключения линий внешнего запуска, линий прерываний, системных часов и т.д. Справедливости ради следует отметить, что для MXI-1 также существует дополнительный разъем INTX для подключения к VXI крейтам. И MXI-1, и MXI-2 могут иметь длину кабеля до 20 м.

6.9. Универсальные платы АЦП

Структурная схема универсальных плат АЦП представлена на рис. 6.66.

По существу в состав универсальной платы АЦП уже входит и входной, и выходной интерфейсы, и они готовы к интеграции в процессорные системы, для этого их достаточно поместить в соответствующий разъем системной шины, загрузить, как правило, прилагаемый драйвер, подать на входной разъем измеряемые сигналы, тогда вся измерительная система будет готова к работе.

В настоящее время выпускается большое количество универсальных плат АЦП. Они, как правило, бывают 12-ти или 16-ти разрядные и обладают входным диапазоном сигналов $\pm 0,5$ В, ± 1 В, ± 5 В, ± 10 В. В их состав входит:

- мультиплексор на 16–32 каналов с общей землей или на 8 – 16 дифференциальных каналов,
- программируемый усилитель с коэффициентами усиления 1...200,
- буферная память до 512 Кбайт,
- последовательный и/или параллельный выходной интерфейс,
- выходной интерфейс, совместимый со одним из стандартов системных шин: ISA, EISA, PCI, cPCI, USB.

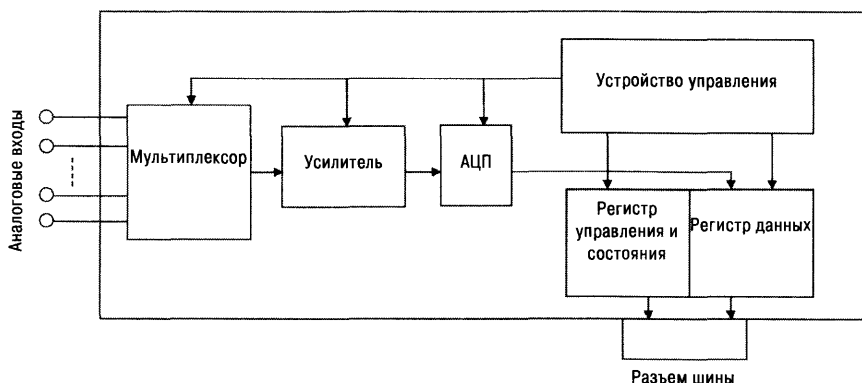


Рис. 6.66. Структурная схема универсальной платы АЦП.

Часто универсальные платы АЦП имеют программируемую частоту дискретизации по каждому измерительному каналу до 100 МГц (существуют АЦП с частотой дискретизации до 1 ГГц), линии синхронизации и внешнего запуска, а также гальваническую развязку по цифровым линиям.

6.10. Многоканальные системы сбора данных

Изготовители интерфейсных средств для сопряжения с процессорными системами предлагают широкий ассортимент своей продукции. Разработчику не приходится самостоятельно разрабатывать все согласующие устройства сопряжения и писать самому драйверы (это следует делать только в случае, когда невозможно найти подходящий стандартный блок и соответствующее программное обеспечение), ему требуется только умение грамотно ориентироваться в среде выпускаемой продукции и математического обеспечения. Существует несколько вариантов систем сбора данных:

- **Одноплатные встраиваемые системы сбора данных (ССД) с параллельным выходным интерфейсом**, которые вставляются в разъем системной шины процессорной системы. Такие платы разрабатываются либо для подключения к шине PCI, либо к ISA, либо к EISA. Платы с параллельным интерфейсом отличаются универсальностью и быстродействием. Универсальные платы АЦП являются вариантом таких ССД.
- **Одноплатные ССД с последовательным интерфейсом**, которые могут либо непосредственно подсоединяться через асинхронный связной адаптер к системной шине процессорной системы, либо при необходимости располагаться на удалении от нее. Структурная схема ССД такого типа приведена на рис. 6.67.

В этом случае модули занимаются предварительной обработкой и оцифровкой входных сигналов любого типа, передачей уже не аналоговых, а цифровых сигналов по витой паре последовательного интерфейса RS-232 или RS-485. Использование RS-485 позволяет подключить к компьютеру до 256 таких модулей. Это вариант распределенных систем сбора данных, используемых в промышленных условиях, когда измерительные преобразователи распределены на большой территории и часто работают в условиях сильных помех. В таком случае расположение АЦП вблизи источника сигнала позволяет значительно повысить помехоустойчивость всего измерительного комплекса.

- **Магистрально-модульные ССД.** В настоящее время для построения современных многоканальных измерительных систем используются магистрально-модульные стандарты VME. Процедуры развития и принятия этих стандартов регламентируются международными ассоциациями VITA. В 1987 году была принята действующая по настоящее время спецификация VMEbus Rev.C1, которая является международным стандартом МЭК 821. В США этот стандарт имеет название ANSI/IEEE 1014-1987.

VME — 32-разрядная шина с отдельными 32 линиями адреса и 32 линиями данных на объединительной панели. Шина VME имеет 64-разрядное расширение — стандарт VMEbus Rev.D, который обычно называют «VME64». Максимальная пропускная способность шины VME — 40 Мбайт/с (80 Мбайт/с для VME64). В режиме блочных передач (т.е. один цикл передачи адреса и

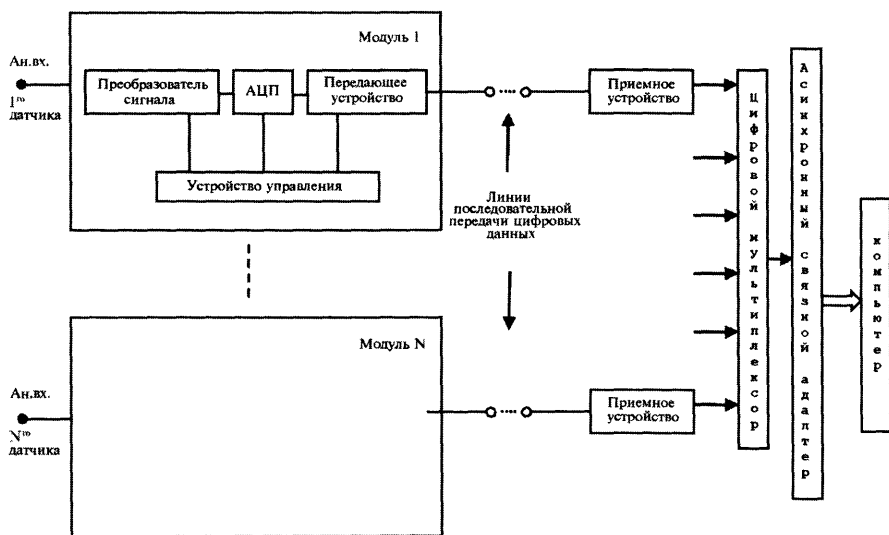


Рис. 6.67. Структурная схема многоканальной УСД с последовательным интерфейсом.

несколько циклов передачи данных) скорость шины может достигать 320 Мбайт/с. В настоящее время одним из наиболее распространенных стандартов для построения магистально-модульных систем сбора данных, использующих шину VME, является стандарт VXI, который мы рассмотрим в следующем разделе.

6.10.1. Стандарт построения магистрально-модульных систем сбора данных VXI

В наиболее полной мере требованиям построения модульных измерительных систем удовлетворяет стандарт VXI (IEEE Std 1155-1992 – IEEE Standard VMEbus Extensions for Instrumentation – VXI). Стандарт распространяется на магистраль VXIbus и протоколы обмена по ней данными, на устройства VXI, использующие магистраль VXI для взаимного информационного обмена, а также определяет основные типы устройств VXI и правила построения из них систем. Первая версия стандарта VXI появилась в 1987 году, несколько раз улучшалась, и в 1994 году появилась версия 4.1 с функциями Plug&play, которая получила очень широкое распространение во всем мире. В настоящее время в стандарте VXI производится подавляющее большинство модульных измерительных систем. Всего насчитывается более 1500 типов модульных приборов, выполненных в соответствии со стандартом VXI, которые поставляются более чем 120 производителями по всему миру. Объемы продаж систем в стандарте VXI многократно превышают объемы продаж систем в других стандартах, и большинство мировых производителей продуктов высоких технологий использует эти системы, в частности в производстве

авиационной и космической техники, в области ядерной энергетики и ядерных исследований.

Основы построения VXI систем

В основе построения систем VXI лежит магистрально-модульный подход к решению системотехнических задач, позволяющий создавать системы из типовых, взаимозаменяемых и взаимно совместимых структурных элементов.

На конструктивном уровне такими элементами являются:

- модуль VXI — основная конструктивно и функционально законченная часть аппаратуры системы,
- крейт VXI, содержащий кросс-плату печатного монтажа, реализующую собственно магистраль VXIbus. Крейт VXI обеспечивает конструктивное размещение, электропитание и охлаждение модулей VXI, а также их информационную взаимосвязь,
- стойка (шкаф) для размещения, электропитания и охлаждения крейтов VXI.

На функциональном уровне это:

- VXI-инструмент — модуль VXI совместно с программой его управления — драйвером,
- интерфейс VXI, обеспечивающий информационную взаимосвязь VXI-инструментов в крейте,
- общесистемный интерфейс информационной взаимосвязи крейтов (при наличии нескольких крейтов в системе),
- управляющее ядро (процессор) системы,
- системное программное обеспечение, реализующее алгоритмы управления системой.

Структура VXI-системы, в общем случае, может быть достаточно сложной, с многоуровневой иерархией, которая определяется взаимоотношениями ее составных частей.

СПО системы VXI также имеет иерархическую структуру.

Нижним уровнем СПО являются программы-драйверы модулей VXI и используемых интерфейсов. Драйвер модуля VXI включает динамическую библиотеку определенных для модуля функций, из последовательностей которых складываются рабочие режимы VXI-инструмента. Функции драйвера модуля обращаются к его устройствам посредством библиотеки функций обмена VISA (Virtual Instrument Software Architecture), поддерживаемой системным интерфейсом. Каждая функция драйвера модуля VXI реализуется по правилам, определенным спецификациями «Альянса производителей систем VXI Plug&Play», что обеспечивает их совместимость с библиотекой функций VISA и программную совместимость VXI-инструментов различных производителей.

Верхний уровень СПО обеспечивает реализацию общесистемных режимов и алгоритмов. Его основной задачей является преобразование пользовательских команд управления ресурсами системы VXI в обращения к функциям драйверов модулей. При этом команды могут подаваться как в интерактивном режиме «общения» пользователя с системой, для чего могут в частности использоваться программные панели VXI-инструментов, так и в виде пользовательской программы управления системой, написанной на языке высокого уровня.

Для систем VXI спецификациями «Альянса производителей систем VXI Plug&Play» ограничено множество инструментальных средств программирования и операционных сред исполнения программ СПО, что обеспечивает преемственность и совместимость программных продуктов в процессе развития систем.

Благодаря использованию магистрально-модульного подхода, согласованных и узаконенных системотехнических принципов, стандартизованных конструктивных и базовых функциональных элементов структуры, становится возможным создание в короткие сроки достаточно сложных в функциональном отношении, однако надежных и удобных в использовании измерительных информационных систем VXI самого различного назначения.

Выполнение требований стандарта VXI и спецификаций «Альянса производителей систем VXI Plug&Play» обеспечивает конструктивную, электрическую и программную совместимость составных частей систем VXI, выпускаемых различными производителями. В настоящее время рынок VXI продуктов насчитывает огромное количество модулей VXI, вспомогательных средств и аксессуаров, реализующих большинство известных функций измерения, а также множество специальных функций.

Совокупность VXI-инструментов, используемых в системе, определяет ее технические возможности и основные функции назначения. Огромная номенклатура VXI-инструментов, представленных на рынке, позволяет реализовать значительное большинство необходимых в ИИС функций. В виде модулей VXI к настоящему времени уже реализованы многие широко применяемые функции измерения и формирования электрических величин, преобразования и обработки информации. В частности такие, как встроенные процессоры и контроллеры, высокоточные мультиметры, высокоскоростные цифровые осциллографы, высокочастотные синтезаторы сигналов, генераторы сигналов произвольной формы, многоканальные измерительные и высокочастотные коммутаторы, многоканальные джитайзеры, имитаторы и тестеры интерфейсов по параметрам, протоколу и форматам данных, формирователи команд управления исполнительными устройствами, приборы, реализующие временной и спектральный анализ сигналов с использованием цифровой обработки, и т. п.

Измерительные информационные системы VXI имеют среди известных типов систем наивысшие показатели качества реализации функций измерения, плотности измерительных каналов на единицу объема и производительности.

Источники стандарта VXI

Стандарт VXI – **IEEE Std 1155-1992** (IEEE Standard VMEbus Extensions for Instrumentation – VXI), определяющий базовые конструктивные, электрические и идеологические принципы построения измерительных информационных систем на основе магистрали VXIbus, был создан как развитие стандарта VME (**IEEE Std 1014-1987** – IEEE Standard for a Versatile Backplane Bus: VMEbus, VME – Versa Module Europa), известном еще как стандарт МЭК 821, а также с учетом следующих стандартов:

- **IEEE Std 1101** (IEEE Standard for Mechanical Core Specification for Microcomputers),
- **IEEE Std 1101.2** (IEEE Standard for Mechanical Core Specification for Conductor-Cooled Eurocards), известном еще как стандарт МЭК 297-3,
- **ANSI/IEEE Std 488.1 [IEC 60625-1]** (IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation), известном еще как стандарт МЭК 625,
- **ANSI/IEEE Std 488.2** (IEEE Standard Codes, Formats, Protocols and Common Commands, and Standard Commands for Programmable Instruments for Use with ANSI/IEEE Std 488.1),
- **SCPI** (Standard Commands for Programmable Instruments).

Стандарт VME определяет временные диаграммы, последовательность событий, требования к электрическим параметрам и длительностям сигналов на линиях шины обмена данными. Эти требования стандарта VME в развитом и дополненном виде входят в стандарт VXI.

Стандарты с номерами 1101.X определяют требования к механическим характеристикам конструкции устройств, и прежде всего к габаритам плат печатного монтажа.

Стандарты с номерами 488.X определяют техническую реализацию интерфейса, протокол и общие команды для обмена между управляющим процессором и измерительными приборами (приборный интерфейс). Это позволяет интегрировать в состав системы VXI измерительные приборы, выполненные в обычном приборном (настольном или для установки в стойку) конструктиве и поддерживающие этот интерфейс.

Стандарт SCPI определяет язык программирования инструментов VXI.

Архитектура системы VXI

Система VXI может содержать до 256 устройств VXI с уникальными адресами от 0 до 255 и при этом может состоять из одной или большего числа подсистем. Понятия «система VXI» и «подсистема VXI» используются здесь (и в стандарте VXI) как синонимы. Понятие «подсистема VXI» появляется тогда, когда система VXI в качестве своих элементов содержит другие системы VXI, называемые в этом случае подсистемами VXI. Можно выделить минимальный состав системы VXI, такой, что удаление из нее одного из элементов приводит к ее «разрушению» как полноценной системы. В мини-

мальный состав системы VХI должны быть включены следующие составные части:

- 1) крейт VХI, содержащий:
 - кросс-плату, реализующую магистраль VХIbus,
 - источник питания, обеспечивающий необходимые напряжения на линиях питания устройств, подсоединяемых к магистрали,
 - средства эффективного охлаждения находящихся в крейте устройств;
- 2) «устройства слота ноль» – под этим собирательным названием понимают устройства, содержащиеся в модуле, устанавливаемом в слот с номером «ноль» крейта VХI и обеспечивающие основные процессы обмена по магистрали. К таким устройствам относятся:
 - арбитр магистрали (Arbiter),
 - источник импульсов системной тактовой частоты (System Clock Driver),
 - обработчик прерываний (Interrupt Handler),
 - таймер шины данных (Bus Timer),
- 3) управляющее ядро системы – управляющий процессор,
- 3) системное программное обеспечение СПО, реализующее следующие общесистемные процессы:
 - управление режимами и исполнение алгоритмов работы,
 - передача и обработка информации,
 - реализация интерактивного интерфейса пользователя,
 - контроль исправности составных частей системы;
- 4) функциональные VХI-инструменты, реализующие функции назначения системы под управлением ядра системы.

Под «VХI-инструментом» понимают модуль VХI совместно с программой его управления – драйвером.

Классы устройств VХI

Устройства VХI, в зависимости от используемых ими протоколов обмена, разделены на следующие классы:

1. «Устройства на базе регистров» (register based devices) поддерживают простейший и самый быстрый (регистровый) протокол обмена по магистрали VХIbus путем приема и записи данных в регистры конфигурации и в регистры непосредственного управления режимами работы. Каждое устройство на базе регистров имеет набор регистров конфигурации, доступных через соединитель P1 магистрали, которые позволяют системе идентифицировать устройство – его класс, модель и изготовителя, адресное пространство (A16, A24 или A32) и требования к памяти.

Устройства на базе регистров обычно не требуют наличия в своем составе «интеллекта» (процессора, контроллера) для поддержания процессов обмена и управления режимами работы.

2. Устройства на базе сообщений (message based devices) используют более сложные протоколы обмена, называемые протоколами обмена сообщениями. Этот класс устройств требует наличия «интеллекта» и памяти программ для поддержания протоколов обмена более высокого уровня, чем регистровый обмен. Кроме регистров конфигурации, обязательных для всех устройств VXI, устройства на базе сообщений содержат также «регистры связи», доступные другим устройствам системы и поддерживающие процесс обмена сообщениями.

Стандартом VXI определены стандартные протоколы обмена, обеспечивающие совместимость всех устройств на базе сообщений в системе VXI. Спецификация стандартных протоколов связи требует, чтобы все устройства на базе сообщений имели однотипный и четко определяемый режим работы при использовании общих ресурсов магистрали.

3. Устройства памяти имеют регистры конфигурации и содержат определенные атрибуты устройств памяти, такие как тип памяти, время выборки и т.д., но не имеют других определяемых системой VXI регистров или протоколов. К этому классу относятся устройства типа ОЗУ, ПЗУ и другие запоминающие устройства. Устройства памяти VXI обеспечивают хранение данных и могут иметь адресные пространства A24 или A32. Информация об адресах, принадлежащих устройствам памяти (о конкретной области адресного пространства) содержится в их конфигурационных регистрах.

Адреса конфигурационных регистров устройств памяти расположены в адресном пространстве A16, а операционные регистры в адресном пространстве A24 или A32.

4. Расширенные устройства — устройства специального назначения системы VXI, имеющие все необходимые регистры конфигурации и идентифицируемые системой. Эта категория устройств допускает определение в будущем новых классов устройств, использующих новые уровни совместимости.

Любые два устройства в системе VXI могут находиться в состоянии подчиненности, когда одно устройство управляет другим. Первое, в этом случае, обозначают термином Commander (главный, командир), а второе — термином Servant (подчиненный, слуга). Commander, как правило, должен быть «интеллектуальным» — программно управляемым, т. е. контроллером или процессором. Это отношение подчиненности определяет иерархию системы VXI. Оно не является транзитивным — «слуга» может иметь только одного «командира». «Командир» и «слуга» образуют иерархию из двух уровней. Когда «командир» — инструмент А, имеет своих «слуг» — инструменты В и С, а инструмент В также имеет своих «слуг» — инструменты D и E, тогда образуется третий уровень иерархии (и т. д.).

Многоуровневая иерархия позволяет реализовать параллельные во времени процессы в системе VXI, когда в один и тот же момент времени каждый из «командиров» имеет возможность управлять своими «слугами». При этом, если в пределах одного крейта обмен по магистрали VXIbus, необходимый

для обмена между «командиром» и «слугой», требует выполнения арбитра-ции магистрали между «командирами», то «командиры», находящиеся в раз-ных крейтах системы могут выполнять управление совершенно независимо друг от друга.

Стандарт VXI допускает возможность построения как однопроцессорных систем, в которых управление всеми функциональными модулями системы выполняется одним процессором, так и многопроцессорных систем с рас-пределенным по крейтам VXI и даже внутри крейтов VXI процессорами. Такие системы обычно называют системами с распределенным «интеллек-том».

Чаше всего устройство VXI выполняется в виде одного модуля VXI, од-нако это не обязательно. Несколько устройств могут находиться на одном модуле и одно устройство может состоять из нескольких модулей. Помня об этом, мы для простоты будем в дальнейшем все же использовать преимуще-ственно термин «модуль VXI», понимая под этим устройство VXI, выпол-ненное в виде одного модуля.

Управляющий процессор может представлять собой ЭВМ, выполненную в типовом для вычислительной техники конструктиве, либо иметь вид мо-дуля VXI, устанавливаемого в один из крейтов системы. Если используется управляющий процессор, реализованный в виде модуля VXI, и при этом в системе используется только один крейт, то роль общесистемного интер-фейса выполняет магистраль VXIbus. Если же используется отдельно сто-ящая ЭВМ или в состав системы VXI входит более одного крейта VXI, то в системе необходим интерфейс связи процессора с крейтом, а также крейтов между собой. Используемые для этого интерфейсы создаются как на основе магистрали VXIbus, так и на основе других производительных магистралей. Основным критерием при выборе интерфейса является объем информации, который необходимо передавать между составными частями создаваемой системы.

VXI-система может содержать в себе от одного (интерфейс VXI обяза-телен) до нескольких типов интерфейсов. Причем, при наличии в составе системы отдельно стоящей ЭВМ или более одного крейта, для их взаимо-связи обязательно использование интерфейса, связывающего магистрали VXIbus крейтов между собой и с магистралью PCI управляющего компьюте-ра. Такой интерфейс должен обеспечивать обмен посредством специально для этого разработанной библиотеки функций обмена – VISA.

Этому условию удовлетворяют следующие интерфейсные наборы:

- 1) HP-IB-VXI (фирма Agilent Technology, США) и GPIB-VXI/C (фирма National Instruments, США), удовлетворяющие стандартам IEEE Std 488.1 и IEEE Std 488.2;
- 2) VXI-1394 (фирма National Instruments, Agilent Technology, США) на ос-нове магистрали по стандарту IEEE Std 1394 (Firewire);
- 3) PCI-VXI 8012-8015, обеспечивающий связь магистрали PCI и VXI че-рез специальную скоростную внутреннюю магистраль MXI-2 с мульти-плексированием шины адреса и данных (фирма National Instruments);

- 4) PCI-VXB-VXI (холдинг Информтест, Россия), обеспечивающий связь магистрали PCI и VXI через специальную скоростную магистраль VXB без мультиплексирования шин адреса и данных, что как минимум вдвое увеличивает производительность по сравнению с PCI-VXI 8012-8015.

Интерфейсы приведены в порядке возрастания их производительности.

Варианты подключения VXI крейтов показаны на рисунках 6.68, 6.69, 6.70

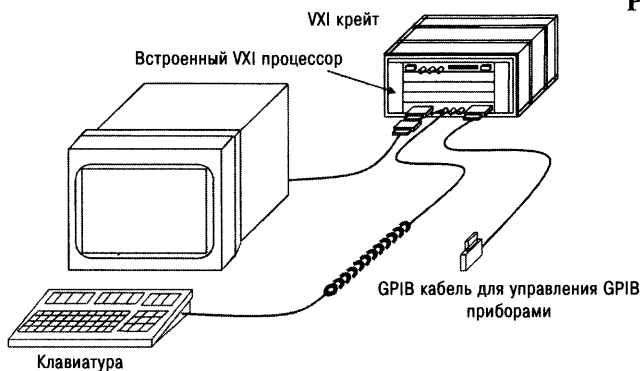


Рис. 6.68. Встроенный VXI крейт.

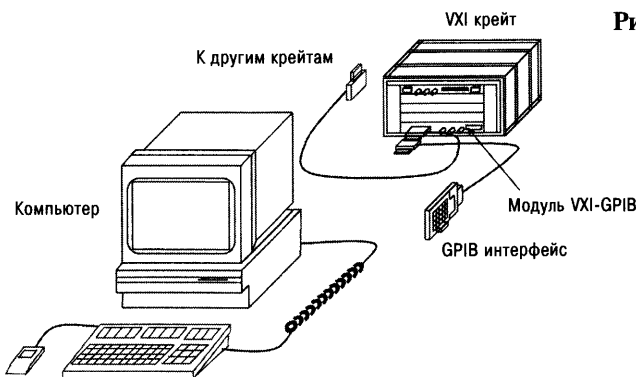


Рис. 6.69. Подключение VXI крейта через интерфейс GPIB.

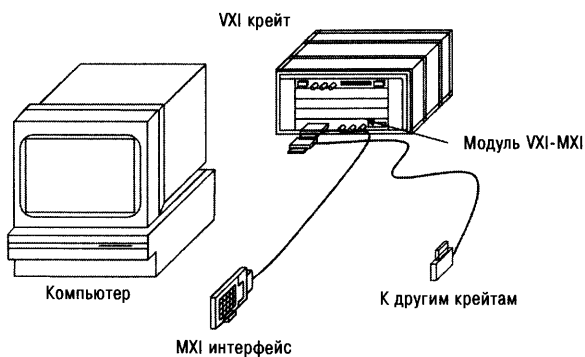


Рис. 6.70. Подключение VXI крейта через шину MXI.

Функции библиотеки VISA привязаны к технической реализации интерфейса, однако их типовой набор и правила построения не зависят от интерфейса, они унифицированы и подчиняются спецификациям «Альянса производителей систем VXI Plug&Play» (спецификации VPP-4.3: The VISA Library). Это обеспечивает полную совместимость в составе системы VXI интерфейсов, обеспечивающих обмен посредством библиотеки VISA.

Администратор ресурсов

Администратор ресурсов системы VXI — это устройство, имеющее в системе логический адрес «0» и выполняющее следующие функции при включении питания системы:

- 1) анализ результатов самотестирования модулей системы и сообщение их управляющему системой процессору,
- 2) идентификация всех модулей VXI в системе,
- 3) распределение логических адресов модулям системы, определение иерархических взаимосвязей «Командир—слуга» в системе,
- 4) распределение модулям (прерывателям) линий запроса прерывания магистрали.

Администратор ресурсов реализует следующую процедуру управления самотестированием:

- 1) ожидает заданное время (пять секунд после включения питания) для завершения самотестирования модулей системы VXI, анализируя при этом состояние специальной линии SYSFAIL на магистрали VXIbus, сигнализирующей о наличии неисправностей в модулях системы,
- 2) все неисправные модули переводит в состояние программного сброса с запретом подачи сигнала по линии SYSFAIL, что обеспечивает возможность определения типа и местоположения в системе каждого неисправного модуля.

Администратор ресурсов системы VXI выполняет идентификацию «кода изготовителя» и «кода модели» каждого модуля VXI, соединенного с магистралью.

Каждому изготовителю сопоставляется уникальный номер, представленный двоичным 12-ти разрядным кодом, который может считываться и анализироваться управляющей программой из регистра конфигурации модуля VXI. Список идентификационных номеров производителей модулей VXI поддерживается консорциумом производителей. Номера изготовителям назначаются консорциумом при наличии соответствующего заявления производителя модулей VXI.

Каждый изготовитель в соответствии с внутренней классификацией собственной продукции присваивает каждому производимому им модулю VXI уникальный код модели, благодаря которому среди программ отыскивается и сопоставляется каждому модулю программа его управления (драйвер).

Администратор ресурсов сопоставляет каждому модулю системы его уникальный логический адрес. Логические адреса устройствам системы VXI могут быть установлены «статически», т. е. заданы постоянными перед установкой устройства в систему, или присвоены «динамически», т. е. администратором ресурсов в процессе конфигурации системы и идентификации устройств. Администратор ресурсов считывает информацию каждого модуля VXI, содержащую требования к необходимой для работы модуля величине адресного пространства и присваивает модулям базовый адрес смещения. Адреса смещения рассчитаны так, чтобы адресные пространства любых двух модулей не пересекались.

Иерархию системы администратор ресурсов устанавливает следующим образом:

- 1) по содержимому конфигурационных регистров определяет устройства VXI, являющиеся «командирами»,
- 2) считывает из регистров «командиров» информацию о приписанном каждому «командиру» множестве «слуг»,
- 3) создает в своей памяти иерархические «деревья» взаимосвязей между модулями VXI типа «командир—слуга».

Алгоритм распределения по умолчанию взаимосвязей между модулями VXI допускает теоретически неограниченное число уровней иерархии. Практически же число уровней иерархии ограничивается конечностью области адресов, выделяемых модулям VXI. Алгоритм распределения взаимосвязей анализирует логические адреса модулей VXI и каждому «командиру» определяет область адресов его «слуг». Величина области адресов «слуг» определяется восьмиразрядным двоичным числом (т. е. находится в пределах 0–255) и устанавливается пользователем модуля — «командира» или его изготовителем энергонезависимым способом. Таким образом, если адрес некоторого модуля VXI находится в области адресов «слуг» другого модуля VXI, то первый модуль VXI является «службой» второго, а второй — «командиром» первого.

Область адресов «слуг» каждого «командира» начинается со следующего логического адреса после логического адреса «командира» и составляет ряд последовательных логических адресов, выделенных «командиру».

Администратор ресурсов выполняет также распределение линий приоритетного прерывания магистрали VXIbus между различными прерывателями и обработчиками прерываний системы. Каждая линия приоритетного прерывания может быть присвоена только одному обработчику, но нескольким прерывателям.

Особенности обмена по магистрали VXIbus

Область конфигурации системы VXI определена в области старших 16 килобайт 64-х килобайтного адресного пространства A16 (объемом 2^{16} адресов). Каждому модулю VXI в этом пространстве отведено 64 байта (32 слова), что

достаточно для подавляющего большинства модулей. Модули VXI, требующие дополнительного адресного пространства, содержат в конфигурационных регистрах информацию о необходимом объеме адресного пространства, доступную «администратору» ресурсов системы. Это позволяет выделять дополнительное адресное пространство модулю в адресном пространстве A24 (объемом 2^{24} адресов = 16 Мбайт) или A32 (объемом 2^{32} адресов = 4 Гбайт).

Архитектура магистрали VXI является независимой от типа применяемых в системе процессоров. В системе VXI могут сосуществовать несколько подсистем VXI, каждая из которых управляется своим процессором.

Стандарт устанавливает требования к интерфейсу, используемому для информационной взаимосвязи модулей в крейте VXI. Интерфейс включает интерфейсную логику, сигнальные линии и набор функциональных устройств, выполняющих функции, требуемые протоколом магистрали.

В магистрали VXIbus можно выделить следующие основные группы линий:

- 1) шина передачи данных — линии адреса A01—A32, адресного модификатора AM0—AM5, данных D00—D32, линии управления режимами обмена WRITE, LWORD, DTACK и линии стробирования AS, DS0, DS1;
- 2) линии арбитража магистрали BBSY, BCLR, BR0—BR3, BG[0—3]IN, BG[0—3]OUT;
- 3) линии приоритетного прерывания IRQ1—IRQ7, IACK, IACKIN, IACKOUT
- 4) служебные линии SYSRESET, SYSFAIL, ACFAIL, BERR, MODID.

В магистрали VXI, кроме того, имеются следующие типы линий:

- 1) линии взаимной синхронизации модулей системы TTLTRG[0—7], ECLTRG[1—5];
- 2) линии локальной связи стоящих рядом модулей LBUSA[00—35], LBUSC[00—35];
- 3) линия широковещательной передачи аналоговых сигналов SUMBUS.

Основной частью магистрали является шина передачи данных (Data Transfer Bus — DTB) — это высокоскоростная параллельная шина, доступная всем модулям, установленным в крейт VXI. Асинхронный характер шины данных позволяет с одной стороны минимизировать время обмена, а с другой — обеспечивает возможность обмена между устройствами, имеющими значительно различающиеся скорости обмена. Каждое устройство может ответить на обращение к нему через такой интервал времени, который ему для этого необходим. Однако время ожидания ответа не может быть слишком большим, поэтому оно отслеживается и ограничивается таймером магистрали (Bus Timer).

DTB содержит три основные подгруппы линий:

- 1) 32 линии адреса, из которых модулем VXI может использоваться 16, 24 или 32 линии,

- 2) 6 линий адресного модификатора,
- 3) 32 линии данных, из которых модулем VXI может использоваться 8, 16 или 32 линии.

Кроме того, имеется несколько линий, по которым передаются сигналы стробирования и квитирования.

Наименьшей адресуемой единицей данных, передаваемой по DTB, является байт (8 разрядов). Обмен по DTB может осуществляться байтами, словами по 16 разрядов (WORD) или длинными словами по 32 разряда (LWORD).

Адресация данных может выполняться кодом 16 разрядов, 24 разряда или 32 разряда. Разрядность кода адреса определяется (сообщается устройству) по шести линиям адресного модификатора.

Поскольку система на основе магистралей VXIbus может иметь в своем составе больше одного «командира», «захватывающего» магистраль VXIbus для управления циклами обмена со своими «слугами», стандарт определяет метод и средства передачи управления шиной DTB от одного модуля другому упорядоченным образом, гарантирующим, что в данный момент времени шиной DTB управляет только один «командир». Координацию передачи управления выполняет устройство, называемое «арбитр» магистралей (Arbiter).

Приоритетные прерывания по магистралей VXIbus организуются путем передачи от «запросчика» (Interrupter) «обработчику» прерываний (Interrupt Handler) сигналов запроса по семи линиям, отличающимся приоритетностью обработки запросов. Соответственно, запрос на прерывание может иметь семь уровней приоритета. Кроме того, при определении обработчиком прерываний адреса запросчика для организации с ним обмена, ответ запросчика происходит по цепочечной линии (IACKIN, IACKOUT), проходящей через все модули, установленные в крейте VXI. Эта линия организована таким образом, что при наличии запросов одновременно от нескольких модулей, обмен будет установлен с тем из них, который расположен в слоте, наименее удаленном от слота ноль, в котором установлен обработчик прерываний. Таким образом, на магистралей VXIbus кроме семи уровней приоритета, определяемых выбором линии запроса прерывания, задаются еще до 12 уровней приоритета, определяемых положением модуля в слотах крейта VXI.

В протоколе магистралей выделяют два основных уровня:

- 1) нижний – уровень доступа к объединительной плате магистралей (кросс-панели) – образуется интерфейсной логикой, устройствами служебной шины и арбитром магистралей,
- 2) верхний – уровень обмена данными – образуется устройствами шины DTB и шины приоритетных прерываний.

Различают замкнутые или открытые циклы обмена.

Замкнутые циклы обмена реализуются взаимосвязанными сигналами, посылаемыми одним конкретным модулем в другой конкретный модуль. Полученные сигналы подтверждаются принимающим модулем. Взаимосвязь между двумя модулями длится до тех пор, пока сигнал не будет подтвержден

ден. Наиболее важными сигналами взаимосвязи являются стробы адресов и данных. Они взаимосвязаны с сигналами подтверждения пересылки данных, сигналами ошибки и координируют передачу адресов и данных, которые являются основой информационного потока между модулями.

Открытые циклы обмена реализуются ширококвещательными сигналами на магистрали при возникновении в системе определенных событий. Широковещательные сигналы поддерживаются на линиях в течение времени, необходимого для их обнаружения (приема) всеми модулями системы, поэтому подтверждения приема не требуется. Широковещательные сигналы могут подаваться по магистрали в любое время, не зависимо от других действий или процессов на магистрали. Каждый из ширококвещательных сигналов посылается ответственными за это устройствами по специальным линиям. Примерами таких сигналов являются сигнал системного сброса (SYSRESET), сигнал отказа какого либо аппаратного узла системы (SYSFAIL), отказ внешней сети питания переменного тока (ACFAIL).

Линия MODID позволяет идентифицировать устройство (модуль), установленное в конкретный слот (гнездо) крейта VXI. От модуля, установленного в слот ноль к каждому слоту крейта VXI проведено по одной линии MODIDX (где X — номер слота, к которому проведена эта линия), поступающей на контакт A30 соединителя P2. Кроме того, слот ноль также имеет свою линию MODID0.

Устройство слота ноль обнаруживает присутствие модуля в слоте X благодаря тому, что модуль, находящийся в слоте X, соединяет линию MODIDX через сопротивление фиксированного номинала с общей шиной питания GND. Это позволяет обнаружить модуль в слоте X даже тогда, когда модуль не исправен или на него не подано питание.

Линии синхронизации TTLTRG и ECLTRG используются для взаимной синхронизации модулей, установленных в крейт VXI. Они являются линиями общего назначения и по ним передаются ширококвещательные сигналы, формируемые ИМС типа TTL и ECL соответственно. Модули могут содержать программно управляемую схему подключения к любой из линий синхронизации. При необходимости синхронизировать модули, расположенные в разных крейтах VXI (в многокрейтовой системе VXI), необходимо применять внешнюю схему буферизации сигналов синхронизации.

Линии LBUS предназначены для локальной связи соседних модулей в крейте VXI между собой. Линии LBUS являются цепочечными — они начинаются на контакте CX (C — обозначение группы контактов в соединителе, X — некоторый номер контакта) соединителя с номером N, и заканчиваются на контакте AX соединителя с номером (N + 1). По линиям LBUS могут передаваться сигналы шести типов, определяемых стандартом. Тип сигналов и протокол взаимодействия модулей по этим сигналам выбирается разработчиком модулей, с учетом ограничений, приведенных в стандарте.

Линия SUMBUS предназначена для передачи аналоговых сигналов. Каждый модуль может передавать на эту линию сигнал с помощью аналогового источника тока с выходным сопротивлением не менее 10 кОм и выход-

ной емкостью не более 4 пФ. Величина тока источника должна быть не более 40 мА.

Каждый модуль может принимать сигнал с линии SUMBUS с помощью аналогового приемника с входным сопротивлением не менее 10 кОм и входной емкостью не более 3 пФ. Линия передачи аналоговых сигналов SUMBUS у обоих концов объединительной платы (кросс-панели) соединена с нагрузкой 50 ± 1 Ом.

Особенности конструкции систем VXI

Типоразмеры плат печатного монтажа (ППМ) и модулей VXI, допускаемые стандартом VXI, подчиняются требованиям стандартов IEEE Std 1101.X, и выбираются из дискретного множества значений. Допустимое стандартом VXI значение высоты ППМ обозначается как 3U (100 мм), 6U (233,35 мм) или 9U (366,7 мм).

Длина ППМ, согласно стандарту VXI, может принимать только два значения: 160 мм или 340 мм. Длина 340 мм считается нормальной, ППМ с длиной 160 мм считается укороченной.

Допустимы следующие сочетания высоты и длины ППМ модулей VXI (высота \times длина), обозначаемые в стандарте буквами:

A – соответствует габаритам 100 \times 160 (3,937 \times 6,299),

B – соответствует габаритам 233,35 \times 160 (9,187 \times 6,299),

C – соответствует габаритам 233,35 \times 340 (9,187 \times 13,386),

D – соответствует габаритам 366,7 \times 340 (14,437 \times 13,386).

Размеры приведены в миллиметрах (в скобках – в дюймах).

Толщина платы должна быть равна $1,6 \pm 0,2$ мм ($0,063 \pm 0,008$ дюйма).

Шаг установки модулей VXI в крейте VXI должен иметь величину, кратную $6\text{HP} = 30,48$ мм, (HP – Horizontal Pitch) $\text{HP} = 5,08$ мм. Привязка к шагу установки, а не к ширине модуля позволяет проектировать и изготавливать модули, имеющие различную ширину. Так модуль с ППМ типоразмера C, имеющий ширину 30,18 мм, называется модулем одинарной ширины и его типоразмер обозначается C-1. Модуль с шириной $(30,18 + 6\text{HP}) = 60,66$ мм называется модулем двойной ширины и его типоразмер обозначается C-2, модуль с шириной $(30,18 + 12\text{HP}) = 91,14$ мм называется модулем тройной ширины и его типоразмер обозначается C-3, и т. д.

Модули типоразмеров C и D должны быть помещены в защитный кожух (экран) и размещаться в крейте VXI, имеющем шаг установки модулей 30,48 мм.

Все модули должны иметь переднюю панель, размеры которой выбираются из ряда, определенного стандартом VXI и должны соответствовать размерам модуля. Лицевая панель должна на тыльной стороне иметь зоны, обеспечивающие надежный электрический контакт с корпусом крейта VXI для обеспечения надежного экранирования и защиты модуля от внешних электромагнитных излучений.

Соединители, используемые для соединения модулей VXI с магистралью VXIbus, имеют по 96 контактов и обозначаются буквой P. Модули типораз-

мера А имеют только один соединитель (P1) для соединения с объединительной платой магистрали VXI. Модули типоразмера В и С имеют один или два (P1 или P1 и P2) соединителя. Модули типоразмера D имеют один, или два, или три (P1, или P1 и P2, или P1, P2 и P3) соединителя. Соединители P1, P2 и P3 должны соответствовать требованиям стандарта 603-2-IEC. Механические характеристики соединителей должны быть не хуже, чем требования по классу 2 стандарта 603-2-IEC-C096M(F). Соединитель должен выдерживать не менее 400 сочленений.

Электрические характеристики должны удовлетворять следующим требованиям:

- 1) максимальное рабочее напряжение между контактами не менее 100 В,
- 2) номинальный ток через контакт при температуре среды 20 градусов по Цельсию должен быть не менее 1,8 А (при 60 градусах – не менее 1,5 А),
- 3) сопротивление контакта при номинальном токе должно быть не более 0,05 Ом,
- 4) сопротивление изоляции между контактами должно быть не менее 100 МОм.

Примеры технических характеристик модулей VXI

Для иллюстрации технических возможностей и основных характеристик модулей VXI ниже приведено несколько характерных примеров.

Таблица 6.5. Характеристики модулей с гальванически развязанными каналами формирования прецизионных значений напряжения или тока.

Характеристика	Модуль VXI, фирма		
	E1418A, Agilent Technologies North (США)	5410C-57, Atlantic Industries (США)	ИПТН16, ООО Фирма “Информтест” (РФ)
Количество каналов	16	8	16
Разрядность ЦАП	16	16	16
Диапазон установки напряжения, В	±16	±16	±10
Диапазон установки тока, мА	±20	–	±10
Погрешность установки напряжения	±(0,05% +3,0 мВ)	–	±0,05%

Таблица 6.6. Характеристики модулей матричных измерительных коммутаторов.

Характеристика	Модуль VXI, фирма	
	E1466A, Agilent Technologies (США)	KM100x4, ООО Фирма “Информтест” (РФ)
Размер коммутационной матрицы, (входов x выходов)	64 × 4	100 × 4
Сопrotивление канала: начальное/конечное, Ом	1,8/10	0,35/2,0
Минимальное коммутируемое напряжение, В	—	10 ⁻³
Максимальное коммутируемое напряжение, В	200	100
Минимальный коммутируемый ток, А	—	10 ⁻⁶
Максимальный коммутируемый ток, А	1	0,1
Ширина полосы пропускания на уровне -3 Дб, МГц	10	10

6.10.2. Стандарт PXI для построения мини измерительных систем

Этот стандарт был разработан для построения мини измерительных систем. Схема построения крейта PXI показана на рис. 6.71. Достоинством этого стандарта является его совместимость с CompactPCI. Это означает, что любой CPCI модуль может работать в крейтах PXI. PXI системы поддерживают все требования технологии Plug&Play и они легко совместимы с системами VXI.

Если VXI — это объединение VME и GPIB, то PXI — это объединение PCI и GPIB. Однако крейт PXI построен таким образом, что возможностями PXI в полной мере можно воспользоваться, только применяя встроенный процессор производства National Instrument (NI), который поддерживает специфические измерительные шины PXI. Через интерфейсы NI возможно объединение в единую систему крейтов VXI и PXI.

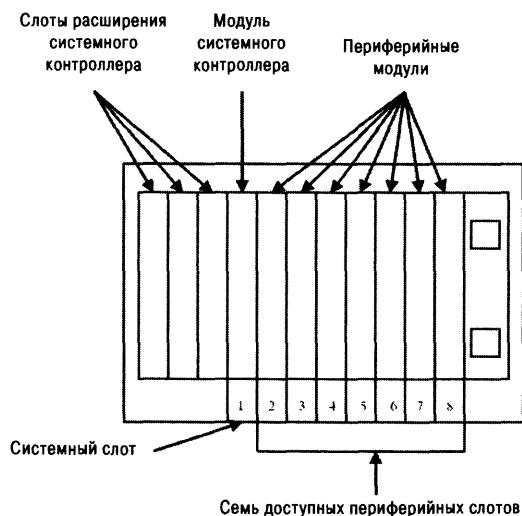


Рис. 6.71. PXI крейт.

6.10.3. Мезонинные измерительные системы

В 1996 г. появились модульные VXI системы, использующие мезонинную технологию. Такая технология означает, что на одном VXI «носителе» устанавливаются до восьми субмодулей — мезонинов, работающих с различными датчиками. Например, один субмодуль отвечает за измерение тока, другой работает с термопарами, третий измеряет сопротивление и т.д. Мезонинный модуль обеспечивает обмен информацией либо через переднюю панель, либо через несущую плату. Таким образом, на одном модуле совмещаются целые группы недорогих измерительных приборов. VXI носитель обеспечивает связь мезонинов с хост-компьютером или их интеграцию в многоканальные системы сбора данных. В результате применения мезонинной технологии один крейт может поддерживать работу до 256 измерительных каналов.

Одним из вариантов мезонинных плат являются IP модули (IP — Industry Pack — промышленный блок). Шина IP — это шина, идущая от несущей платы к IP модулю. IP модуль пассивен на шине, т.е. он всегда является ведомым устройством. Шина IP является мультиплексированной шиной адресов и данных, что позволяет значительно сократить число контактов. На каждый одинарный IP модуль отводится не более 8 Мбайт адресуемой памяти и не более 128 байтов адресов ввода/вывода. Одинарные модули работают в режиме передачи 16-ти разрядных данных, а двойные — 32-х. Предусмотрено две линии прерывания. Возможна установка двух пассивных канала ПДП. Максимальная скорость передачи для одинарного модуля составляет 8 Мбайт/с, для двойного модуля для операций ввода/вывода в режиме ПДП — 64 Мбайт/с.

Широкое распространение получили также мезонинные модули PMC, опирающиеся на стандарт PCI. Шина PMC в основном совпадает с шиной

PCI. Модули РМС могут быть как ведомыми, так и ведущими устройствами на шине. По шине возможна передача адресов длиной 32 разряда и данных длиной 32 или 64 разряда с контролем на четность. Частота тактирования шины до 66 МГц. Одновременно шину могут использовать четыре модуля. Предусмотрено четыре линии прерывания. Максимальная производительность 132 Мбайт/с. Анонсируется возможность получения 528 Мбайт/с. Модули РМС сложнее и дороже модулей IP, но на их основе могут строиться более сложные измерительные системы.

Задачи

- 6.1. Объясните принцип действия преобразователя напряжение – время, показанного на рис. 6.5(в).
- 6.2. Выведите выражение для t_x , уточняющее уравнение (6.6), учитывая напряжение насыщения транзистора T_2 , падение напряжения на переходе база – эмиттер и напряжение отсечки транзистора T_1 .
- 6.3. Объясните принцип действия преобразователя напряжение – время, показанного на рис. 6.6(а). Когда должен срабатывать одновибратор для того, чтобы погрешность, связанная с падением напряжения на резисторе R , равнялась 0? Считается, что входной сигнал $v_x(t) = V(1 + \sin \omega t)$.
- 6.4. Объясните принцип действия преобразователя напряжение – время, показанного на рис. 6.8(г). Покажите, что таймер, включенный в схему подобным образом, работает как триггер Шмитта с петлей гистерезиса, направленной против часовой стрелки.
- 6.5. В 10-ти разрядном преобразователе двойного интегрирования, показанном на рис. 6.10, тактовая частота равна 100 кГц. Определите максимальную частоту преобразований.
- 6.6. В схеме на рис. 6.11(а) ключ S замкнут, когда сигнал V_o имеет ВЫСОКИЙ уровень, а в противном случае разомкнут. Покажите, что эта схема работает как преобразователь напряжение – частота. Найдите такое значение R , чтобы $f = 100V_x$. Выберите $C = 0,01$ мкФ.
- 6.7. В схеме на рис. 6.11(а) заданы следующие параметры: $-V_R = -10$ В, $R = 10$ кОм, $C = 0,01$ мкФ. Постройте зависимость частоты от входного сигнала V_x в диапазоне 0...10 В, если время разрядки конденсатора $t_d = 10$ мкс.
- 6.8. Выведите выражение для частоты для всех схем, показанных на рис. 6.13 и 6.14.
- 6.9. Разработайте преобразователь напряжение – частота в соответствии со схемой на рис. 6.14, обладающий чувствительностью 1 кГц/В при работе на частоте 10 кГц при максимальном изменении входного сигнала ± 5 В. Выберите $C = 0,1$ мкФ.
- 6.10. Выведите выражение для выходной частоты для преобразователя напряжение – частота с уравниванием заряда, показанного на рис. 6.15.
- 6.11. Если максимальная частота спектра сигнала равна 1 кГц, по теореме Котельникова (Найквиста) определите минимальную частоту дискре-

- тизации. Почему на практике частота дискретизации выбирается больше рассчитанной по теореме Котельникова? Каким должно быть значение частоты дискретизации на Ваш взгляд?
- 6.12. Если шаг квантования равен S , а ошибка квантования лежит в диапазоне $-S/2 \dots S/2$, покажите, что среднеквадратичная ошибка квантования равна $S^2/12$.
- 6.13. Если погрешность в примере 6.2 равна $\pm 0,25$ В, определите цифровой код сигнала $v(t)$.
- 6.14. Сигнал лежит в диапазоне $0 \dots 10$ В. Преобразуйте его в цифровой код таким образом, чтобы ошибка квантования не превышала $0,5$ В.
- 6.15. В схеме в примере 6.2 выберите N_{SR} , равным 6 и 7 и определите погрешность квантования. Сравните ее со значениями, полученными в примере 6.2.
- 6.16. В АЦП, показанном на рис. 6.22, входной сигнал V_x сравнивается со значениями возрастающего напряжения v_r , начинающимися с $00 \dots 00$. Разработайте альтернативный вариант АЦП, в котором V_x сравнивается со значениями убывающего напряжения v_r , начинающимися с $11 \dots 11$. Нарисуйте временные диаграммы сигналов полученного АЦП.
- 6.17. Интегрирующий АЦП преобразует синусоидальный сигнал с частотой 10 кГц и максимальной амплитудой 10 В в 8-ми разрядный цифровой код. Какой должна быть минимальная тактовая частота, чтобы ошибка преобразований не превышала ± 1 МЗР?
- 6.18. Разработайте АЦП, соответствующий схеме на рис. 6.22, работающий следующим образом. Первоначально напряжение V_x должно сравниваться с кодом $0100 \dots 00$ (половиной максимального значения). Если $V_x > v_r$ счетчик сбрасывается и начинает считать заново до тех пор, пока V_x не станет равно v_r . Если $V_x = v_r$ на счетчике устанавливается максимальное значение, и он начинает считать в обратном направлении до тех пор, пока V_x не станет равно v_r . Сравните время преобразования этого АЦП, и АЦП на рис. 6.22.
- 6.19. 8-ми разрядный следящий АЦП имеет разрешающую способность, равную 1 мВ. Найдите два показания счетчика, между которыми будет колебаться значение выходного сигнала, если входное напряжение V_x равно $127,3$ мВ. Какой разряд будет меняться?
- 6.20. Для АЦП следящего типа, показанного на рис. 6.23, разработайте 8-ми разрядный реверсивный счетчик, состоящий из двух 4-х разрядных реверсивных счетчиков, и его схему управления, построенную на логических элементах «инвертирующее И» и реализующую следующий алгоритм: счетчик должен работать в режиме прямого счета, когда выходной сигнал компаратора равен 1, в противном случае — в режиме обратного счета.
- 6.21. На вход АЦП последовательного приближения поступает напряжение, лежащее в пределах $0 \dots 10$ В. Каким должно быть напряжение смещения, чтобы максимальная ошибка квантования была одинаковой в каждом диапазоне?

- 6.22. Покажите, что АЦП последовательного приближения будет работать нормально, если n -ое приближение представлено цифровым кодом, i -ый разряд которого равен:

$$B_i = \begin{cases} 1, & 0 \leq i < N - n \\ 0, & i = N - n \\ \begin{cases} 1, & V_x > v_{N-i} \\ 0, & V_x \leq v_{N-i} \end{cases} & N - 1 \geq i > N - n \end{cases}.$$

Нарисуйте схему такого 3-х разрядного АЦП. Постройте для этого АЦП зависимость V_n (n) при $V_x = 7/8 V$.

- 6.23. Покажите, что для 3-х разрядного параллельного АЦП, показанного на рис. 6.27, выходные сигналы шифратора определяются выражениями:

$$B_2 = C_4,$$

$$B_1 = C_2 \overline{C_4} + C_6,$$

$$B_0 = C_1 \overline{C_2} + C_3 \overline{C_4} + C_5 \overline{C_6} + C_7.$$

- 6.24. Повторите пример 6.6 для случая, когда выходной сигнал представлен в обратном коде.
- 6.25. Определите количество компараторов в параллельных АЦП, построенных по аналогии со схемой на рис. 6.27, для 4-х и 8-ми разрядных выходных сигналов.
- 6.26. Разработайте схему индикации выхода сигнала за пределы диапазона преобразований для 3-х разрядного параллельного АЦП, показанного на рис. 6.27. Как надо изменить схему 3-х разрядного АЦП, чтобы получить 4-х разрядный выходной сигнал?
- 6.27. Для того чтобы однополярный параллельный АЦП (рис. 6.27) работал с биполярными сигналами, каждый компаратор можно заменить схемой, представленной на рис. Р6.27(а), и для определения знакового разряда использовать дополнительный детектор пересечения нулевого уровня, показанный на рис. Р6.27(б). Определите количество требуемых компараторов и логических схем «И», «ИЛИ» и «НЕТ» для $N = 3$.

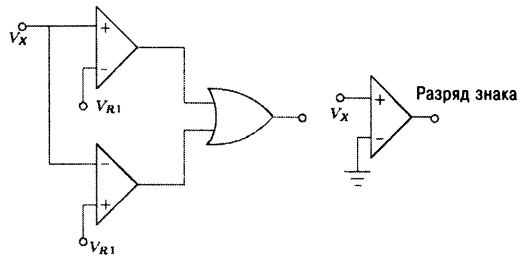


Рис. Р6.27.

- 6.28. В АЦП последовательного приближения, показанном на рис. 6.24, один и тот же входной сигнал V_x последовательно сравнивается с различными опорными напряжениями v_n до тех пор, пока не будут определены все разряды соответствующего ему цифрового кода, начиная со СЗР.

СЗР B_{N-1} будет равен 1, если $V_x > v_1 = 2^{N-1}R$, в противном случае СРЗ = 0. Далее алгоритм определения других разрядов будет следующим. Для нахождения разряда B_{N-2} входное напряжение $V_{x1} = V_x - B_{N-1}2^{N-1}R$ сравнивается с опорным напряжением $v_2 = 2^{N-2}R$. Если $V_{x1} > v_2$, $B_{N-2} = 1$, в противном случае 0. Таким образом определяются все разряды. Разработайте структурную схему такого АЦП и покажите, что построенный преобразователь относится к параллельному типу. Сравните количество компараторов в этом АЦП и в преобразователе на рис. 6.27 для $N = 3$.

- 6.29. Разработайте 3-х разрядный параллельный АЦП для диапазона входных напряжений 0...1 В такой, чтобы ошибка квантования не превышала $\pm 0,5$ МЗР, а входное сопротивление было больше 1 МОм.
- 6.30. Два N_1 - и N_2 - разрядных АЦП соединены последовательно, как показано на рис. 6.29. Покажите, что число компараторов будет минимальным при $N_1 = N_2 = N / 2$.
- 6.31. Разработайте $N \times M$ разрядный АЦП, использующий M каскадов из N -разрядных параллельных АЦП. И АЦП, и ЦАП должны иметь одинаковую разрешающую способность.
- 6.32. При помощи рекурсивного соотношения (6.20) докажите, что

$$V_x \approx \sum_{k=0}^{N-1} B_k 2^k.$$

- 6.33. Для 4-х разрядного АЦП, показанного на рис. 6.32, определите все значения пороговых напряжений и представьте их в виде таблицы, если диапазон изменения входного сигнала лежит в пределах 0...10 В, а опорное напряжение равно – 5 В.
- 6.34. При помощи уравнений (6.28) и (6.29) выведите расчетные соотношения для схемы автоматического выбора пределов измерений, показанной на рис. 6.38. Покажите, что работу ключей определяют следующие логические выражения:

$$S_0 \rightarrow \bar{C}_1, \quad S_{n-1} \rightarrow C_{n-1}, \quad S_k \rightarrow C_k \bar{C}_{k+1}, \quad k = 1, 2, \dots, n-2.$$

Разработайте схему автоматического выбора следующих диапазонов измерения: 1, 0,1, 0,01 В.

- 6.35. Для примера 6.8 было справедливо следующее: как только показания счетчиков превысят значение 1199, вольтметр должен переключиться на более высокий диапазон измерения, если текущий диапазон не является наивысшим. Как можно модифицировать логические соотношения (6.30)?
- 6.36. Модифицируйте схему автоматического выбора диапазона измерений в примере 6.8, если диапазон входных сигналов вольтметра станет равен 4 В.
- 6.37. Для вольтметра из примера 6.8 разработайте схему автоматического выбора диапазонов измерения, использующую цифровые компараторы.
- 6.38. Разработайте схему вольтметра с индикацией переполнения старшего разряда, основанного на принципе двойного интегрирования, если диапазон входных сигналов равен 0...1 В, скорость преобразования

= 16 замеров /с, $R_{in} = 1 \text{ Мом}$, $V_R = 1 \text{ В}$. Вольтметр должен иметь схему автоматического выбора следующих диапазонов измерений: 1, 10, 100 В, и он не должен зависеть от 50 Гц сетевой помехи.

6.39. Все восемь разрядов АЦП равны 1 при $V_x = 2,55 \text{ В}$. Определите: (а) разрешающую способность АЦП, (б) цифровой выходной сигнал при $V_x = 1,28 \text{ В}$, (в) ошибку квантования.

6.40. Рассчитайте программируемый аттенюатор, показанный на рис. Р6.40, для использования в схеме вольтметра из примера 6.8. Покажите достоинства и недостатки такого аттенюатора.

6.41. Разработайте 3-х цифровой вольтметр с диапазоном входных сигналов 0...1 В для записи максимальных и минимальных значений однофазного напряжения питания в течение 24 часов.

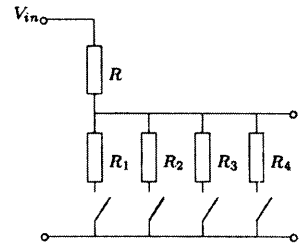


Рис. Р6.40.

6.42. Выходы компараторов параллельного АЦП, показанного на рис. 6.27, становятся поочередно равными 1 при увеличении входного сигнала от наименьшего значения к наибольшему. Если эти выходные сигналы использовать для управления линейкой светодиодов, то по высоте светящейся части можно судить о величине входного напряжения. Внешне это будет напоминать подъем ртуты в термометре. Такой дисплей иногда называется графическим дисплеем. Разработайте такой дисплей для диапазона входных напряжений 0...1 В и разрешающей способностью 0,1 В.

6.43. Дайте определения следующим понятиям: цифра, разряд и байт. Какая разница между 3-х разрядным вольтметром и 3-х разрядным вольтметром с индикацией переполнения старшего разряда?

6.44. В состав схемы на рис. Р6.44 входят две схемы выборки и хранения, соединенные последовательно. Первая схема выборки и хранения имеет очень низкое значение емкости конденсатора, а вторая — относительно большое. Покажите, что такая

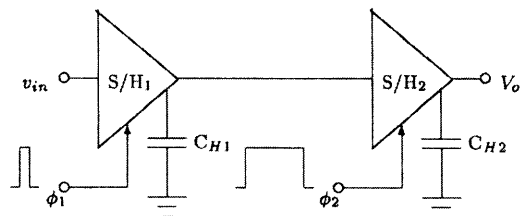


Рис. Р6.44. S/H — схема выборки и хранения

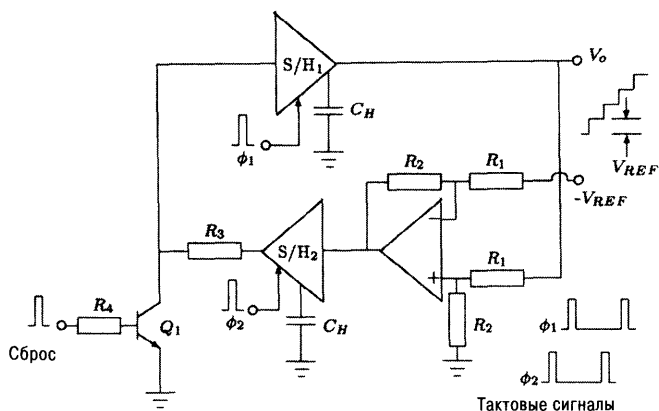
составная схема имеет более высокую скорость нарастания выходного напряжения и более низкую скорость разряда конденсаторов.

6.45. Хорошая схема выборки и хранения должна иметь:

- (а) Высокую скорость заряда конденсатора и высокую скорость его разряда.
 - (б) Высокую скорость заряда конденсатора и низкую скорость его разряда.
 - (в) Низкую скорость заряда конденсатора и высокую скорость его разряда.
 - (г) Низкую скорость заряда конденсатора и низкую скорость его разряда.
- Выберите правильный ответ.

- 6.46. Схема выборки и хранения с запоминающим конденсатором 0,1 нФ может работать с максимальным входным напряжением, равным 5 В. Вычислите максимально допустимый ток утечки конденсатора, чтобы падение напряжения на нем не превысило 0,5% в течение 1 мкс.
- 6.47. Выведите логические соотношения (6.30) и (6.31).
- 6.48. Схема на рис. Р6.48 работает как генератор ступенчатых сигналов. В ее состав входят 2 схемы выборки и хранения, управляемые сигналами ϕ_1 и ϕ_2 . На выходе первой схемы выборки и хранения получается ступенчатый сигнал. Сброс схемы осуществляется в момент открытия транзистора Q_1 , когда на него приходит импульс «СБРОС». Когда транзистор закрывается, на выходе схемы снова начинает формироваться ступенчатое напряжение, начиная от нулевого уровня. Проанализируйте работу схемы в двух случаях:
1. $R_1 = R_2$,
 2. $R_1 \neq R_2$.

Рис. Р6.48.



Литература

- Benetazzo L., Narduzzi C., Offelli C. & Petri D.: 92, *A/D converter performance analysis by frequency-domain approach*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-41, pp. 834-839.
- Blair J.: 1994, *Histogram measurement of ADC non-linearity using sinewaves*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-43, pp. 373-383.
- Dighe A. M. & Kelkar A. R.: 1990, *New strategies for fast ADC circuits*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-39, pp. 878-880.
- Hnatek E. R.: 1975, *Applications of Lintar Integrated Circuits*, Wiley, New York. Intersil Applications Databook.
- Jena Y. C.: 1988, *Measuring harmonic distortion and noise floor of an A/D converter using spectral averaging*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-37, pp. 525-528.
- Kondo K. & Watanabe K.: 1990, *An integration type high-speed analog-to-digital converter*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-39, pp. 61-65.

Болтон У.: 2002, *Карманный справочник инженера-метролога*, М.: Додека,

Instrumentation (Reference and Catalogue). National Instruments, 1997

<http://www.atel.ru/techinfo.html>

<http://www.gaw.ru/html.cgi/doc>

<http://www.microchip.ru>

<http://phys.kemsu.ru>

IEEE Std 1155-1992 . Published by the IEEE, 345 East 44th Street, New York< NY 10017, USA, 1993.

www.vxidesignonline.com

www.vxinl.com

www.vxitech.com

we.home.agilent.com

www.ni.com

www.inftest.ru

www.vxipnp.org

www.vxibus.org

VXIbus & PXI Newsletter. VXI Catalog Issue, 2001.

ГЛАВА 7

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ

7.1. Введение

В начале этой главы описываются методы измерения отношений двух сигналов. Здесь подробно рассмотрены несколько схем для цифрового измерения отношения двух постоянных напряжений. Далее приведены способы применения этих цифровых методов для измерения ряда физических величин. Для этого измеряемая величина сначала преобразуется в пропорциональное отношение двух постоянных напряжений, а затем преобразуется в цифровой код и отображается на дисплее в виде десятичных чисел.

7.2. Методы измерения отношения напряжений

Пусть V_N и V_D — это два постоянных напряжения, отношение которых необходимо измерить. Для этого можно использовать цифровые измерители отношения напряжений, которые будут рассмотрены в этом разделе.

7.2.1. Измерители отношения напряжений

(а) Измерители отношения напряжений, построенные при помощи преобразователей напряжение — время

Выходной сигнал преобразователя напряжение — время, представленно-го на рис. 6.3(а), определяется следующим выражением:

$$t_x = V_x \tau / V_R, \quad (7.1)$$

где τ / V_R — постоянная величина. Если V_x и V_R заменить на сигналы V_N и V_D , величина t_x станет пропорциональной отношению V_N / V_D . Таким образом, измерив цифровыми методами интервал времени t_x , как описано в главе 2, можно определить значение отношения напряжений V_N / V_D . Если при этом τ выбрать равным 10^n , полученные десятичные значения будут соответствовать отношению напряжений V_N / V_D . Такая схема называется *преобразователем отношения напряжений — время*.

(б) Измерители отношения напряжений, построенные при помощи преобразователей напряжение — частота

Выходной сигнал преобразователя напряжение — частота, представленного на рис. 6.11(а), определяется следующим выражением:

$$f_x = V_x / V_R \tau, \quad (7.2)$$

где τ V_R — постоянная величина. Если V_x и V_R заменить на сигналы V_N и V_D , величина f_x станет пропорциональной отношению V_N / V_D . Если при этом τ выбрать равным 10^n , полученные десятичные значения будут соответствовать отношению напряжений V_N / V_D . Такая схема называется *преобразователем отношение напряжений — частота*.

(в) Измерители отношения напряжений, построенные при помощи АЦП

Рассмотрим АЦП, показанный на рис. 6.11(а). Поскольку здесь цифровой выходной сигнал B пропорционален отношению входного напряжения V_x к опорному напряжению V_R , такой АЦП также может быть использован в качестве цифрового измерителя отношений напряжений.

Сделаем несколько замечаний относительно измерителей данного типа:

1. Напряжения V_N и V_D обычно задаются относительно точки заземления. В случае незаземленных напряжений на входе преобразователя необходимо использовать дифференциальные усилители.
2. Оба напряжения V_N и V_D должны быть соответствующим образом масштабированы (усилены или ослаблены).
3. Оба напряжения V_N и V_D должны быть положительными. Следовательно, вышеописанные операции V_R/τ и V_R/f ограничиваются первым квадрантом. На рис. 7.1 показана схема, предложенная в работе [Rathore, 1982], для расширения диапазона действия преобразователя на все четыре квадранта. В этой схеме имеется два канала: амплитудный и знаковый. Сигналы поступают в амплитудный канал через схему нахождения абсолютного значения. Таким образом, на выходе преобразователя формируются абсолютные значения отношений напряжений, не зависящие от знаков входных сигналов.

В знаковом канале для преобразования входных напряжений в прямоугольные сигналы используются компараторы перехода через нуль. Эти прямоугольные сигналы поступают на логическую схему «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ». Выходной сигнал этой логической схемы имеет НИЗКИЙ уровень, когда знаки входных сигналов совпадают, и ВЫСОКИЙ уровень в противном случае. Этот и обратный ему сигналы используются для визуальной индикации знака при помощи управления соответствующим светодиодом. Интересно отметить, что если в схеме на рис. 7.1 блок делителя напряжений заменить на блок умножителя, она превратится в схему умножителя напряжений.

Серийно выпускаются цифровые измерители отношений двух сигналов (входного и опорного) с дифференциальными входами, построенные на принципе двойного интегрирования и выводящие информацию на жидкокристаллический дисплей.

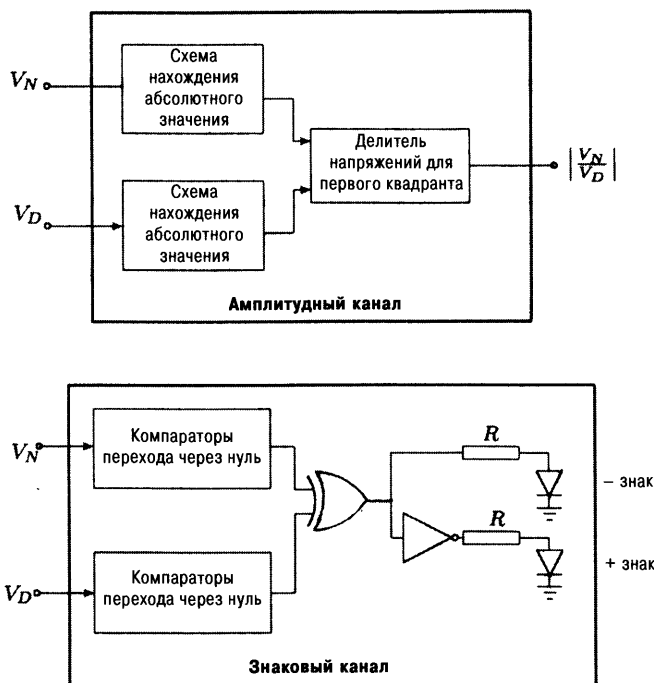


Рис. 7.1. Схема 4-х квадрантного делителя напряжений.

7.3. Практическое применение

Далее будут рассмотрены примеры практического применения вышеописанных методов для измерения различных физических величин.

7.3.1. Измерение частоты синусоидальных сигналов

В главе 3 было показано, что частота синусоидального сигнала пропорциональна отношению амплитуд интеграла сигнала и самого сигнала. Таким образом, здесь можно применить метод измерения отношений. Весь цикл измерений занимает два тактовых периода. В первом периоде запоминаются амплитудные значения двух сигналов, а во втором происходит определение их отношений. Этот способ является довольно быстродействующим методом определения низких значений частоты по сравнению с обычными способами измерения. Например, для определения частоты одногерцового сигнала методом подсчета импульсов с точностью $\pm 1\%$ требуется 100 с, тогда как аналогичные измерения этим способом проводятся за 2 с с точностью 0,1% (если тактовая частота равна 1 кГц, а $\tau = 1/2 \pi$).

7.3.2. Измерение коэффициента модуляции

Амплитудно-модулированный (АМ) сигнал можно записать в виде выражения:

$$e_{AM}(t) = [E_c + E_m \sin 2\pi f_m t] \sin 2\pi f_c t,$$

где E_c — пиковая амплитуда несущего сигнала,
 E_m — пиковая амплитуда модулированного сигнала,
 f_c — частота несущего сигнала,
 f_m — частота модулированного сигнала.

На рис. 7.2 показан график зависимости $e_{AM}(t)$. Коэффициент модуляции m определяется выражением:

$$m = \frac{E_m}{E_c}. \quad (7.3)$$

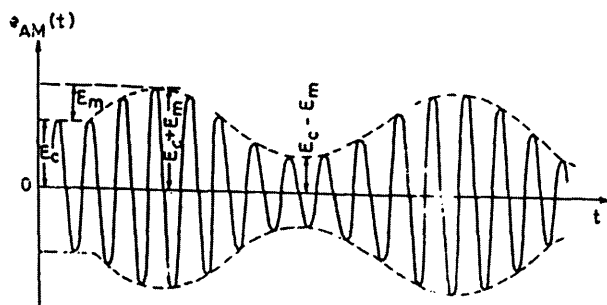


Рис. 7.2. Амплитудно-модулированный сигнал.

Умножив числитель и знаменатель на 2, получим следующее соотношение:

$$m = \frac{2E_m}{2E_c} = \frac{(E_c + E_m) - (E_c - E_m)}{(E_c + E_m) + (E_c - E_m)} = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}. \quad (7.4)$$

Обычно АМ сигнал изучается при помощи либо электронно-лучевого осциллографа, либо спектрального анализатора [Terman & Petit, 1952]. В этих методах надо сначала измерить значения E_{\max} и E_{\min} , а затем по формуле (7.4) вычислить коэффициент модуляции.

Но, к сожалению, эти методы являются очень громоздкими и неточными. Их особенно трудно применять в случаях, когда требуется изменять значения коэффициентов модуляции для определения различных параметров АМ-приемника.

Рассмотрим метод непосредственного измерения коэффициента модуляции, предложенный в работе [Rathore, Ravishankar & Shivkumar, 1986].

На рис. 7.3 приведена структурная схема измерения коэффициента модуляции. Процедура измерения начинается с определения огибающей АМ

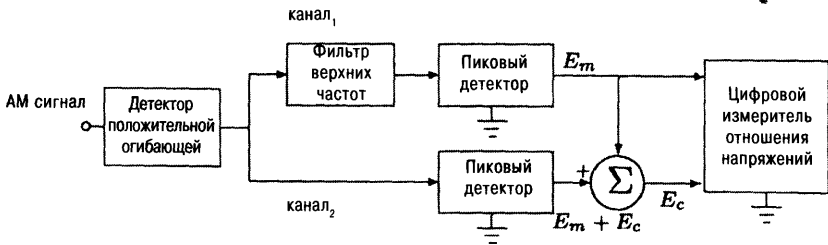


Рис. 7.3. Структурная схема измерения коэффициента модуляции.

сигнала при помощи детектора огибающей. Выходной сигнал детектора огибающей представляет собой синусоидальный сигнал $e_m(t)$ с постоянной составляющей E_c . При помощи пикового детектора на втором канале определяется максимальное значение этого сигнала: $(E_m + E_c)$. А на пиковом детекторе первого канала после исключения постоянной составляющей при помощи фильтра верхних частот получается значение E_m . Эти два сигнала поступают на сумматор в соответствующей полярности, показанной на рисунке, на выходе которого формируется сигнал E_c . После этого сигналы E_m и E_c поступают на вход цифрового измерителя отношения напряжений.

7.3.3. Измерение добротности

Измерение добротности катушки индуктивности

Добротность катушки индуктивности определяется тангенсом угла потерь ϕ . Если катушку индуктивности представить в виде последовательного соединения эквивалентного активного сопротивления R_s и эквивалентного реактивного сопротивления ωL_s , ее добротность можно будет определить по следующей формуле:

$$Q = \tan \phi = \frac{\omega L_s}{R_s}. \quad (7.5)$$

Аналогично, катушку индуктивности можно представить как параллельное соединение эквивалентного активного сопротивления R_p и эквивалентного реактивного сопротивления ωL_p , тогда (см. задачу 7.3):

$$Q = \tan \phi = \frac{R_p}{\omega L_p}. \quad (7.6)$$

Далее будут обсуждаться два способа определения добротности, основанные на измерении отношений двух напряжений.

(а) Определение добротности катушки через определение синфазной и квадратурной составляющих

Пусть импеданс катушки индуктивности равен $Z_x = R_x + j\omega L_x$. Рассмотрим случай подсоединения такой катушки к источнику синусоидального напряжения, как показано на рис. 7.4(а). На рис. 7.4(б) показана векторная фазовая диаграмма этой цепи.

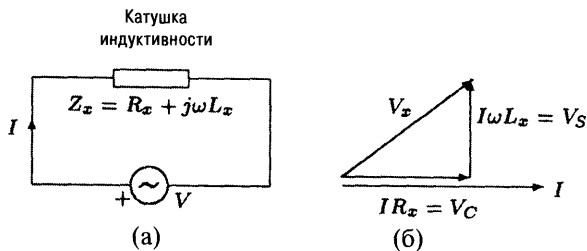


Рис. 7.4. (а) Соединение катушки индуктивности с источником синусоидального напряжения, (б) векторная диаграмма.

Из рисунка видно, что

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{I\omega L_x}{IR_x} = \frac{V_S}{V_C}. \quad (7.7)$$

Очевидно, что через измерение отношения квадратурной и синфазной составляющих напряжения V на катушке индуктивности можно определить значение добротности этой катушки. К сожалению, эти две составляющие взаимосвязаны друг с другом. Однако существуют методы их разделения, после чего при помощи измерения их отношений определяется значение добротности Q . Далее будет рассмотрен один из таких методов.

Метод разделения квадратурной и синфазной составляющих напряжения

Рассмотрим последовательную схему, показанную на рис. 7.5(а), где R — известное сопротивление. На рис. 7.5(б) приведена векторная диаграмма этой цепи. В качестве опорного вектора выбран вектор I . Падение напряжения на R и Z_x можно выразить в виде:

$$v_R(t) = \sqrt{2}V_R \sin \omega t, \quad v_{Z_x}(t) = \sqrt{2}V_{Z_x}(\sin \omega t + \phi). \quad (7.8)$$

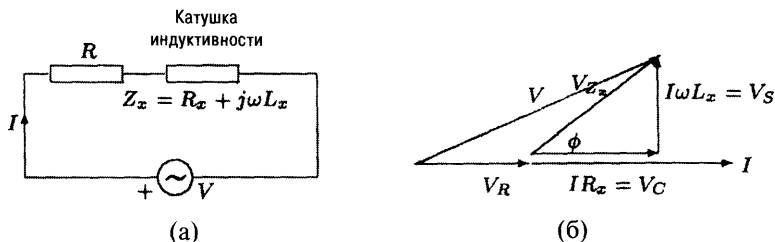


Рис. 7.5. Цепь для измерения Q .

Из уравнения (7.7) и векторной диаграммы получим, что

$$Q = \frac{V_S}{V_C} = \frac{V_{Zx} \sin \phi}{V_{Zx} \cos \phi}. \quad (7.9)$$

Таким образом, получив два напряжения: $v_{Zx} \sin \phi$ и $v_{Zx} \cos \phi$ и измерив их отношение, можно получить значение добротности Q . Пусть

$$V_S = V_{Zx} \sin \phi = v_{Zx}(t) \Big|_{t=0} \quad (7.10)$$

и

$$V_C = V_{Zx} \cos \phi = v_{Zx}(t) \Big|_{t=\pi/(2\omega)}. \quad (7.11)$$

Отсюда видно, что измерив напряжение v_{Zx} в моменты времени $t = 0$ и $\pi/2\omega$, можно получить значения напряжений V_S и V_C по которым определяется добротность Q .

На рис. 7.6 показана схема измерения Q по только что описанному алгоритму.

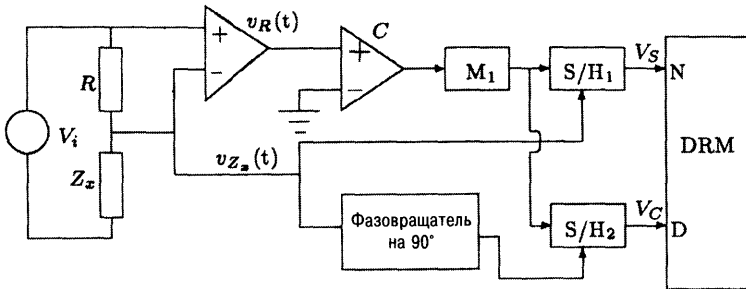


Рис. 7.6. Схема для измерения добротности катушки индуктивности (S/H – схема выборки и хранения, DRM – цифровой измеритель отношений, М – одновибратор).

Напряжение V_R поступает на вход дифференциального усилителя с бесконечно большим входным импедансом. Начальным считается момент времени t , когда напряжение V_R пересекает нулевой уровень в положительном направлении, т.е. $t = 0$. Этот момент времени определяется при помощи компаратора С, выполняющего роль нуль-детектора.

В момент $t = 0$ срабатывает одновибратор M_1 , который вырабатывает узкий импульс, разрешающий первой схеме выборки и хранения запомнить значение напряжения $v_{Zx}(t) = V_S$. Аналогичным образом в момент времени $t = \pi/2\omega$ на второй схеме выборки и хранения запоминается значение напряжения $v_{Zx}(t) = V_C$, фаза которого смещена на 90° относительно исходного сигнала.

Фазовращатель и вторую схему выборки и хранения можно заменить на ключ S, управляемый выходным сигналом компаратора С, и схему осреднения, показанную на рис. 7.7 [Ibrahim & Abdul Karim]. Выходной сигнал схемы осреднения определяется выражением:

$$\begin{aligned}
 V_o &= K \frac{1}{T} \int_0^T v_A(t) dt = K \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \sqrt{2} V_{Zx} \sin(\omega t + \phi) dt = \\
 &= K \sqrt{2} V_{Zx} \cos \phi = K V_C,
 \end{aligned}
 \tag{7.12}$$

где K — константа схемы осреднения. Эта константу необходимо учитывать при работе цифрового измерителя отношений.

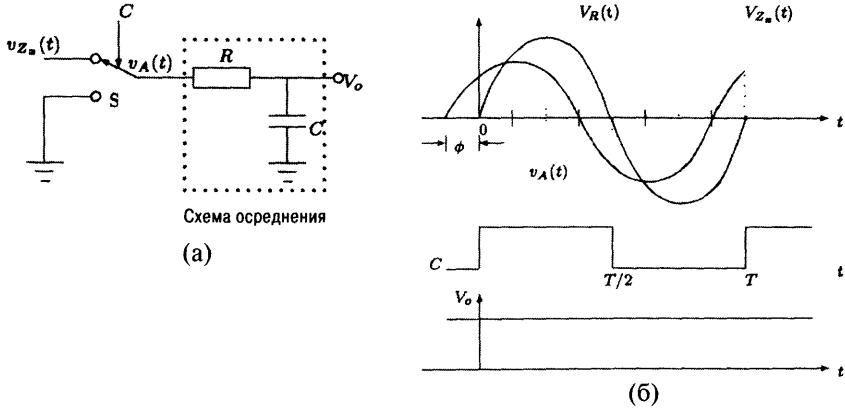


Рис. 7.7. (а) Альтернативная схема получения сигнала V_C (б) временные диаграммы сигналов.

Возможен еще один вариант — использование фазочувствительного детектора, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный косинусу угла между двумя входными синусоидальными напряжениями. На рис. 7.8. приведен такой вариант схемы измерения добротности катушки индуктивности, предложенный Холлом [1973].

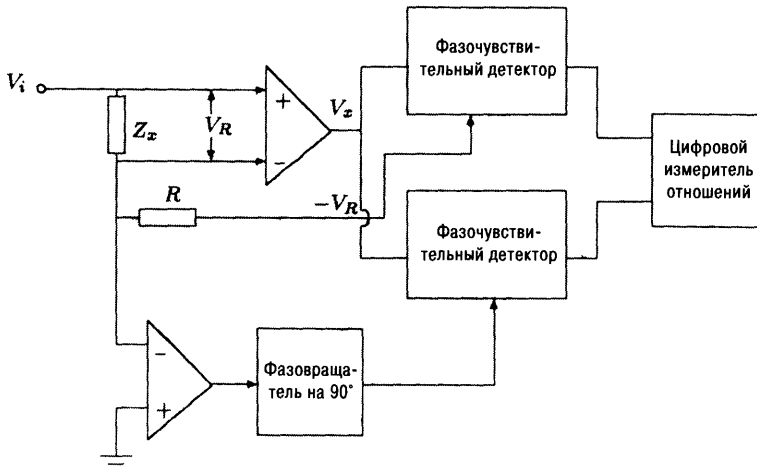


Рис. 7.8. Схема Холла измерения добротности катушки индуктивности.

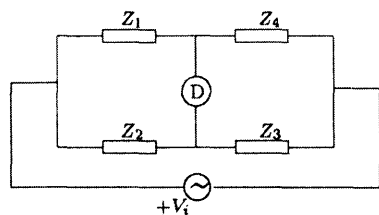
Цифровой измеритель отношений измеряет отношение напряжений V_S и V_C и отображает полученное значение добротности на дисплее.

(б) Мостовой метод измерения добротности

Перед рассмотрением этого метода вспомним теорию мостовых схем по переменному току.

Мосты переменного тока

Рассмотрим мостовую схему по переменному току, показанную на рис. 7.9. По теореме об эквивалентном генераторе (теореме Тевенина) напряжение на детекторе D определяется следующим выражением:



$$V_{th} = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_4)(Z_2 + Z_3)} V_i. \quad (7.13)$$

Рис. 7.9. Мост переменного тока.

Таким образом, условие нулевого напряжения на детекторе можно записать в виде:

$$Z_1 = \frac{Z_2 Z_4}{Z_3}. \quad (7.14)$$

Следует отметить, что условие (7.14) не изменится, если Z_1 поменять местами с Z_3 , и/или Z_2 поменять местами с Z_4 .

Пусть Z_1 будет неизвестным импедансом, который можно выразить в виде последовательного соединения R_x и X_x , т.е. $Z_1 = Z_x = R_x \pm jX_x$. Тогда уравнение (7.14) можно переписать в виде:

$$R_x \pm jX_x = \frac{Z_2 Z_4}{Z_3} = \operatorname{Re} \left[\frac{Z_2 Z_4}{Z_3} \right] + j \operatorname{Im} \left[\frac{Z_2 Z_4}{Z_3} \right].$$

Приравнявая мнимые и действительные части с двух сторон этого выражения, получим

$$R_x = \operatorname{Re} \left[\frac{Z_2 Z_4}{Z_3} \right], \quad X_x = \pm \operatorname{Im} \left[\frac{Z_2 Z_4}{Z_3} \right]. \quad (7.15)$$

Если Z_2 и Z_4 имеют постоянные значения, а Z_3 меняется так, чтобы выполнялось условие (7.15), получим схему моста-умножителя, поскольку Z_2 и Z_4 входят в выражение в виде произведения. Если Z_2 (или Z_4) и Z_3 имеют постоянные значения, а Z_4 (или Z_2) меняется так, чтобы выполнялось условие (7.15), получим схему называется моста-делителя, поскольку Z_2 (или Z_4) и Z_3 входят в выражение в виде отношения.

Если Z_x является индуктивностью (емкостью), а постоянный импеданс — резистивный, из уравнения (7.15) видно, что оставшийся импеданс должен

быть емкостью (индуктивностью). Другими словами, в противоположных плечах моста должен быть разный тип импеданса, а в соседних плечах моста тип импеданса должен совпадать.

Выражение (7.14) можно переписать в виде:

$$Y_1 = \frac{Y_2 Y_4}{Y_3}.$$

Если Y_p — неизвестная полная проводимость, а $Y_1 = G_p \pm jB_p$, то

$$G_p = \operatorname{Re} \left[\frac{Y_2 Y_4}{Y_3} \right], \quad B_p = \pm \operatorname{Im} \left[\frac{Y_2 Y_4}{Y_3} \right].$$

Из уравнения (7.14) получим

$$|Z_1| = \frac{|Z_2| |Z_4|}{|Z_3|}, \quad (7.16)$$

$$\angle \phi_1 = \angle \phi_2 + \angle \phi_4 - \angle \phi_3. \quad (7.17)$$

Условие (7.16) известно как *условие баланса амплитуды*, а условие (7.17) — *условие баланса фаз*. Из выражения (7.17) нетрудно спрогнозировать тип импеданса в плечах моста.

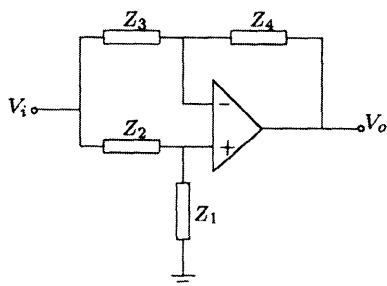


Рис. 7.10. Активный мост.

Вместо пассивного моста, показанного на рис. 7.4, можно использовать активный мост, представленный на рис. 7.10. Легко проверить, что для такого моста условие баланса также определяется выражением (7.14) (см. задачу 7.4). Достоинством активного моста по сравнению с пассивным является то, что две диагонали моста (источник питания и детектор) имеют одну и ту же точку заземления. Однако для балансировки моста, как пассивного, так и активного, всегда требуется выполнения двух условий: баланса амплитуд и баланса фаз, что неизбежно ведет к увеличению числа переменных элементов и усложнению схемы.

амплитуд и баланса фаз, что неизбежно ведет к увеличению числа переменных элементов и усложнению схемы.

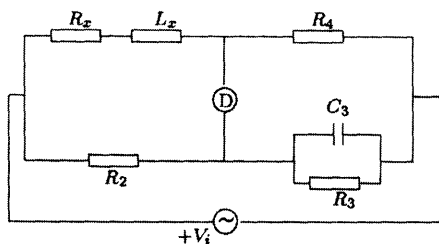


Рис. 7.11. Мост Максвелла.

Мост Максвелла

Рассмотрим мост Максвелла, показанный на рис. 7.11. Используя выражение (7.15), получим

$$R_x = \operatorname{Re} \left[R_2 R_4 \frac{R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}}{R_3 \frac{1}{j\omega C_3}} \right] = \frac{R_2 R_4}{R_3}, \quad (7.18)$$

$$X_x = \operatorname{Im} \left[R_2 R_4 \frac{R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}}{R_3 \frac{1}{j\omega C_3}} \right], \quad (7.19)$$

или

$$\omega L_x = \omega R_2 R_4 C_3,$$

или

$$L_x = R_2 R_4 C_3.$$

Отсюда следует заметить:

1. Условия баланса моста, задаваемые уравнениями (7.18) и (7.19), не зависят друг от друга, если в качестве переменных параметров выбирают R_3 и C_3 , поскольку подстройка R_3 для выполнения выражения (7.18) не влияет на (7.19), а регулирование C_3 для выполнения выражения (7.19) не влияет на (7.18). Мостовые схемы с независимыми условиями баланса довольно просты в настройке, поэтому и являются более предпочтительными на практике.
2. Переменные элементы R_3 и C_3 находятся в одном и том же плече моста. Это также является достоинством схемы.
3. Условия баланса не зависят от частоты источника питания моста. Следовательно, нет необходимости иметь прецизионный генератор синусоидальных сигналов, поскольку любой дрейф частоты и формы сигнала не приведет к возникновению дополнительной погрешности. Фактически, можно выполнить уравнение (7.18) даже в случае, когда мост возбуждается источником постоянного напряжения, т.е. когда он работает как мост Уитстона.

Из условия баланса фаз можно получить следующие соотношения. Из уравнения (7.17) следует

$$\tan^{-1} \frac{\omega L_x}{R_x} = 0 + 0 + \tan^{-1} \omega C_3 R_3,$$

или

$$\frac{\omega L_x}{R_x} = \omega C_3 R_3,$$

или

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega C_3 R_3.$$

Таким образом, для нахождения добротности необходимо сначала сбалансировать мост, а потом по вышеприведенному уравнению вычислить значение Q . Если Q имеет очень высокое значение, то и величина R_3 становится чрезмерно большой. Поскольку прецизионных магазинов сопротивлений выше 1 МОм практически не существует, то, очевидно, мосты Максвелла не могут использоваться для измерения больших значений Q .

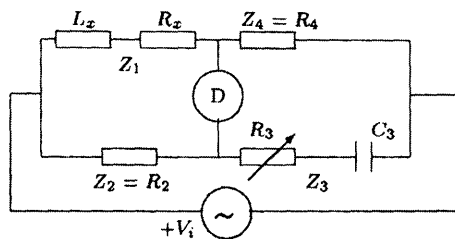


Рис. 7.12. Мост Хей.

Мост Хей

Для измерения высоких значений добротности применяют мост Хей, показанный на рис. 7.12, который можно получить из моста Максвелла, если в нем Z_3 заменить на последовательное соединение R_3 и C_3 .

Из уравнения (7.15) получим условия баланса моста:

$$R_x = R_2 R_4 \left(\frac{\omega^2 C_3^2 R_3}{1 + (\omega C_3 R_3)^2} \right) \quad (7.20)$$

$$L_x = R_2 R_4 \left(\frac{C_4}{1 + (\omega C_3 R_3)^2} \right) \quad (7.21)$$

Также как и мост Максвелла, этот мост имеет ряд серьезных недостатков: выражения для R_x и L_x довольно громоздки, взаимосвязаны и зависят от частоты ω . Здесь

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{1}{\omega C_3 R_3}. \quad (7.22)$$

Из уравнений (7.20) и (7.21) можно выразить значения R_x и L_x через Q :

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3 (1 + 1/Q^2)} \approx \frac{R_2 R_4}{R_3},$$

$$L_x = \frac{R_2 R_4 C_3}{1 + 1/Q^2} \approx R_2 R_4 C_3, \quad \text{для } Q > 10.$$

Таким образом, при $Q > 10$ выражения для R_x и L_x значительно уменьшаются и становятся сравнимыми с уравнениями для моста Максвелла. Отметим,

что чем больше значение Q , тем меньше величина R_3 . Отсюда видно, что мост Хейя пригоден для измерения $Q > 10$.

Метод измерения отношений

Рассмотрим мост Хейя, показанный на рис. 7.12. Выражение (7.22) для Q можно представить в виде:

$$Q = \frac{1}{\omega C_3 R_3} = \frac{I \frac{1}{\omega C_3}}{I R_3},$$

где R_3 и C_3 выражены значениями, полученными при выполнении условий баланса моста, а I — ток, протекающий через эти элементы. Отсюда видно, что

$$Q = \frac{V_{C_3}}{V_{R_3}}.$$

Таким образом, Q измеряется в два этапа: сначала проводится балансировка моста, а потом находится отношение напряжений V_{C_3} и V_{R_3} .

Этот метод обладает следующими преимуществами по сравнению с предыдущим методом измерения добротности:

1. Здесь для определения добротности не надо знать значения параметров R_3 и C_3 , при которых выполняется условие балансировки моста, поэтому нет необходимости использовать дорогие и прецизионные магазины сопротивлений и емкостей.
2. Метод не требует проведения ручных вычислений. Показания могут быть непосредственно отображены на цифровом дисплее в соответствующих единицах.
3. В этом методе нет теоретических ограничений на величину измеряемой добротности.

Применив условие баланса фаз к мосту Хейя, получим

$$\tan^{-1} \frac{\omega L_x}{R_x} = \tan^{-1} \frac{1}{\omega C_3 R_3}$$

или

$$Q = \frac{1}{\omega C_3 R_3}. \quad (7.23)$$

Хотя выражение для добротности было получено при помощи условия баланса фаз, не следует думать, что Q можно определить только при выполнении одного этого условия, поскольку оно само было выведено из общего условия баланса моста, заданного уравнением (7.14). Следовательно, для

определения Q необходимо сначала сбалансировать мост. В действительности условие баланса фаз можно вывести независимо из уравнения (7.13), которое является довольно громоздким и не связанным напрямую с ним.

Далее будет описан метод компенсации фаз, для которого требуется выполнение только условия баланса фаз [Rathore & Agarwal, 2000].

Метод компенсации фаз

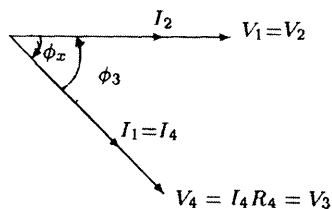


Рис. 7.13. Векторная диаграмма для сбалансированного моста Хей.

Внимательно изучим фазовую диаграмму для сбалансированного моста Хей (рис. 7.12), представленную на рис. 7.13, т.е. когда $I_1 = I_4$, $I_2 = I_3$, $V_1 = V_2$, $V_3 = V_4$, где V_i и I_i соответствуют импедансу Z_i . Из этой диаграммы видно, что отставание по фазе между V_1 и V_4 на импедансе Z_x : $\phi_x = \tan^{-1} \omega L/R$ компенсируется опережением по фазе между V_3 и V_2 на импедансе Z_3 : $\phi_x = \tan^{-1} \omega C_3 R_3$.

Схема, представленная на рис. 7.14, ведет себя аналогичным образом.

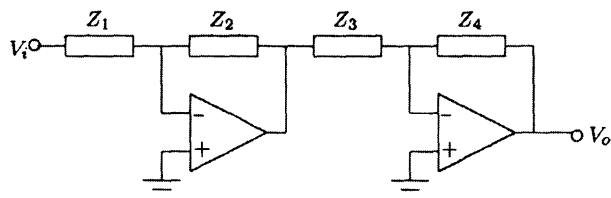


Рис. 7.14. Общий вид схемы для измерения добротности методом компенсации фаз.

Передаточная функция по напряжению такой схемы определяется следующим выражением:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3}.$$

Отсюда

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 \angle 0,$$

если

$$|Z_1| = \frac{|Z_2| |Z_4|}{|Z_3|}, \quad \angle \phi_1 = \angle \phi_2 + \angle \phi_4 - \angle \phi_3.$$

Очевидно, что эти выражения совпадают с условиями баланса моста, задаваемыми уравнениями (7.16) и (7.17), за исключением того, что выходное напряжение равно входному напряжению, а не нулю. Таким образом, схема на рис. 7.14 является эквивалентом схемы сбалансированного моста переменного тока, показанного на рис. 7.9.

Такая схема имеет ряд преимуществ по сравнению с мостом переменного тока:

1. Здесь выходное напряжение настраивается равным входному. Такая балансировка выполняется легче даже в случае больших помех.
2. Входной и выходной сигналы имеют общую землю.
3. Поскольку схема имеет низкий выходной импеданс, можно для контроля балансировки моста подключить любой внешний прибор без дополнительного буферного усилителя.

Для упрощения схемы можно сделать два импеданса из четырех резистивными. Тогда оставшиеся два импеданса войдут в выражение для добротности либо в виде произведения в числителе или знаменателе, либо в виде отношения. В первом случае они должны быть разной физической природы, т.е. если один из них выбирается индуктивностью, другой будет емкостью, а во втором случае — одинаковой. Эту схему можно еще более упростить, если вместо двух каскадов использовать только первый. Тогда необходимо, чтобы результирующая фаза равнялась 180° , а не нулю.

Поскольку нашей целью является измерение добротности катушки индуктивности при помощи стандартного конденсатора, воспользуемся первым вариантом схемы, в которой параметры R_4 и C_4 входят в конечную формулу в виде произведения. Пусть $Z_1 = R_1$, $Z_3 = R_3$, Z_2 — неизвестный импеданс катушки индуктивности: $Z_x = R_x + \omega L_x$, а Z_4 — последовательное соединение R_4 и C_4 . Тогда из условия баланса фаз получим:

$$\tan^{-1} \frac{\omega L_x}{R_x} - \tan^{-1} \frac{1}{\omega C_4 R_4} = 0$$

или

$$\frac{\omega L_x}{R_x} = Q = \frac{1}{\omega C_4 R_4}.$$

Таким образом, изменяя R_4 и/или C_4 , можно уменьшить фазовый угол ϕ до 0. Состояние баланса моста контролируется при помощи фазометра. После чего при помощи цифрового измерителя отношений определяется значение V_{C_4}/V_{R_4} , которое соответствует добротности катушки индуктивности. На рис. 7.15 приведена описанная схема. В момент измерений после балансировки моста ключи устанавливаются в положение В, значения R_4 и C_4 при этом не меняются. Теперь

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{C_4}}{V_{R_4}}.$$

Следовательно, в этом случае напряжения V_i и V_o могут напрямую без буферных усилителей подаваться на вход измерителя отношений, на цифровом дисплее которого будет отображаться полученное значение Q .

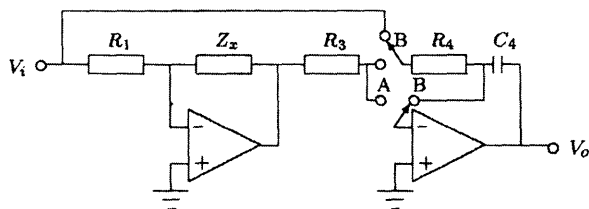


Рис. 7.15. Схема измерения добротности методом компенсации фаз.

Измерение добротности методом компенсации фаз имеет следующие преимущества:

1. Требуется выполнение только условий баланса фаз. Следовательно, баланса моста можно добиться изменением только одного элемента — R_4 , который не обязательно должен быть дорогим магазином сопротивлений. Это значительно удешевляет схему и делает ее балансировку более простой.
2. Измерения могут проводиться автоматически. Выходное напряжение фазометра может использоваться для управления сервоприводом, который будет перемещать ось переменного резистора R_4 до тех пор, пока не выполнится условие баланса моста.
3. Значение добротности сразу же отображается на дисплее в цифровом виде.
4. Если при помощи R_1 и /или R_3 выполнить условие баланса амплитуд, можно также определить значение индуктивности L_x .

7.3.4. Измерение тангенса угла потерь в эквивалентной последовательной RC цепи

(а) Измеритель тангенса угла потерь методом уравнивания фаз

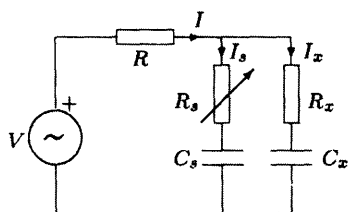


Рис. 7.16. Схема измерения тангенса угла потерь эквивалентной последовательной RC цепи.

Из схемы, показанной на рис. 7.16 [Saegusa et al, 1978], становится понятен принцип работы измерителя тангенса угла потерь.

Конденсатор, для которого определяется тангенс угла потерь ($\tan \delta$), здесь представлен в виде последовательной эквивалентной цепи $R_x - C_x$. R_s и C_s — стандартные резистор и конденсатор. Значение сопротивления R_s регулируется до тех пор, пока фазы токов I_x и I_s в двух параллельных цепях не совпадут. При выполнении этого условия фазовые углы в обеих ветвях также будут равны, т.е.

$$\tan^{-1}(1/\omega C_x R_x) = \tan^{-1}(1/\omega C_s R_s),$$

или

$$1/\omega C_x R_x = 1/\omega C_s R_s,$$

или

$$\tan \delta_x = \tan \delta_s.$$

Таким образом, тангенсы угла потерь в обоих ветвях схемы тоже становятся равными. Если фазы токов I_x и I_s совпадают, то и суммарный ток $I = I_x + I_s$ будет также иметь одинаковую с ними фазу. Следовательно, падения напряжения на резисторах будут также синфазны. Таким образом, совпадение фаз токов I_x и I_s можно определять по равенству нулю разности фаз падений напряжений на резисторах R и R_s , для чего используется фазометр. При выполнении условия совпадения фаз, справедливо следующее соотношение:

$$\tan \delta_x = \tan \delta_s = \frac{I_s(1/\omega C_s)}{I_s R_s},$$

где I_s — ток при выполнении условий равенства фаз. Таким образом, измеряемый тангенс угла потерь конденсатора равен отношению напряжений на C_s и R_s в момент установления равенства фаз.

Отсюда видно, что измерение угла потерь конденсатора происходит в два этапа: сначала регулируется параметр R_s до тех пор, пока на фазометре не будет выставлен 0. Потом измеряется отношение напряжений на C_s и R_s , которое и определяет значение $\tan \delta$.

7.3.5. Измерение тангенса угла потерь в эквивалентной параллельной RC цепи

Вышеописанные методы применимы для нахождения тангенса угла потерь конденсатора, представленного в виде эквивалентной последовательной RC цепи. Далее будут описаны три метода определения тангенса угла потерь для конденсатора, представленного в виде эквивалентной параллельной RC цепи.

(а) Мостовой метод

Рассмотрим мост Шеринга, показанный на рис. 7.17. При выполнении условий баланса моста справедливо следующее соотношение:

$$\tan^{-1}(\omega C_x R_x) + \tan^{-1}(1/\omega C_4 R_4) = \pi/2$$

или

$$1/\omega C_x R_x = 1/\omega C_4 R_4,$$

или

$$\tan^{-1} \left[\frac{\omega C_x R_x + \frac{1}{\omega C_4 R_4}}{1 - \omega C_x R_x \frac{1}{\omega C_4 R_4}} \right] = \frac{\pi}{2},$$

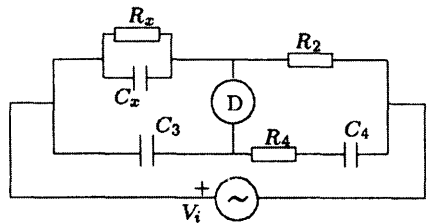


Рис. 7.17. Мост Шеринга.

или

$$\tan \delta_x = \frac{1}{\omega C_4 R_4} = \frac{V_{C_4}}{V_{R_4}}.$$

Таким образом, тангенс угла потерь конденсатора равен отношению напряжений на C_4 и R_4 при выполнении условий баланса моста. Это отношение напряжений и, следовательно, $\tan \delta$ можно измерить цифровым методом.

(б) Метод компенсации фаз

Рассмотрим схему на рис. 7.14, в которой используется только один каскад. Представим Z_1 в виде последовательной комбинации R_1 и C_1 , а Z_2 — как параллельное соединение R_x и C_x . Нетрудно проверить, что условие для 180° сдвига фаз можно записать в виде:

$$\omega C_x R_x = \frac{1}{\omega C_1 R_1} = \frac{V_{C_1}}{V_{R_1}}.$$

Остальная часть алгоритма измерения совпадает с описанным ранее методом определения добротности. Аналогичные результаты можно получить и для остальных последовательных/параллельных комбинаций двух импедансов (см. задачи 7.10, 7.11).

(в) Метод с использованием аттенюатора с частотной коррекцией

Рассмотрим схему аттенюатора с частотной коррекцией, показанную на рис. 7.18. В начальный момент ключи находятся в положении А. Аттенюатор будет полностью сбалансирован, когда

$$R_x C_x = R_s C_s. \quad (7.24)$$

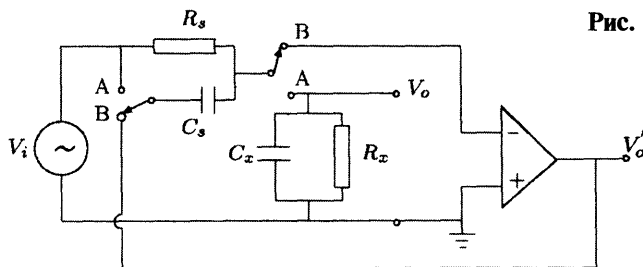


Рис. 7.18. Схема измерения $\tan \delta$ в эквивалентной параллельной RC цепи.

При выполнении этих условий входной и выходной сигналы имеют одинаковую фазу. Для проверки равенства фаз можно использовать фазовый детектор. Умножив обе части уравнения (7.24) на ω , получим

$$\tan \delta_x = \tan \delta_s = 1 / \omega C_s R_s.$$

По достижении баланса аттенюатора параллельная цепь R_s - C_s отключается. Для этого ключи переводятся в положение В.

Далее измеряется отношение напряжений V'/V , по которому и определяется $\tan \delta$.

Пример 7.1.

Требуется показать, что для измерения $\tan \delta$ с точностью 1% при помощи аттенюатора необходимо выполнение следующего условия: $\tan \delta_s \leq 0,01 \tan \delta_x$, где $\tan \delta_s$ и $\tan \delta_x$ – тангенсы углов потерь стандартного и неизвестного конденсаторов.

Решение: Пусть $R = KR_s$ – сопротивление утечки стандартного конденсатора. Тогда при выполнении условий баланса аттенюатора справедливо следующее соотношение:

$$\tan \delta_x = \frac{1}{\omega C_s} \left[\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R} \right] = \frac{(1+K)}{K} \frac{1}{\omega C_s R_s}.$$

Отсюда

$$\omega C_s R_s = \frac{(1+K)}{K} \frac{1}{\tan \delta_x}.$$

Измеренное отношение напряжений равно

$$\left| \frac{V'_o}{V} \right| = \left| \frac{Z_s}{R_s} \right| = \frac{R}{R_s} \frac{1}{\sqrt{1 + (K\omega C_s R_s)^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + (1+K)^2 / \tan^2 \delta_x}} \approx \frac{K}{1+K} \tan \delta_x.$$

Это и есть измеренное значение тангенса угла потерь неизвестного конденсатора. Следовательно, погрешность измерения определяется выражением:

$$\varepsilon = -\frac{K}{1+K} \times 100\%.$$

Для $\varepsilon = 1\%$, K должно быть равно 99. Тогда

$$\tan \delta_s = 1/\omega C_s R = 1/K\omega C_s R_s = \tan \delta_x / (1+K) = 0,01 \tan \delta_x.$$

При измерении $\tan \delta$ величина напряжения, находящегося в числителе, всегда бывает гораздо ниже напряжения в знаменателе, т.к. тангенс угла потерь конденсатора никогда не имеет больших значений. Поэтому желательно усиливать напряжение, входящее в состав числителя, и/или ослаблять напряжение в знаменателе до пригодных значений. Общий коэффициент умножения желательно задавать равным 10^n (n – целое). В этом случае показания на дисплее измерителя отношения напряжений будут напрямую соответствовать значениям $\tan \delta$.

7.3.6. Измерение импеданса в комплексном виде

Импеданс в комплексном виде может быть представлен либо в полярных: $|Z| \angle \phi$, либо в декартовых: $R + jX$ координатах [Rathore, 1999]. Схема для измерения импеданса в комплексном виде похожа на схему, представленную на рис. 7.5(а). При помощи этой схемы определяются значения напряжений: V_{Z_x} , V_S и V_C , которые затем обрабатываются соответствующим образом, чтобы на выходе получить значения импеданса Z_x в полярных или декартовых координатах.

Измерение импеданса в полярных координатах

Эти измерения состоят из двух этапов: измерение угла ϕ и амплитуды $|Z|$.

(а) Измерение фазового угла импеданса

Фазовый угол импеданса (полного сопротивления) определяется фазовым углом между напряжением, приложенным к нему, и током, протекающим через него. Следовательно, этот угол равен фазовому углу между напряжениями V_{Z_x} и V_R . Напряжение V_R подается на дифференциальный усилитель, с выхода которого поступает на фазометр, показанный на рис. 2.14. На этот же фазометр подается напряжение V_{Z_x} . Фазометр измеряет фазовый угол ϕ между этими напряжениями. Если показания фазометра равны $0...90^\circ$, значит импеданс емкостной, если $270...360^\circ$ — импеданс индуктивный.

(б) Измерение амплитуды импеданса

Для определения амплитуды полного сопротивления сначала измеряются амплитуды напряжения на неизвестном импедансе Z_x и тока, протекающего через него, а затем оценивается отношение измеренных значений. В работе [Stout, 1960] был предложен метод прецизионного определения $|Z_x|$ при помощи потенциометра и эталонного резистора. Этот метод, также как и способ, предложенный в работе [Whyland, 1980], является довольно громоздкими и требует ручных вычислений. Следующий метод, описанный в работе [Rathore & Adkar, 1983], является прямым методом измерения $|Z_x|$. В этом методе используется измеритель отношений напряжений, что позволяет существенно снизить количество ручных вычислений по сравнению с остальными методами.

Для схемы, показанной на рис. 7.5(а), справедливо:

$$|Z_x| = R \frac{|V_{Z_x}|}{|V_R|}. \quad (7.25)$$

На рис. 7.19 приведена схема для измерения $|Z_x|$. Поскольку измеритель отношений работает с фиксированными значениями напряжений, пиковые детекторы предварительно определяют значения амплитуд синусоидальных напряжений и передают их на его входы. Вместо пикового детектора можно использовать прецизионный выпрямитель с последующим фильтром нижних частот, пропускающий на выход только постоянную составляющую сигнала, которая будет пропорциональна пиковому значению напряжения.

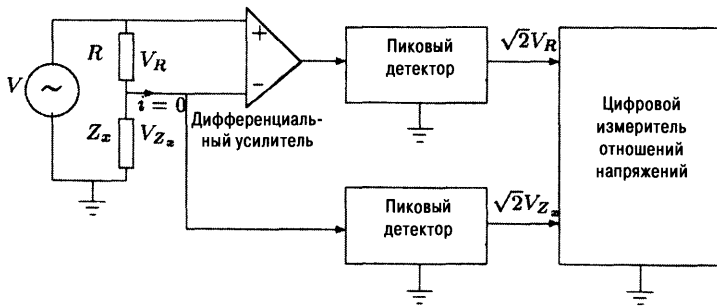


Рис. 7.19. Схема для измерения $|Z_x|$.

Измерение импеданса в декартовых координатах

Действительная и мнимая части Z_x могут быть выражены в виде:

$$\operatorname{Re} Z_x = \operatorname{Re} \frac{V_{Z_x}}{I} = \operatorname{Re} \frac{V_{Z_x}}{V_R} = R \frac{V_{Z_x} \cos \phi}{V_R} = R \frac{V_C}{V_R}, \quad (7.26)$$

$$\operatorname{Im} Z_x = \operatorname{Im} \frac{V_{Z_x}}{I} = \operatorname{Im} \frac{V_{Z_x}}{V_R} = R \frac{V_{Z_x} \sin \phi}{V_R} = R \frac{V_S}{V_R}, \quad (7.27)$$

где

$$V_C = V_{Z_x} \cos \phi \quad \text{и} \quad V_S = V_{Z_x} \sin \phi. \quad (7.28)$$

Таким образом, мнимую и действительную части Z_x можно определить, измерив отношения напряжений V_S/V_R и V_C/V_R . Вместо измерения отношений среднеквадратичных значений напряжений, можно определить отношения пиковых или средних значений соответствующих напряжений, как описано в методе измерения амплитуды импеданса. На рис. 7.20 приведена схема определения Z_x в декартовых координатах. Она состоит из трех основных блоков. Блок (а) формирует напряжения $v_R(t)$ и $v_{Z_x}(t)$. Блок (б) определяет пиковые значения напряжений V_C , V_S и V_{Z_x} . В блоке (в) отношения этих напряжений измеряются и отображаются на дисплее.

Поскольку для таких измерений не важно быстроедействие, здесь часто применяется довольно медленный цифровой делитель, основанный на принципе двойного интегрирования, обладающий хорошей точностью.

Чтобы иметь возможность на одном приборе измерять импеданс и в декартовых, и в полярных координатах, необходимо иметь три разных цифровых делителя. Можно обойтись и одним делителем, работой которого будет управлять мультиплексор. Такая схема показана на рис. 7.21 [Taha, 1989].

Интересно сравнить схему, показанную на рис. 7.21, со схемами, приведенными в работах [Ibrahim & Abdul-Karim, 1985, 1986] и [Taha, 1989]. Рассмотренная выше схема является самой простой из них с технической точки зрения [Rathore, 1999].

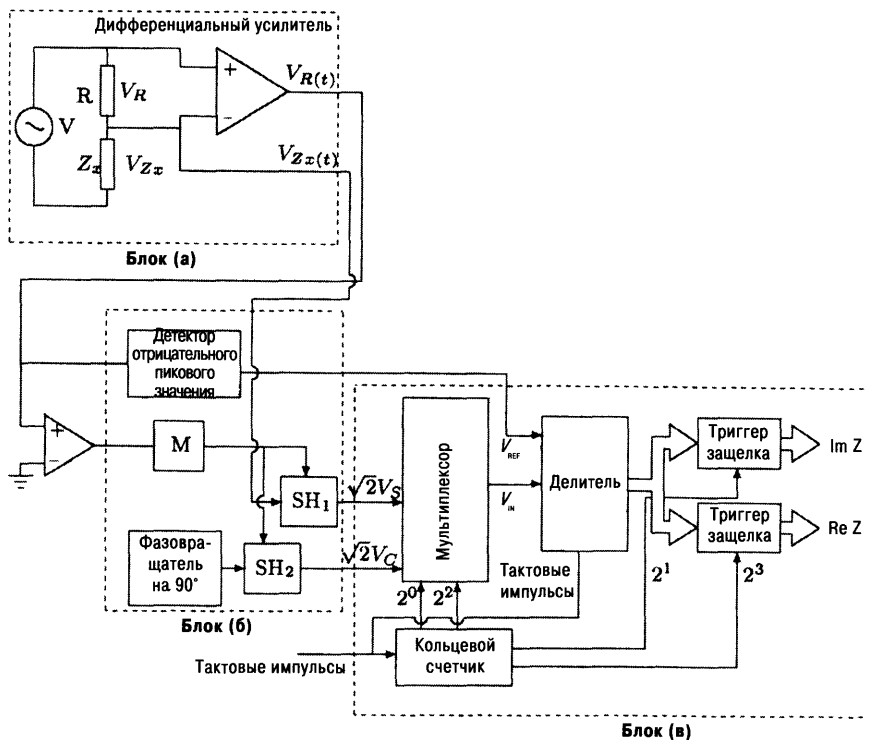


Рис. 7.20. Измерение мнимой и действительной части импеданса Z_x (SH – схема выборки и хранения).

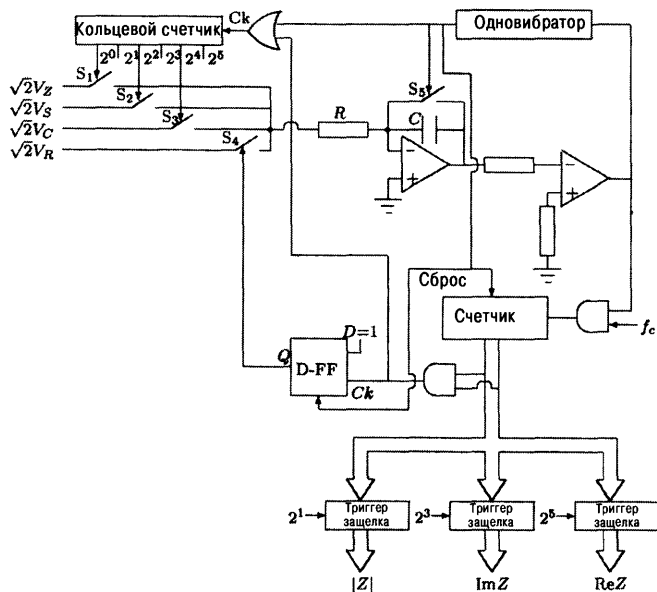


Рис. 7.21. Схема для измерения $|Z_x|$, $\text{Re } Z_x$ и $\text{Im } Z_x$ (D-FF – D-триггер).

7.3.7. Цифровой омметр

Если в схеме на рис. 7.19 $Z_x = R_x$, уравнение (7.25) упрощается:

$$R_x = R \frac{V_{Rx}}{V_R}. \quad (7.29)$$

Таким образом, при помощи схемы на рис. 7.19 [Rathore & Adkar, 1983] можно измерить неизвестное сопротивление R_x . Здесь вместо источника переменного тока можно использовать источник постоянного тока и исключить из схемы пиковые детекторы.

7.3.8. Цифровой измеритель емкости

На рис. 7.22 показана схема измерения емкости при помощи фазометра в последовательной RC цепи [Cooper & Helfrick, 1985]. Разность фаз между V и V_{Cx} , измеряемая цифровым фазометром, определяется следующим выражением:

$$\phi = \tan^{-1} \omega C_x R = \tan^{-1} \alpha, \quad (7.30)$$

где $\alpha = \omega C_x R$. Очевидно, что здесь показания разности фаз не являются прямо пропорциональными неизвестной емкости C_x . Следовательно, для определения значения C_x необходимо использовать таблицы. Однако эту проблему можно преодолеть следующим образом.

Используя ряд Тейлора, выражение для ϕ можно записать в виде:

$$\phi = \tan^{-1} \alpha = \alpha - \frac{1}{3} \alpha^3 + \frac{1}{5} \alpha^5 \dots \quad (7.31)$$

Отсюда видно, что значение $\tan^{-1} \alpha$ приближается к α в радианах, если $\alpha \ll 1$. Для использования только первого члена ряда Тейлора $\tan^{-1} \alpha$ должен быть меньше 0,1. Рассмотрим случай, когда $\tan^{-1} \alpha = 0,1$. При этом сумма такого усеченного ряда будет также равна 0,1. Тогда действительное значение $\tan^{-1} \alpha$ равно 0,0996687. Оно отличается от действительного значения угла ϕ только на 0,3%. Если измеритель откалиброван в единицах емкости, а фазовый угол не превышает 0,1 рад, погрешность такой аппроксимации не будет превышать 0,3%. Следовательно, для углов $\phi \leq 0,1$ рад, справедливо соотношение:

$$\phi \approx \alpha = \omega C_x R.$$

Отсюда видно, что измеритель емкости, построенный по схеме на рис. 7.22, для различных уровней C_x должен иметь разные значения R такие, чтобы диапазон измерения всегда составлял 0...0,1 рад. Для таких измерителей требуются стабильные источники питания.

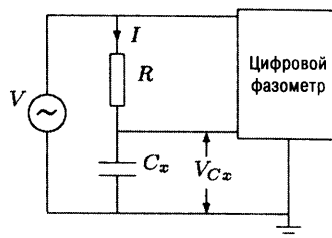


Рис. 7.22. Измеритель емкости.

Далее рассмотрим модифицированный вариант цифрового измерителя емкости. Если в схеме на рис. 7.5 R заменить на C , а Z_x на C_x , уравнение (7.25) сократится до вида:

$$C_x = C \frac{V_{C_x}}{V_R}. \quad (7.32)$$

Отметим, что в этом случае C_x прямо пропорционально отношению V_{C_x}/V_R и не зависит от частоты источника. Таким образом, показания измерителя будут соответствовать значениям емкости в мкФ без всяких аппроксимаций и требований к стабильности источника питания. Разные диапазоны измерений могут выбираться при помощи изменения значений C .

Задачи

- 7.1. Пусть V_N и V_D — синусоидальные напряжения. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для схемы на рис. 7.1.
- 7.2. Нарисуйте временные диаграммы сигналов для разных узлов схемы цифрового измерителя коэффициента модуляции, показанной на рис. 7.1.
- 7.3. Докажите, что добротность катушки индуктивности, представленной в виде эквивалентной параллельной цепи из R_p и ωL_p , определяется следующим выражением:

$$Q = \frac{R_p}{\omega L_p}.$$

- 7.4. Для активного моста, показанного на рис. 7.10, выведите передаточную функцию по напряжению $V_x(s)/V_s(s)$ и определите условия равенства 0 выходного сигнала.
- 7.5. Выведите условия баланса для моста Хейя, показанного на рис. 7.12.
- 7.6. Нарисуйте векторную диаграмму для схемы, показанной на рис. 7.16, и выведите условия, при которых токи I_s и I_x имеют одинаковую фазу.

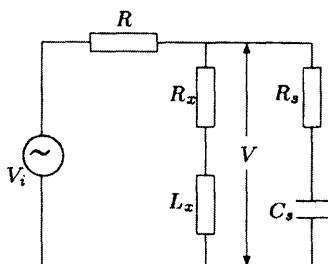


Рис. P7.7.

- 7.7. Разработайте схему для измерения добротности катушки индуктивности, используя схему на рис. P7.7. Подсказка: Найдите условия, при которых напряжения V_i и V имеют одинаковую фазу.
- 7.8. Выведите условия баланса для моста Шеринга, показанного на рис. 7.1.
- 7.9. Выведите передаточную функцию для схемы на рис. 7.18 и определите условия балансировки аттенюатора.
- 7.10. Разработайте измеритель $\tan \delta$ в эквивалентной параллельной RC цепи на основе схемы, показанной на рис. P7.10.

7.11. В схеме на рис. P7.10 замените параллельную RC цепь на последовательную и разработайте на ее основе измеритель тангенса угла потерь конденсатора.

7.12. Разработайте схему для цифрового измерения:

1. Коэффициента мощности.
2. Амплитуды и фазы сигналов токового трансформатора.
3. Величину перерегулирования в системах второго порядка с малым значением коэффициента затухания

7.13. Разработайте цифровой омметр на основе схемы на рис. 7.19. Омметр должен иметь: 3-х цифровой дисплей, источники питания на 5 В и ± 15 В и следующие диапазоны измерения: 100 Ом...1 кОм, 1...10 кОм, 10...100 кОм.

7.14. Нарисуйте векторную диаграмму для схемы на рис. 7.22 и проверьте правильность соотношения (7.30)

7.15. Для схемы на рис. 7.22 покажите, что для малых значений α справедливо следующее соотношение:

$$C_x = \frac{\alpha}{2\pi f R}.$$

Определите максимальное значение R , при котором для 1 МГц сигнала фазовый сдвиг не превышает $5,7^\circ$ для предельного показания дисплея, равного 110 пФ.

7.16. В схеме цифрового измерителя емкости, показанной на рис. 7.22, используется 50 Гц источник сигнала. Определите значения R_x , при которых фазовый сдвиг не превышает $5,7^\circ$ для предельных показаний дисплея, равных 1, 10, 100 пФ.

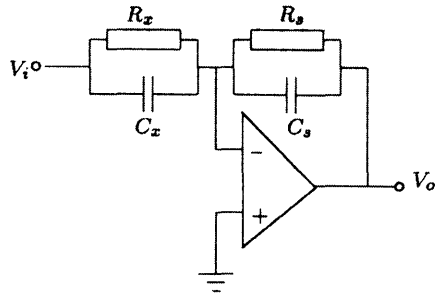


Рис. P7.10.

Литература

Abdul-Karim M.A. H. & Boghosian D. H.: 1980, *A digital power factor meter design based on binary rate multiplication technique*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-29, pp. 435-438.

Al-Am M.S.M. & Abdul-Karim M. A. H.: 1982, *Digital power factor meter design based on voltage to frequency conversion*, Int. J. Electron., vol. 52, pp. 463-470.

Atmanand M.A., Jagdish Kumar V. & Murti V. G. K.: 1995, *A novel method of measurement of L and C*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 44, pp. 899-903.

Atmanand M.A., Jagdish Kumar V. G. K.: 1995, *A microcontroller-based scheme for measurement of L and C*, Meas. Sci. Technol., vol. 6, pp. 576-581.

Atmanand M.A. & Jagdish Kumar V.: 1996. *Microcontroller based LCR meter*, Microprocessors & Microsystems, vol. 20, pp. 297-301.

ГЛАВА 8

ДАЛЬНЕЙШЕЕ РАЗВИТИЕ ТЕОРИИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

8.1. Введение

В целях экономии и минимизации шумов при передаче данных на значительное расстояние аналоговый сигнал преобразуется в дискретный при помощи временного мультиплексирования. Согласно теореме Найквиста сигнал может быть полностью восстановлен из дискретных значений, если число отсчетов за период будет не меньше 2. Однако на практике требуется брать большее количество выборок. При увеличении числа отсчетов за период и/или с ростом частоты временной интервал между двумя соседними выборками будет уменьшаться. В этом случае такие устройства, как схема выборки и хранения, АЦП и ЦАП, должны быть быстродействующими. При реализации таких систем могут возникнуть сложности, связанные с отсутствием соответствующих компонентов, или с их чрезмерно высокой стоимостью. Эти проблемы можно решить, если дискретный сигнал перед восстановлением преобразовать соответствующим образом при помощи таких математических операций, как умножение, осреднение и т.д. Для этого вместо того, чтобы брать все отсчеты в одном периоде, их берут равномерно в течение нескольких. При этом интервал между выборками увеличивается. Эта глава посвящена описанию данного метода дискретизации и его применению для измерения средних и среднеквадратичных значений, а также мощности периодических сигналов. Но перед этим необходимо изучить две важные теоремы об условиях, при которых число будет нецелым, и при которых сумма ряда равна нулю. Доказательство первой теоремы тривиально и поэтому не приводится.

8.2. Две основные теоремы

8.2.1. Условия, при которых число является нецелым

Теорема 1: Пусть σ , m и n — такие целые числа, что m и n не имеют общих множителей. Отношение $\sigma m/n$ будет нецелым числом, если n будет больше 1 и не кратно σ , т.е.,

$$n \neq (1, \sigma, \text{некратно } \sigma). \quad (8.1)$$

Эта теорема справедлива и для случая, когда σ — множество значений σ .

8.2.2. Условия, при которых сумма ряда равна нулю

Теорема 2: Суммы рядов:

$$S_1 = \sum_{r=1}^n \sin \left[(r-1) \frac{2\pi m}{n} + \alpha \right], \quad (8.2)$$

$$S_2 = \sum_{r=1}^n \cos \left[(r-1) \frac{2\pi m}{n} + \alpha \right], \quad (8.3)$$

равны нулю, если m — целое, а m/n — нецелое числа.

Доказательство: Используя тождество:

$$\sin \theta = \frac{1}{2j} [e^{j\theta} - e^{-j\theta}]$$

уравнение (8.2) может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{1}{2j} \left[e^{j\alpha} \sum_{r=1}^n e^{j(r-1) \frac{2\pi m}{n}} - e^{-j\alpha} \sum_{r=1}^n e^{-j(r-1) \frac{2\pi m}{n}} \right] = \\ &= \frac{1}{2j} \left[e^{j\alpha} \frac{1 - e^{j2\pi m}}{1 - e^{j2\pi \frac{m}{n}}} - j e^{-j\alpha} \frac{1 - e^{-j2\pi m}}{1 - e^{-j2\pi \frac{m}{n}}} \right]. \end{aligned}$$

Так как

$$\begin{aligned} 1 - e^{\pm j2\pi p} &= 1 - (\cos 2\pi p \pm j \sin 2\pi p) \\ &= \begin{cases} 0, & \text{если } p - \text{целое число} \\ \neq 0, & \text{если } p - \text{нецелое,} \end{cases} \end{aligned}$$

то $S_1 = 0$, если m — целое число, а отношение m/n — нецелое. Аналогично можно доказать, что $S_2 = 0$, если m — целое число, а отношение m/n — нецелое.

8.2.3. Дискретизация

Далее будут рассматриваться два вида дискретизации: асинхронный и синхронный, при которых отсчеты берутся через регулярные интервалы времени. При асинхронной дискретизации, в отличие от синхронной, моменты выборок не синхронизируются с исходным сигналом. Целью изучения этих видов дискретизации является определение:

1. Среднего значения периодического сигнала.

2. Среднеквадратичного значения периодического сигнала.
3. Среднего значения произведения двух периодических сигналов.

Асинхронная дискретизация

Гармонический сигнал можно представить в виде:

$$v(t) = \sum_{p=0}^x V_p \sin(p\omega t + \alpha_p). \quad (8.4)$$

Возьмем n выборок через фазовый угол λ в течение m периодов. Первый отсчет берется при $\lambda_1 = 0$ относительно основной гармоники, как показано на рис. 8.1. Таким образом, r -ый отсчет будет взят в момент времени t_r , соответствующий фазовому углу

$$\lambda_r = (r-1)\lambda. \quad (8.5)$$

Дискретное значение r -ого отсчета равно:

$$V_r = \sum_{p=0}^x V_p \sin(p\lambda_r + \alpha_p). \quad (8.6)$$

Из рис. 8.1 видно, что

$$n\lambda = 2\pi m + \delta$$

или

$$\lambda = \frac{2\pi m + \delta}{n}. \quad (8.7)$$

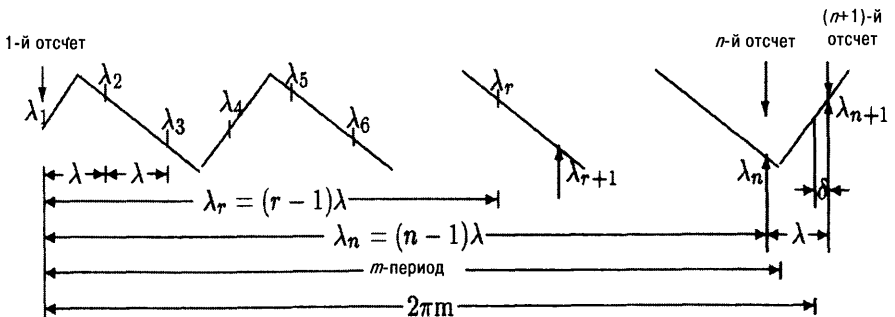


Рис. 8.1. Асинхронная дискретизация

Среднее значение из n замеров равно:

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \sum_{p=0}^x V_p \sin[p(r-1)\lambda + \alpha_p] = \\ &= V_0 \sin \alpha_0 + \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \sum_{p=1}^x V_p \sin[p(r-1)\lambda + \alpha_p] \end{aligned}$$



Видно, что V_a — среднее значение сигнала $v(t)$, равное $V_o \sin \alpha_o$, при условии равенства 0 второго члена суммы, который называется *погрешностью округления* E .

$$E = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \sum_{p=1}^x V_p \sin[p(r-1)\lambda + \alpha_p] = \sum_{p=1}^x V_p \left[\frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \sin\{p(r-1)\lambda + \alpha_p\} \right].$$

Теперь рассмотрим выражение в квадратных скобках:

$$E_p = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \sin\{p(r-1)\lambda + \alpha_p\} = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \operatorname{Im}[e^{j\{p(r-1)\lambda + \alpha_p\}}]$$

где Im — это мнимая часть.

$$\begin{aligned} E_p &= \frac{1}{n} \operatorname{Im} \left[\sum_{r=1}^n e^{j\{p(r-1)\lambda + \alpha_p\}} \right] = \frac{1}{n} \operatorname{Im} \left[\frac{e^{jnp\lambda} - 1}{e^{jp\lambda} - 1} \times e^{j\alpha_p} \right] = \\ &= \frac{1}{n} \operatorname{Im} \left[\frac{e^{jnp\lambda/2} - e^{-jnp\lambda/2}}{e^{jp\lambda/2} - e^{-jp\lambda/2}} \times e^{j[\alpha_p + (n-1)p\lambda/2]} \right] = \\ &= \frac{\sin[(np/2)\lambda]}{n \sin[(p/2)\lambda]} \sin \left[(n-1)p \frac{\lambda}{2} + \alpha_p \right] = \\ &= \frac{\sin[(p/2)(2\pi m + \delta)]}{n \sin[(p/2n)(2\pi m + \delta)]} \sin \left[\frac{n-1}{2n} p(2\pi m + \delta) + \alpha_p \right] = \\ &= (-1)^{mp} \frac{\sin[(p/2)\delta]}{n \sin[(pm/n)\pi + (p/2n)\delta]} \sin \left[\frac{n-1}{2n} p(2\pi m + \delta) + \alpha_p \right]. \end{aligned}$$

Отсюда видно, что $E_p = 0$, при $n = \infty$. Однако на практике невозможно взять бесконечное число отсчетов. E_p может также уменьшиться до 0, если $\delta = 0$, но при этом знаменатель

$$\sin[(pm/n)\pi + (p/2n)\delta] = \sin(pm/n)\pi$$

не должен быть равен 0, т.е. значение выражения pm/n должно быть нецелым. Таким образом, все члены выражения, а, следовательно, и погрешность E могут стать равными 0 при $p = 1, 2, \dots, x$, при условии, что $\delta = 0$, и все значения pm/n будут нецелыми. Условие $\delta = 0$ означает, что блок из n выборок повторяется через каждые m периодов. Очевидно, что в таком случае это уже будет синхронная дискретизация.

Отсюда следует вывод, что при помощи уравнения (8.4) можно точно определить среднее значение периодического сигнала, если в течение m периодов (m должно быть целым) взять n выборок таких, при которых выражение pm/n будет нецелым числом.

Отметим также, что для точного определения среднего значения периодического сигнала в случае асинхронной дискретизации придется брать бес-

конечное число отсчетов, тогда как синхронная дискретизация требует большого количества выборок n на протяжении m полных периодов при выполнении условия, что все mt/n будут нецелыми.

Далее синхронная дискретизация, при которой в течение m периодов равномерно берется n выборок (m и n не должны иметь общих множителей), будет называться n - m дискретизацией, а соответствующий сигнал — n - m дискретным. Таким образом, обычная дискретизация является частным случаем n - m дискретизации, при которой $m = 1$, и будем называть ее n -1 дискретизацией.

Также считаем, что n выборок берутся равномерно в течение m полных периодов. Следовательно, n и m должны быть целыми числами и не должны иметь общих множителей. Даже если количество выборок и периодов задаются в виде чисел n' и m' , не являющихся ни целыми, ни взаимно простыми, их всегда можно выразить через такие n и m , которые будут целыми и не будут иметь общих множителей. Например, если берется n' выборок в течение m' периодов, где $n' = n_1/n_2$ и $m' = m_1/m_2$, можно сказать, что берется n выборок в течение m периодов, если $n = n_1 m_2$ и $m = m_1 n_2$. Также если берется n' выборок в течение m' периодов, где $n' = kn$ и $m' = km$, где k — наибольший общий сомножитель для m' и n' , это эквивалентно тому, что берется n выборок в течение m периодов.

Перед тем как приступить к изучению дискретных способов определения мощности, среднего и среднеквадратичного значений периодического сигнала, надо познакомиться с некоторыми свойствами синхронной дискретизации.

8.3. Теорема о несовпадении моментов дискретизации

Теорема 3: При n - m дискретизации периодического сигнала все n отсчетов будут соответствовать разным моментам времени (после вычитания целых периодов T).

Доказательство: Так как n отсчетов берутся в течение m периодов, то интервал времени между двумя соседними выборками будет равен mT/n . Если первая выборка соответствует моменту t_1 , то время r -го отсчета определяется как:

$$t_r = t_1 + (r-1) \frac{mT}{n}, \quad r = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (8.8)$$

Моменты выборок не совпадают, если время отсчета t_i не равно времени любого другого отсчета после вычитания целых периодов T , т.е.

$$(t_i - K_i T) \neq (t_j - K_j T), \quad n \geq j > i \geq 1, \quad (8.9)$$

для всех возможных значений i и j , K_i и K_j — целые числа, причем $K_i \leq K_j$.

Используя уравнение (8.8) для t_i и t_j и подставляя полученные выражения в (8.9), после упрощения получим:

$$(j-i)\frac{m}{n} \neq (K_j - K_i) = \text{целым числом} \quad (8.10)$$

или

$$\sigma_k\left(\frac{m}{n}\right) = \text{нецелым числом}, \quad (8.11)$$

для всех возможных значений $\sigma_k = (j-i) = 1, 2, 3, \dots, n-1$. Из теоремы 1 следует, что

$$\begin{aligned} n &\neq 1, \sigma_k \text{ и кратные им числа} \\ &\neq 1, 2, \dots, n-1, \end{aligned}$$

что всегда выполняется. Теорема 3 доказана.

8.4. Теорема об совпадающих множествах выборок

Теорема 4: Множество из n дискретных значений периодического сигнала, полученных при n -м дискретизации, совпадает со множеством из m дискретных значений того же самого сигнала, полученных при m -й дискретизации, если в обоих случаях было взято одновременно хотя бы по одному отсчету.

Доказательство: Без потери общности можно допустить, что в момент времени $t = 0$ в обоих случаях дискретизации были одновременно произведены первые отсчеты. Тогда время r -ой выборки для случая n -м дискретизации определяется выражением:

$$t_r = (r-1)\frac{mT}{n}.$$

Пусть r -ая выборка производится в k -м периоде. Так как сигнал периодический, то дискретное значение r -го отсчета, взятого в момент времени t_r , будет совпадать со значением выборки, произведенной в первом периоде в момент времени $t_r - (k-1)T$. Допустим, что в этот же момент времени происходит p -ая выборка в m -й дискретизации. Тогда должны выполняться следующие условия:

$$t_r - (k-1)T = (p-1)\frac{T}{m},$$

или

$$(r-1)\frac{mT}{n} - (k-1)T = (p-1)\frac{T}{m},$$

или

$$p = (r-1)m - (k-1)n + 1 = rm - kn + (n - m + 1). \quad (8.12)$$

Покажем, что p — целое число, $\leq n$. Из последнего уравнения видно, что p — целое, т.к. m , n , k и r все являются целыми числами. Условие $p \leq n$ будет выполняться, если

$$(r-1)m - (k-1)n + 1 \leq n$$

или

$$(r-1)m \leq kn - 1.$$

Это всегда будет справедливо, если максимальное значение левой части выражения удовлетворяет этому условию. Максимальным это значение будет при $r = n$. Но при $r = n$, $k = m$, следовательно,

$$(n-1)m \leq mn - 1, \quad \text{т.е.} \quad m \geq 1,$$

что всегда верно, а, значит справедливо и неравенство: $p \leq n$.

Это означает, что значение r -ого отсчета, взятого в m -м периоде при n -м дискретизации, совпадает со значением p -ой выборки, полученной при n -1 дискретизации.

Теперь предположим, что два отсчета, r -й и r' -й, в n -м дискретизации имеют то же значение, что и p -й отсчет в n -1 дискретизации, тогда из уравнения (8.12) получим:

$$p = (r'-1)m - (k'-1)n + 1 = (r-1)m - (k-1)n + 1,$$

или

$$\frac{m}{n} = \frac{k' - k}{r' - r} = \frac{m'}{n'},$$

где $m' < m$ и $n' < n$. Так как n и m не имеют общих множителей, m/n не может быть равно отношению двух более меньших величин m' и n' . Следовательно, не существует двух значений выборок, взятых в n -м дискретизации, равных одному и тому же значению выборки из n -1 дискретизации. Теорема доказана.

Из теорем 3 и 4 следует вывод, что оба вида дискретизации: и n -м, и n -1 дают одно и то же множество дискретных значений периодического сигнала. Однако можно отметить, что между этими видами дискретизации существуют следующие отличия:

1. Время, затраченное на проведение n отсчетов, в случае n -м дискретизации будет в m раз больше, чем в случае n -1 дискретизации.
2. Порядок появления тех или иных дискретных значений в двух видах дискретизации может быть разным.

Вывод: n -м дискретизация подходит только для тех случаев, когда при обработке дискретного сигнала не важен порядок появления значений выборок.

8.5. Соответствие между отсчетами

Пусть r -й отсчет взят в k -м периоде, тогда можно записать:

$$(k-1)T \leq (r-1)\frac{mT}{n} < kT$$

или

$$(k-1) \leq (r-1)\frac{m}{n} < k. \quad (8.13)$$

Тогда общее количество выборок s_k , взятых в течение k полных периодов, можно получить из левой части неравенства (8.13):

$$s_k = \text{int} \left\lfloor \frac{kn}{m} + 1 \right\rfloor = \text{int} \left\lfloor \frac{kn}{m} \right\rfloor + 1, \quad (8.14)$$

где $\text{int}|x|$ — это ближайшее к x целое число такое, что $\text{int}|x| < x$. Общее количество выборок n_1 , взятых в течение первого периода при $k = 1$, будет также равно s_k , т.е.:

$$s_1 = n_1 = \text{int} \left\lfloor \frac{n}{m} \right\rfloor + 1. \quad (8.15)$$

Общее число выборок, взятых в k -м периоде ($k > 1$), запишем в виде:

$$n_k = s_k - s_{k-1} = \text{int} \left\lfloor \frac{kn}{m} \right\rfloor - \text{int} \left\lfloor (k-1)\frac{n}{m} \right\rfloor, \quad \text{при } k > 1. \quad (8.16)$$

Для того чтобы найти соответствие между всеми r и p выборками, сначала надо определить количество отсчетов во всех периодах с 1-го по m -й при помощи уравнений (8.15) и (8.16), а затем, используя (8.12), получить p , соответствующее каждой паре r и k .

Для нахождения соответствия также можно использовать следующее компактное выражение [см. задачу 8.7]:

$$p = \text{mod}_n [1 + (r-1)m] \quad (8.17)$$

Пример 8.1.

Требуется найти количество выборок, полученных в каждом периоде, если в течение 4 периодов было равномерно взято 13 отсчетов. Также надо определить соответствие между всеми выборками в n -м и $n-1$ дискретизации.

Решение: Здесь $m = 4$, $n = 13$. Количество отсчетов в первых 4 периодах, полученное из выражений (8.15) и (8.16), равно, соответственно, 4, 3, 3, 3.

Для $k = 1 \rightarrow r = 1, 2, 3, 4$, для $k = 2 \rightarrow r = 5, 6, 7$, для $k = 3 \rightarrow r = 8, 9, 10$, для $k = 4 \rightarrow r = 11, 12, 13$.

Используя уравнение (8.12), получим:

r	\rightarrow	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
p	\rightarrow	1	5	9	13	4	8	12	3	7	11	2	6	10

8.6. Теорема о среднем и среднеквадратичном значении

Теорема 5: Если синусоидальный сигнал, который может иметь постоянную составляющую, преобразовать при помощи n -м дискретизации, полученный дискретный сигнал будет иметь то же самое среднее и среднеквадратичное значение, что и исходный сигнал, при выполнении условия: $n > 2$.

Доказательство: Пусть было взято n выборок периодического сигнала $v(t) = V_0 + V \sin(\omega t + \alpha)$ (сумма постоянной и переменной составляющих) через фазовый угол $\lambda_r = (r-1)2\pi m/n$. Среднее значение этих n отсчетов можно определить как:

$$V_a = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n [V_0 + V \sin(\lambda_r + \alpha)] = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \left[V_0 + V \sin \left\{ (r-1) \frac{2\pi m}{n} + \alpha \right\} \right].$$

Отсюда видно, что V_a будет равно V_0 , среднему значению периодического сигнала $v(t)$, если второе слагаемое ряда будет нулевым. Согласно теореме 2, это условие будет выполнено, если отношение m/n будет нецелым.

Найдем среднеквадратичное значение дискретного сигнала:

$$V_{RMS} = \left\{ \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n [V_0 + V \sin((r-1)\lambda + \alpha)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \left\{ V_0^2 + \frac{V^2}{2} - \frac{V^2}{2n} \sum_{r=1}^n \cos 2[(r-1)\lambda + \alpha] + \frac{2VV_0}{n} \sum_{r=1}^n \sin[(r-1)\lambda + \alpha] \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (8.18)$$

Это выражение будет равно $[V_0^2 + V^2/2]^{1/2}$, среднеквадратичному значению периодического сигнала $v(t)$, если последние два слагаемых ряда будут нулевыми. Согласно теореме 2, это условие будет выполнено, если отношение $\delta_i m/n$ при $\delta_i = 1, 2$, будет нецелым. Отсюда делаем вывод: и среднее, и среднеквадратичное значение дискретного сигнала, состоящего из n отсчетов, будет равно соответствующим значениям периодического сигнала $v(t)$, если $\delta_i m/n$ является нецелой величиной. По теореме 1 это условие будет выполняться, если $n \neq (1, 2)$, а m и n не имеют общих множителей. Отсюда видно, что n должно быть больше 2. Теорема доказана.

8.7. Теорема об определении мощности

Теорема 6: Если периодически меняющиеся сигналы напряжения и тока одновременно преобразовать в дискретные сигналы при помощи n - m дискретизации, то среднее значение произведений выборок напряжения и тока, взятых в одни и те же моменты времени, будет точно определять мощность исходного электрического сигнала при выполнении следующих условий: n больше 1 и не равно ни одному из ненулевых значений суммы и разности порядков гармоник напряжения и тока, а также не кратно им.

Доказательство: Пусть непрерывные сигналы

$$v(t) = \sum_{p=0}^x V_p \sin(p\omega t + \alpha_p)$$

и

$$i(t) = \sum_{q=0}^y I_q \sin(q\omega t + \alpha_q + \beta_q)$$

преобразуются в дискретный вид через фазовые углы:

$$\lambda_r = (r-1)\lambda = \frac{2\pi m}{n}, \quad r = 1, 2, \dots, n,$$

как показано на рис. 8.1. Тогда среднее значение произведений n пар выборок равно:

$$P = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n V_r V_r = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \sum_{p=0}^x \sum_{q=0}^y V_p \sin(p\lambda_r + \alpha_p) \times I_q \sin(q\lambda_r + \alpha_q + \beta_q),$$

где в тройной сумме перебираются все возможные комбинации p , q и r . Заменяв произведение синусов на сумму косинусов, получим:

$$P = \frac{1}{2n} \sum_{p=0}^x \sum_{q=0}^y V_p I_q \sum_{r=1}^n [\cos[(p-q)\lambda_r + \alpha_p - \alpha_q - \beta_q] - \cos[(p+q)\lambda_r + \alpha_p + \alpha_q + \beta_q]] =$$

$$= \left[V_0 I_0 \cos \beta_0 + \frac{1}{2} \sum_{s=1}^{\min(x,y)} V_s I_s \cos \beta_s \right] + [E] = [W_{\text{точное}}] + [\text{ошибка}],$$

где

$$E = \frac{1}{2n} \sum_{p=0}^x \sum_{q=0}^y V_p I_q \sum_{r=1}^n [\cos[(p-q)\lambda_r - \alpha_p - \beta_q]_{p \neq q} - \cos[(p+q)\lambda_r + \alpha_p + \alpha_q + \beta_q]]. \quad (8.19)$$

В соответствии с теоремой 2 ошибка будет нулевой, если

$$\delta_i \frac{m}{n} = \text{нецелому числу}, \quad (8.20)$$

где

$$\delta_i = \text{множеству всех ненулевых значений } |p \pm q|. \quad (8.21)$$

По теореме 1 в уравнении (8.20) требуется, чтобы n было больше 1 и не равнялось δ_i и кратным им числам, т.е.

$$n \neq 1, \delta_i \text{ и кратным им числам, которые назовем } \rho_i. \quad (8.22)$$

Теорема доказана.

Из уравнения (8.21) видно, что все значения ρ_i лежат в интервале от 1 и $x + y$. Тогда при помощи уравнения (8.22) можно найти минимальное число выборок:

$$n_{\min} = \begin{cases} \text{наименьшее целое } > 1, \text{ не входящее в множество } \rho_i \\ x + y + 1, \text{ в остальных случаях.} \end{cases} \quad (8.23)$$

На основании этого результата сформулируем следующую теорему:

Теорема 7 (о минимальных выборках): Пусть x и y — номера высших гармоник периодических сигналов напряжения и тока. Тогда для корректного определения мощности потребуется одновременное преобразование этих сигналов в дискретные величины при помощи n -м дискретизации с минимальным числом выборок n_{\min} . При этом n_{\min} должно быть наименьшим целым числом, меньшим или равным $x + y + 1$ и несовпадающим ни с одним из ненулевых значений суммы или разности порядков гармоник, а также не кратному им.

8.7.1. Частный случай

Если в сигналах напряжения и тока присутствуют все гармоники x и y , то

$$\delta_i = \rho_i = 1, 2, \dots, x + y,$$

при этом постоянная составляющая здесь ни на что не влияет. Тогда минимальное число выборок n_{\min} , определяемое выражением (8.23), также не будет зависеть от постоянной составляющей.

Для определения по теореме 7 минимального числа выборок требуется знание коэффициентов гармоник исходных периодических сигналов. Но на практике эта информация, как правило, неизвестна, поэтому в таких случаях ограничиваются только значимыми гармониками основного сигнала. Для этих случаев сформулируем следующую теорему.

Теорема 8 (о достаточном количестве выборок): Пусть x и y — номера высших значимых гармоник периодических сигналов напряжения и тока. Тогда для корректного определения мощности потребуется одновременное преобразование этих сигналов в дискретные величины при помощи n -м дискретизации. Достаточное число выборок n_{\min} при этом определяется выражением $x + y + 1$.

Тогда в случае синусоидального сигнала, для которого $x = y = 1$, значение $n_{\min} = 3$ и не зависит от постоянной составляющей. Однако, если $n \neq 3$, то ошибка E , определяемая выражением (8.19), уменьшится до величины:

$$E = \frac{V_1 I_1}{2n} \sum \cos(2\lambda_r + 2\alpha_1 + \beta_1). \quad (8.24)$$

Эта ошибка станет равной нулю, если

$$(2\lambda_r + 2\alpha_1 + \beta_1) = \pi/2 \quad \text{или} \quad \lambda_r = \frac{1}{2}(\pi/2 - 2\alpha_1 - \beta_1).$$

Это условие выполняется только для одного значения r . Таким образом, ошибка будет равна нулю, если была взята только одна выборка при

$$\lambda_1 = \frac{1}{2}(\pi/2 - 2\alpha_1 - \beta_1).$$

Из рис. 8.1 видно, что $\lambda_1 = 0$. Тогда $\alpha_1 = \pi/4 - \beta_1/2$. Основываясь на этих результатах, сформулируем еще одну теорему.

Теорема 9 (о минимальном и достаточном количестве выборок): Пусть синусоидально меняющиеся сигналы напряжения и тока с начальной фазой α и фазовым углом между ними β одновременно преобразуются в дискретные величины при помощи n - m дискретизации. Тогда для точного определения мощности по полученным данным достаточное количество выборок n_{\min} будет определяться выражением:

$$n_{\min} = \begin{cases} 1, & \text{если выборка берется при угле фаз } \alpha = \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\beta}{2}\right) \\ 3, & \text{во всех остальных случаях.} \end{cases} \quad (8.25)$$

Эта теорема справедлива и для случаев, когда периодический сигнал имеет постоянную составляющую.

8.8. Практическое применение

Из вышеописанных теорем следует, что при помощи n - m дискретизации при соответствующем выборе величин m и n можно достаточно точно определить среднее и среднеквадратичное значение периодических сигналов, а также их мощность. Одним из существенных моментов при таких измерениях является формирование частоты дискретизации f_s , которая должна быть в (n/m) раз больше частоты периодического сигнала. Так как числа m и n не должны иметь общих множителей, операции умножения и деления должны проводиться независимо друг от друга. Операция деления на величину m может быть выполнена при помощи схемы делителя, построенной на основе счетчика импульсов с соответствующей обратной связью. Для выполнения операции умножения можно использовать схему

фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [Stockton, 1985]. Структурная схема такого умножителя приведена на рис. 8.2.

Умножитель частоты можно также построить на основе схемы, показанной на рис. 3.4, если сделать частоту $f_1 = f_c/n$, а частоту $f_2 = f_c$ (f_c — частота тактового генератора). Модифицированная схема приведена на рис. 8.3. При корректном выборе времени дискретизации по отношению к длительности периода преобразуемого сигнала, частота отсчетов, как правило, не бывает большой.

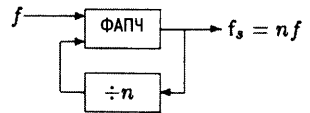


Рис. 8.2. Структурная схема умножителя частоты с использованием ФАПЧ.

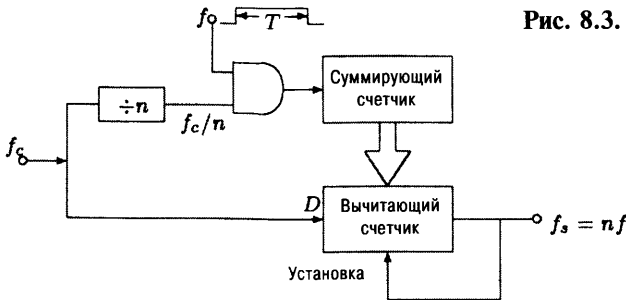


Рис. 8.3. Схема умножителя частоты

8.8.1. Измерение мощности переменного тока

Мощность измеряется при помощи ваттметров. Существуют два типа ваттметров: аналоговые и цифровые. В аналоговых ваттметрах мощность W определяется как среднее значение произведения мгновенных значений напряжения $v(t)$ и тока $i(t)$, т.е.

$$W = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \times i(t) dt. \quad (8.26)$$

В разных типах аналоговых ваттметров (динамометрических, электростатических, термических и на эффекте Холла) эта математическая операция выполняется по-разному. Для точных измерений мощности чаще всего используются динамометрические ваттметры, у которых есть ряд недостатков, например, небольшой вращающий момент, значительные погрешности, связанные с трением и изменением температуры, потери мощности, неуравновешенность, узкая полоса пропускания. В этой книге аналоговые ваттметры рассматриваться не будут.

Цифровые ваттметры обладают лучшей точностью по сравнению с аналоговыми измерителями мощности. В этой главе будут рассматриваться *дискретные ваттметры*, которые выполняют следующую математическую операцию:

$$P = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n V_r I_r, \quad (8.27)$$

где V_r и I_r — дискретные значения напряжения и тока, соответствующие одному и тому же моменту времени.

Значение P точно определяет мощность сигнала W , если взято бесконечное число выборок. В этом случае уравнение (8.27) приближается к (8.26). Однако на практике число выборок всегда конечно, поэтому всегда присутствует связанная с этим погрешность измерения. В предыдущих разделах показано, что наиболее точно можно измерить мощность при помощи метода синхронной дискретизации.

Дискретные ваттметры бывают двух типов: *синхронные* и *асинхронные*. В первых цифровых ваттметрах моменты дискретизации не синхронизировались с сигналами напряжения/тока. Один из вариантов такого ваттметра описан в работе [Gerard, 1984]. Этот прибор обладает большой погрешностью и для улучшения точности измерений требуется увеличение количества выборок.

Пусть сигналы напряжения и тока:

$$\begin{aligned} v(t) &= V \sin(\omega t + \alpha), \\ i(t) &= I \sin(\omega t + \alpha + \beta) \end{aligned}$$

одновременно дискретизируются асинхронным методом, как показано на рис. 8.1. Тогда среднее значение из n произведений дискретных сигналов тока и напряжения определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n v(t_r) \times i(t_r) = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n V \sin[(r-1)\lambda + \alpha] \times I \sin[(r-1)\lambda + \alpha + \beta] = \\ &= \left[\frac{VI}{2n} \sum_{r=1}^n \cos \beta \right] - \left[\frac{VI}{2n} \sum_{r=1}^n \cos[2(r-1)\lambda + 2\alpha + \beta] \right]. \end{aligned}$$

Таким образом, P будет точно определять мощность сигнала W , если второй член предыдущего выражения будет равен нулю. Этот член выражения называется погрешностью округления E :

$$E = \left[\frac{VI}{2n} \sum_{r=1}^n \cos[2(r-1)\lambda + 2\alpha + \beta] \right]. \quad (8.28)$$

Эта погрешность может быть уменьшена [см. задачу 8.8]:

$$\begin{aligned}
 E &= \left[\frac{VI}{2n} \right] \left[\frac{\sin n\lambda}{\sin \lambda} \right] \cos[(n-1)\lambda + 2\alpha + \beta] = \\
 &= \left[\frac{VI}{2n} \right] \left[\frac{\sin(2\pi m + \delta)}{\sin[(2\pi m + \delta)/n]} \right] \cos \left[\frac{(n-1)(2\pi m + \delta)}{n} + 2\alpha + \beta \right] = \\
 &= \left[\frac{VI}{2n} \right] \left[\frac{\sin \delta}{\sin[(2\pi m + \delta)/n]} \right] \cos \left[\frac{(n-1)(2\pi m + \delta)}{n} + 2\alpha + \beta \right]. \quad (8.29)
 \end{aligned}$$

Очевидно, что погрешность уменьшается при увеличении числа выборок и станет равной нулю, если количество отсчетов будет равно бесконечности. Также из уравнения (8.29) видно, что погрешность будет нулевой, если $\delta = 0$, но $\sin[(2\pi m + \delta)/n] = \sin[2\pi m/n]$ при этом не должен равняться нулю, т.е. необходимо, чтобы m/n было нецелой величиной. Это означает, что можно точно определить мощность периодического сигнала, если параметры синхронной дискретизации m и n подобрать таким образом, что отношение m/n будет нецелым. На этом принципе и построен синхронный ваттметр, который будет детально рассмотрен далее. К этой же категории относятся ваттметры, описанные в работах [Matouka, 1981; Turgel, 1974; Hill&Anderson, 1982].

По теореме 6 (об определении мощности) величина P точно определяет мощность сигнала W , если число выборок n будет больше или равно 3. Поэтому для точного измерения мощности сигнала переменного тока методом синхронной дискретизации надо так подобрать число периодов измерения m , чтобы m не было кратно числу отсчетов $n \geq 3$, а затем выполнить действия по алгоритму (8.27).

Структурная схема дискретного ваттметра показана на рис. 8.4. Перед дискретизацией сигналы напряжения и тока, как правило, предварительно преобразовываются, например, усиливаются или, наоборот, ослабляются. После дискретизации значения выборок оцифровываются при помощи АЦП.

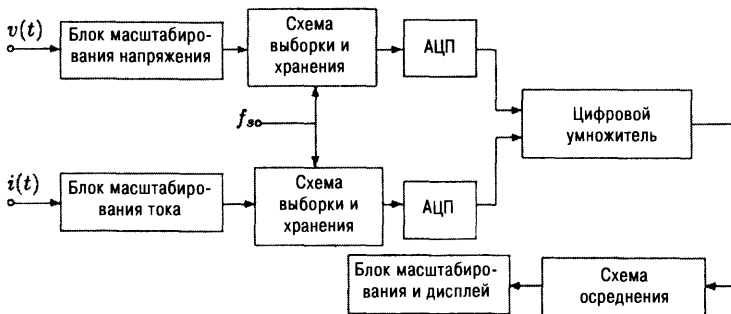


Рис. 8.4. Структурная схема цифрового ваттметра.

Дальше эти цифровые сигналы попарно перемножаются и осредняются по блокам из k сочетаний по n пар. Так же как на начальном этапе применялась операция масштабирования уровней входных сигналов, то и перед выводом результатов измерения на цифровой дисплей, необходимо иметь соответствующий блок масштабирования выходных значений. В качестве цифрового умножителя может применяться или блок, выполненный из отдельных логических элементов, или соответствующая микросхема, или операция перемножения может выполняться при помощи микроконтроллера.

8.8.2. Измерение энергии

Выражение для определения величины энергии при помощи дискретизации задается в виде:

$$E = \frac{mT}{n} \sum_{r=1}^n V_r I_r. \quad (8.30)$$

Отметим, что при измерении энергии масштабирующий коэффициент определяется не количеством пар выборок, а частотой дискретизации (n/mT). Таким образом, для определения энергии подходит структурная схема рис. 8.4, в которой изменен выходной блок масштабирования.

8.8.3. Измерение напряжения

Из теоремы 5 (о среднеквадратичном значении) следует, что квадратный корень из среднего значения квадратов выборок равен среднеквадратичному значению периодического сигнала при $n > 2$. Таким образом, среднеквадратичное значение переменного напряжения (с или без постоянной составляющей) может быть определено из выражения:

$$V = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{r=1}^n V_r^2}, \quad n > 2, \quad (8.31)$$

при корректном выборе параметра m , который не должен быть кратным n .

Структурная схема для дискретного измерения среднеквадратичного значения приведена на рис. 8.5. Здесь, в отличие от схемы для измерения мощности, на оба входа умножителя подается сигнал напряжения, а после схе-

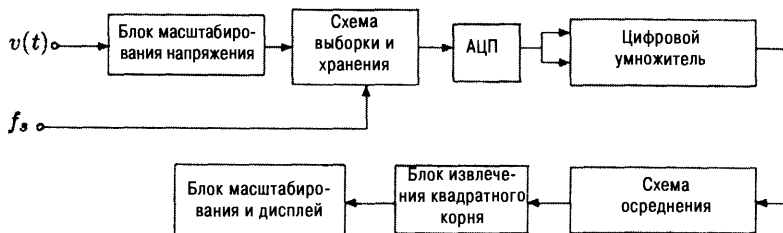


Рис. 8.5. Структурная схема цифрового вольтметра.

мы осреднения стоит блок извлечения квадратного корня, после которого стоит цифровой дисплей для отображения среднеквадратичного значения напряжения. Такой прибор называется дискретным вольтметром.

8.8.4. Измерение тока

При проведении таких измерений ток I сначала превращается в пропорциональное напряжение V при помощи преобразователя ток — напряжение, который может быть как с заземленным, так и с плавающим выходом. Если в электрической цепи есть доступный резистор R , через который протекает измеряемый ток I , то для получения выходного напряжения, пропорционального падению напряжения IR на этом резисторе, можно использовать дифференциальный преобразователь (например, измерительный усилитель), который не нагружает исходную схему. Если подходящего встроенного резистора нет, можно ввести в схему небольшой внешний резистор. Но в обоих случаях приходится изменять измеряемый ток. В схеме, описанной в задаче 8.14 (рис. P8.14), не требуется измерять падение напряжения на внешнем или внутреннем резисторе. Здесь к выводам А и В подключается любой проводник, по которому протекает измеряемый ток I , при этом на выходе схемы появляется напряжение, пропорциональное величине тока I . Это напряжение может быть измерено цифровым вольтметром, описанного выше.

8.8.5. Другие измерения

При использовании микроконтроллера выполнение большинства вычислительных операций передается ему. Тогда такие параметры, как: мощность в вольт-амперах (VA), реактивная мощность, коэффициент мощности; будут вычисляться по следующим формулам:

$$VA = V \times A,$$

$$\text{реактивная мощность} = \sqrt{[(VI)^2 - P^2]},$$

$$\text{коэффициент мощности} = \frac{P}{VI}.$$

Таким образом, можно создать универсальный прибор для определения и отображения значений любых интересующих параметров. Такие приборы необходимы в энергетике.

Задачи

8.1. Докажите, что

$$\sum_{r=1}^n \cos \left[(r-1) \frac{2\pi m}{n} \right] = 0.$$

если m и n — целые числа, а m/n — нецелое.

8.2. Докажите, что

$$\sum_{r=1}^n \cos \left[(r-1) \frac{2\pi m}{n} \right] = 0,$$

если m и n — целые числа, m/n — нецелое, а $\cos x = \cos x + \sin x$.

8.3. Сравните два вида дискретизации: m - n и n -1.

8.4. Периодический сигнал:

$$v(t) = \sum_{p=0}^x v_p \sin(p\omega t + \alpha_p)$$

преобразован в дискретный вид методом синхронной дискретизации. При этом было взято n выборок через фазовый угол λ . Выведите формулу для вычисления среднего значения из n отсчетов. Определите условия, при которых погрешность округления будет равна нулю.

8.5. Напишите выражение для определения среднеквадратичного значения периодического сигнала, высшая гармоника которого равна x , при асинхронной дискретизации. Сформулируйте условия, при которых погрешность округления будет равна нулю.

8.6. Найдите число отсчетов в каждом периоде, если всего в течение 5 периодов взяли 31 выборку. Также определите соответствие между выборками в двух видах дискретизации: n - m и n -1, если в обоих случаях первые выборки были взяты одновременно.

8.7. Докажите, что когда первые выборки при двух видах дискретизации: n - m и n -1 совпадают, т.е. если $p = 1$ при $r = 1$,

$$p = \text{mod}_n [1 + (r-1)m].$$

8.8. Выведите уравнение (8.29) из уравнения (8.28).

8.9. Ваттметр должен работать в следующих диапазонах:

напряжение, В	0,1-1,0	1-10	10-100	100-300
ток, А	0,01-0,1	0,1-1,0	1-10	10-30

Рассчитайте шунты и усилители, необходимые для обеспечения этих диапазонов измерения. Также спроектируйте дисплей для отображения мощности. Дисплей должен состоять из двух частей. Первая часть — целое число, а вторая — множитель, в виде степени числа 10. Положительные и отрицательные значения степени должны отображаться в виде двух цифр в двоичном коде. Например, при измеренной мощности 3000 кВт, на дисплее должно высветиться:

3000	11
------	----

8.10. Назовите источники погрешностей цифровых ваттметров.

8.11. Мощность измеряется при помощи синхронного цифрового ваттметра. Высший порядок гармоник, как у периодического сигнала напря-

жения, так и тока равен 9. Определите минимальное количество выборок в течение 3 периодов. Спроектируйте схему умножителя частоты на основе ФАПЧ для получения требуемой частоты отсчетов.

8.12. Измените схему на рис. 8.14 так, чтобы два АЦП работали в режиме временного мультиплексирования.

8.13. Спроектируйте цифровой дисплей с временным мультиплексированием.

8.14. Определите условия, при которых в схеме, показанной на рис. P8.14, выполнялось условие $I = I_1$. Докажите, что выходное напряжение V_o пропорционально входному току I .

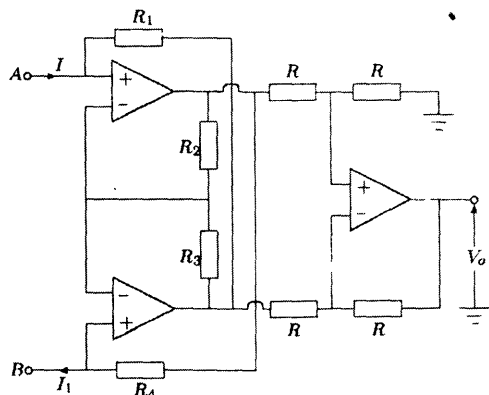


Рис. P8.14.

8.15. Спроектируйте цифровой амперметр с диапазоном измерения до 1 мА, учитывать гармоники до 5 порядка.

Литература

Agrawal R.P., Pai M.A. & Prabhakar T.V.: *Microprocessor based data acquisition system for power systems*, Proc. of All India Symp. On Power System Operation and Control, Hyderabad, Paper No. 56.2.

Athani V.V. & Waishampayan A.G.: 1982, *Micromonitor: a microprocessor module for power system monitoring*, J. Micro-computer Applications, vol. 5, pp. 297-306.

Clarke F.J.J. & Stockton J.R.: 1982, *Principles and theory of watt meters operating on the basis of regularly spaced sample pairs*, J. Phy. E, vol. 15, pp. 645-652.

Dhabolkar N.J.: 1982, *Microprocessors in Instrumentation: Selected Applications*, M. Tech. Project Report, IIT, Bombay.

Dix C.H.: 1982, *Calculated performance of a digital sampling watt meter using systematic sampling*, IEE Proc., vol. 129, pp. 172-175.

Dix C.H.: 1982, *Effects of phase-controlled switching of metering*, IEE Proc. Pt. A, vol. 129, pp. 312-315.

Gerard S.N.: 1984, *A wide band sampling wattmeter*, IEEE Trans. Power Apparatus & Syst., vol. PAS-103, pp. 2919-2925.

Предметный указатель

АЦП

- время преобразования 252
- дифференциальная нелинейность 252
- максимальная частота преобразования 252
- мгновенные 245
- многокаскадные 245
- монотонность 252
- напряжение смещения нуля 251
- нелинейность 251
- отклонение коэффициента преобразования 251
- полная шкала входного сигнала 252
- разрешающая способность 251
- разрядность 251
- точность преобразования 252
- характеристика преобразования 251

Базовая схема программируемого усилителя 115

Гибридный делитель 202

Гибридный умножитель 202

Идеальный фазометр 36

Индикация опережения/запаздывания фаз 39

Код

- двоичный 200
- дополнение до 1 201
- дополнение до 2 200
- смещенный двоичный 200

Критерии линеаризации 204

Метод

- измерения мгновенной частоты 77
- подбора частоты 37
- снижения полного сопротивления ЦАП
- последовательный 169, 175
- параллельный 169, 175

Минимальная реализация 92

Мосты

- Максвелла 334
- переменного тока 333
- Хей 336
- Шеринга 341

Ошибка

- квантования 232
- счета 38
- частотная 38, 44

Пороговое время 34

Преобразователи

- напряжение—время 17
- напряжение—время двойного интегрирования 225
- напряжение—время однократного интегрирования 218
- напряжение—частота с уравниванием заряда 229
- отношение напряжений—время 325
- отношение напряжений—частота 236
- период—длительность импульса 63
- фаза—ширина импульса 37
- частота—напряжение 77, 202
- широотно-импульсный 34

Программируемые

- аттенюаторы 111
- инвертирующие усилители 110
- неинвертирующие усилители 112

Режим

- группового переключения 95
- одиночного переключения 95

ФАПЧ 76

Шаг квантования 203, 233

ЦАП

- R-2R 188
 - 2R-3R-4R 189
 - аттенюаторы 157
 - быстродействие 206
 - быстродействующий R-2R 197
 - диапазон изменения входного сигнала 203
 - дифференциальная нелинейность 203, 205
 - инвертирующие 157
 - коэффициент преобразования 206
 - монотонность характеристики 205
 - неинвертирующие 157
 - нелинейность характеристики 203
 - погрешность нуля 206
 - полная шкала преобразования 203
 - предел преобразования 203
 - разрешающая способность 203
 - характеристика преобразования 203
- ## Эквивалентные схемы сопротивлений 134

Т. С. Ратхор
Цифровые измерения. Методы и схемотехника

Компьютерная верстка — М.В. Алексеева
Дизайн книжных серий — С.Ю. Биричев
Ответственный за выпуск — Л.Ф. Соловейчик

Формат 70 x 100/16. Печать офсетная.
Гарнитура Ньютон.
Печ. л. 23,5. Тираж 3000 экз. Зак. № 4127.
Бумага офсет №1, плотность 65 г/м².

Издательство «Техносфера»
Москва, ул. Тверская, дом 10 строение 3

Отпечатано в ООО ПФ «Полиграфист»
160001 г. Вологда, ул. Челюскинцев, дом 3