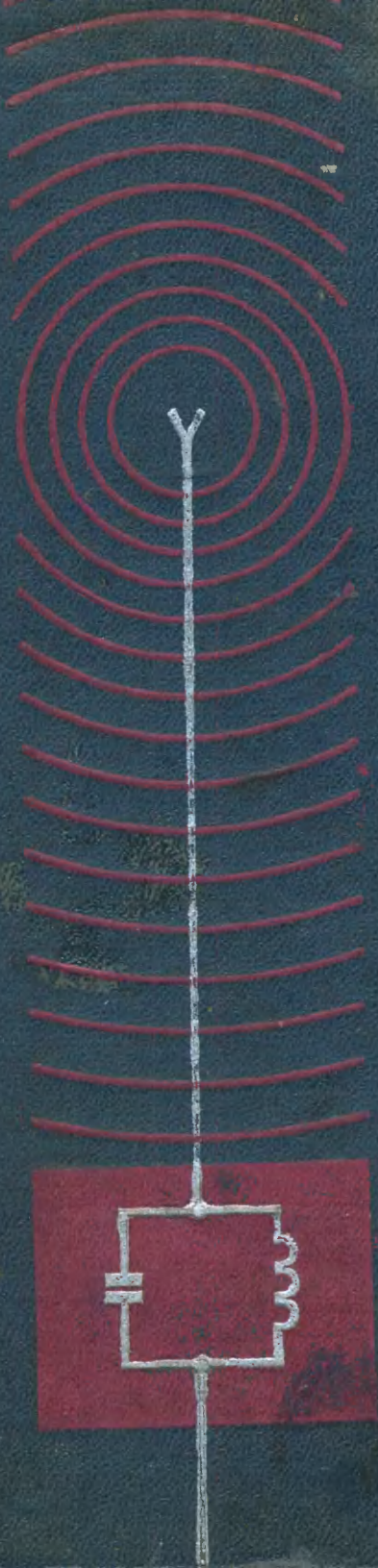


# РАДИО- ТЕХНИКА



Е. М. ГЕРШЕНЗОН,  
Н. Н. МАЛОВ,  
Г. Д. ПОЛЯНИНА,  
В. С. ЭТКИН

# РАДИОТЕХНИКА

*под редакцией Н. Н. Малова*

Утверждено  
Министерством просвещения РСФСР  
в качестве учебного пособия  
для физико-математических факультетов  
педагогических институтов

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ПРОСВЕЩЕНИЕ» Москва 1971

**Р 15**      **Радиотехника.** Под ред. Н. Н. Малова. Учеб. пособие для физ.-мат. фак-тов пед. ин-тов. М., «Просвещение», 1971.

456 с. с илл.

Перед загл. авт.: Е. М. Гершензон, Н. Н. Малов, Г. Д. Полянина, В. С. Эткин.

Курс радиотехники написан в соответствии с программой физических факультетов педагогических институтов.

Предисловие . . . . .	7
Таблица основных обозначений . . . . .	9
<b>Глава 1. Принципы построения радиоэлектронных устройств . . . . .</b>	<b>11</b>
§ 1.1. Введение. Каналы радиосвязи. Необходимость модуляции. . . . .	—
§ 1.2. Блок-схема радиосвязи . . . . .	12
<b>Глава 2. Управляющие сигналы и модулированные колебания. Модуляция и ее виды . . . . .</b>	<b>15</b>
§ 2.1. Введение. Спектрограммы . . . . .	—
§ 2.2. Модуляция несущих колебаний. Амплитудная модуляция. . . . .	17
§ 2.3. Частотная и фазовая модуляция . . . . .	21
§ 2.4. Применение модулированных колебаний для радиосвязи . . . . .	26
§ 2.5. Спектр несущих частот. Особенности распространения радиоволн разных частот . . . . .	28
<b>Глава 3. Линейные радиотехнические цепи с сосредоточенными параметрами . . . . .</b>	<b>35</b>
§ 3.1. Введение . . . . .	—
§ 3.2. Анализ линейных систем: метод тригонометрических функций. Собственные колебания . . . . .	37
§ 3.3. Анализ линейных систем: методы комплексных амплитуд и векторных диаграмм. Вынужденные колебания . . . . .	39
§ 3.4. Коэффициент передачи линейных систем . . . . .	44
§ 3.5. Фильтрующие свойства схемы с последовательным резонансным контуром . . . . .	46
§ 3.6. Прохождение через контур-фильтр модулированных колебаний. Спектральное и временное рассмотрение . . . . .	49
§ 3.7. Включение контура в цепь источника э.д.с. с внутренним сопротивлением . . . . .	52
§ 3.8. Параллельный контур как фильтр. Характеристики передачи . . . . .	53
§ 3.9. Эквивалентное сопротивление параллельного контура . . . . .	57
§ 3.10. Система связанных контуров как фильтр . . . . .	60
§ 3.11. Выделение мощности в параллельном и в связанных контурах . . . . .	65
§ 3.12. Сложные фильтрующие схемы . . . . .	67
§ 3.13. Линейные элементы радиотехнических схем . . . . .	69
<b>Глава 4. Линейные радиотехнические цепи с распределенными параметрами . . . . .</b>	<b>85</b>
§ 4.1. Введение. Волновые цепи . . . . .	—
§ 4.2. Волны в длинной линии . . . . .	86
§ 4.3. Отражение волн в линии . . . . .	88
§ 4.4. Входное сопротивление участка линии с нагрузкой. Трансформация сопротивлений . . . . .	90
§ 4.5. Анализ зависимости входного сопротивления линий от их длины. Отрезки линий, эквивалентные катушкам индуктивности и конденсаторам . . . . .	94
§ 4.6. Антенны . . . . .	97
§ 4.7. Виды антенн . . . . .	100

<b>Глава 5. Нелинейные элементы в радиотехнических системах</b>	105
§ 5.1. Введение	—
§ 5.2. Нелинейные элементы	107
§ 5.3. Характеристики нелинейных элементов	109
§ 5.4. Графический метод анализа нелинейных характеристик.	114
§ 5.5. Аппроксимация нелинейных характеристик	116
§ 5.6. Режимы использования нелинейных элементов	121
§ 5.7. Преобразование спектра нелинейным элементом	125
<b>Глава 6. Электронные лампы и полупроводниковые приборы</b>	129
§ 6.1. Введение	—
§ 6.2. Катоды и эмиттеры	131
§ 6.3. Электривакуумный и полупроводниковый диоды	139
§ 6.4. Трехэлектродные лампы	148
§ 6.5. Транзисторы	158
§ 6.6. Многоэлектродные лампы	167
§ 6.7. Оформление и маркировка электронных приборов	173
§ 6.8. Газонаполненные лампы	179
<b>Глава 7. Электронные усилители</b>	182
§ 7.1. Введение. Основные типы усилителей; их характеристики.	—
§ 7.2. Способы включения ламп и транзисторов. Динамические параметры ламп и транзисторов в схемах	187
§ 7.3. Резисторные усилители напряжения	196
§ 7.4. Усилители напряжения с реактивной нагрузкой	199
§ 7.5. Катодный повторитель. Фазоинверсный каскад	205
§ 7.6. Обратная связь в усилителях	206
§ 7.7. Специфические особенности схем транзисторных усилителей	209
§ 7.8. Пример расчета многокаскадного усилителя низкой частоты	212
§ 7.9. Амплитудные характеристики усилителей	216
<b>Глава 8. Генераторы незатухающих колебаний</b>	218
§ 8.1. Введение	—
§ 8.2. Резонансные усилители с положительной обратной связью как автоколебательные системы	220
§ 8.3. Конкретные схемы генераторов	226
§ 8.4. Автоколебательная система с точки зрения импульсного возбуждения	230
§ 8.5. RC-генератор синусоидальных колебаний	235
<b>Глава 9. Устройства для нелинейных преобразований сигналов</b>	237
§ 9.1. Введение. Нелинейные преобразования сигнала	—
§ 9.2. Методы получения амплитудно-модулированных колебаний.	241
§ 9.3. Детектирование	248
§ 9.4. Схемы детекторов	259
§ 9.5. Преобразование частоты	267
§ 9.6. Методы получения частотно-модулированных колебаний и их детектирования	272

§ 10.1. Введение	—
§ 10.2. Радиовещательные приемники	283
§ 10.3. Приемник амплитудно-модулированных сигналов прямого усиления	285
§ 10.4. Входная цепь приемника	286
§ 10.5. Принципиальная схема лампового приемника прямого усиления	289
§ 10.6. Ручные регулировки в приемнике	290
§ 10.7. Устойчивость работы приемника	—
§ 10.8. Регенеративный прием	293
§ 10.9. Приемник АМ сигналов прямого усиления на транзисторах	294
§ 10.10. Принципиальная схема транзисторного приемника АМ сигналов прямого усиления	295
§ 10.11. Качественные показатели приемника прямого усиления.	297
§ 10.12. Супергетеродинный приемник амплитудно-модулированных сигналов	298
§ 10.13. Схема супергетеродинного приемника АМ сигналов	299
§ 10.14. Регулировки в приемнике	303
§ 10.15. Супергетеродинный приемник АМ сигналов на транзисторах	306
§ 10.16. Недостатки супергетеродинного приемника (побочные каналы приема)	308
§ 10.17. Показатели качества супергетеродинного приемника АМ сигналов	310
§ 10.18. Приемник частотно-модулированных сигналов	—
§ 10.19. Антенна, входная цепь и усилитель высокой частоты ЧМ приемника	311
§ 10.20. Смеситель и гетеродин. УПЧ	312
§ 10.21. Ограничитель и частотный детектор	313
§ 10.22. Качественные показатели ЧМ приемника	316

## Глава 11. Телевидение

319

§ 11.1. Введение. Задача телевидения	—
§ 11.2. Глаз как приемник зрительной информации	—
§ 11.3. Основные принципы телевидения	321
§ 11.4. Развертка изображения	323
§ 11.5. Основные параметры телевизионного изображения	324
§ 11.6. Форма и частотный спектр видеосигнала	326
§ 11.7. Полный управляющий сигнал в телевидении	328
§ 11.8. Телевизионный радиосигнал	329
§ 11.9. Блок-схема передачи и приема телевизионного изображения	331
§ 11.10. Преобразование оптического изображения в электрический сигнал. Принцип накопления заряда	333
§ 11.11. Системы фокусировки электронного луча	334
§ 11.12. Иконоскоп	339
§ 11.13. Суперортикон	349
§ 11.14. Видикон	345
§ 11.15. Приемные телевизионные трубки (кинескопы)	347
§ 11.16. Телевизионный приемник. Основные качественные показатели приемника и его блок-схема	351
§ 11.17. Приемные телевизионные антенны	353

§ 11.18. Высокочастотный блок (входная цепь, УВЧ, гетеродин и смеситель)	355
§ 11.19. Канал изображения (УПЧ, видеодетектор, видеоусилитель)	357
§ 11.20. Восстановление постоянной составляющей напряжения	360
§ 11.21. Развертывающие устройства (генераторы развертки)	362
§ 11.22. Синхронизация генераторов развертки	367
§ 11.23. Разделение синхронизирующих импульсов	368
§ 11.24. Цветное телевидение. Общие сведения. Блок-схема передатчика цветного телевидения	372
§ 11.25. Прием цветного изображения. Видеоканал цветного телевизора СЕКАМ	377

## **Глава 12. Радиоизмерительные приборы** 383

§ 12.1. Общие замечания	—
§ 12.2. Амплитудный диодный вольтметр	385
§ 12.3. Электронный осциллограф (ЭО)	386
§ 12.4. Применения электронного осциллографа	394
§ 12.5. Измеритель частотных характеристик (ИЧХ)	397
§ 12.6. Анализатор спектра (АС)	398
§ 12.7. Звуковой генератор (ЗГ)	399
§ 12.8. Высокочастотный генератор	—

## **Приложение. Основные демонстрации по курсу радиотехники** 401

Рекомендуемая литература	450
Предметный указатель	451

Курс радиотехники в педагогическом институте является одним из основных курсов, особенно важных при подготовке будущего учителя к внеклассной работе.

Широкое применение радиометодов в быту, науке и технике и огромный интерес, проявляемый учащимися к радиосхемам, требует достаточно глубокой подготовки учителя в области радиотехники.

Эта подготовка начинается еще в учебных мастерских, где студент должен приобрести навыки пайки, монтажа и чтения элементарных схем. Она продолжается на лекциях по радиотехнике и закрепляется при выполнении лабораторных работ.

Число часов, отводимых на лекционный курс, невелико, и это заставляет тщательно отбирать материал, жертвуя порой многими важными, но не основными вопросами. Число же часов, отведенных на лабораторные работы, значительно, и это позволяет не только предложить студенту достаточное число работ, но и уделить время практическим расчетам, проектированию простых схем и пр.

Трудности усвоения курса радиотехники связаны не только со сложностью курса, но и с часто наблюдающимися большими пробелами в знаниях студентов по курсу электричества и электродинамики. Это особенно проявляется на экзамене, где студент порой бойко чертит схему и пишет уравнения, но оказывается беспомощным при выяснении простых физических сторон рассматриваемого вопроса. Если на эти недостатки обращается внимание в процессе работы студента в лаборатории, то курс радиотехники, помимо самостоятельной ценности, способствует и лучшему усвоению физических курсов. Поэтому в книге должное внимание уделено физической стороне изучаемых процессов.

Построение книги во многом отличается от принятого ранее в пятом издании «Курса электротехники и радиотехники» Н. Н. Малова, вышедшем в 1959 г. и значительно устаревшем.



Помимо обязательного материала, книга содержит дополнительную главу, специально посвященную демонстрациям, которая облегчит чтение книги и пригодится учителю в его практической работе. Большое внимание в книге уделено иллюстрациям.

Читатель, вероятно, заметит некоторое различие в стиле изложения отдельных глав — неизбежное следствие работы коллектива авторов. При редактировании книги это различие частично было устранено, но полное единообразие не было целью редактора — индивидуальность авторов была в значительной степени сохранена.

При написании книги использован многолетний опыт кафедры экспериментальной физики Московского государственного ордена Трудового Красного Знамени педагогического института имени В. И. Ленина.

Авторы благодарят инженера А. Н. Козлову за предоставление осциллограмм и спектрограмм, а также ст. лаборанта С. А. Гапона за изготовление чертежей.

Все замечания о книге будут приняты авторами с благодарностью.

## ТАБЛИЦА ОСНОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Важнейшие физические величины и их единицы обозначаются следующими буквами:

Заряд . . . . . $Q, q$	Кулон . . . . . $к$
Ток . . . . . $I, i$	Ампер . . . . . $a$
Напряжение . . . . . $U, u$	
Электродвижущая сила . . . . . $E, e$	Вольт . . . . . $v$
Мощность . . . . . $P, p$	Ватт . . . . . $вт$
Работа . . . . . $A$	Джоуль . . . . . $дж$
Энергия . . . . . $W, w$	Ватт-час . . . . . $вт \cdot ч$
Активное сопротивление . . . . . $R, r$	Ом . . . . . $ом$
Реактивное сопротивление . . . . . $X, x$	
Полное сопротивление . . . . . $Z, z$	
Плотность тока . . . . . $j$	
Индуктивность . . . . . $L$	Генри . . . . . $гн$
Емкость . . . . . $C$	Фарада . . . . . $ф$
Проводимость . . . . . $Y, y$	Мо . . . . . $ом^{-1}$
Удельная электропроводность $\gamma$	
Напряженность электрического поля . . . . . $E$	Вольт/см . . . . . $v/cm$
Индукция магнитного поля . . . . . $B$	Тесла . . . . . $тл$
Поток магнитной индукции . . . . . $\Phi$	Вебер . . . . . $вб$
Период колебаний . . . . . $T, \tau$	Секунда . . . . . $сек$
Частота колебаний . . . . . $F, f$	Герц . . . . . $гц$
Круговая частота . . . . . $\Omega, \omega$	. . . . . $сек^{-1}$
Длина волны . . . . . $\lambda$	. . . . . $м$
Скорость . . . . . $v$	. . . . . $м/сек$
Коэффициент полезного действия . . . . . $\eta$	
Время . . . . . $t$	Секунда . . . . . $сек$
Электрическая проницаемость вакуума $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} ф/м$	
Магнитная проницаемость вакуума $\mu_0 = 12,56 \cdot 10^{-7} гн/м$	
Электрическая проницаемость вещества . . . . . $\epsilon \epsilon_0$	$ф/м$
Магнитная проницаемость вещества . . . . . $\mu \mu_0$	$гн/м$

Коэффициент передачи . . .  $K$   
 Коэффициент обратной связи  $\beta$   
 Мнимая единица .  $j = \sqrt{-1}$   
 Скорость света в вакууме  
 $c = 3 \cdot 10^8$  м/сек

Постоянные во времени величины — прописные буквы, например э. д. с. . . . .  $E$

Мгновенные значения переменных величин — строчные буквы, например ток . . . . .  $i$

Амплитудные значения переменных величин имеют индекс  $m$ , например амплитуда напряжения . . . . .  $U_m$

Максимальные значения имеют индекс макс или  $M$ , например ток . . . . .  $I_{\text{макс}}, I_M$

Действующие (эффективные) значения переменных величин — прописные буквы, например действующее напряжение . . . . .  $U$

Средние за период значения имеют индекс  $cp$ , например среднее значение тока . . . . .  $I_{cp}$

При символическом изображении гармонических величин комплексными числами эти числа обозначаются буквами с точкой наверху, например комплексное напряжение . . . . .  $\dot{U}$

Величины, относящиеся к анодной цепи; имеют индекс  $a$ , например анодный ток . . . . .  $i_a$

Величины, относящиеся к цепи сетки, имеют индекс  $c$ , например сеточное напряжение . . . . .  $u_c$

Начальные значения имеют индекс  $0$ , например начальное значение разности потенциалов . . . . .  $U_0$

При использовании кратных единиц применяются приставки:

Множитель	Название	Обозначение
$10^{12}$	Тера	$T$
$10^9$	Гига	$G$
$10^6$	Мега	$M$
$10^3$	Кило	$k$
$10^{-3}$	Милли	$m$
$10^{-6}$	Микро	$\mu k$
$10^{-9}$	Нано	$n$
$10^{-12}$	Пико	$p$

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ  
УСТРОЙСТВ**§ 1.1. Введение. Каналы радиосвязи. Необходимость модуляции**

Основная задача радиотехники — создание технических систем связи и управление механизмами на расстоянии с помощью электромагнитных волн.

До изобретения радиосвязи были известны способы электрической связи по проводам — телеграф и телефон<sup>1</sup>.

Несмотря на все разнообразие передаваемых с помощью технических систем связи сообщений, у всех этих систем есть общие свойства. Так, каждое сообщение в системах электрической и радиосвязи превращается в электрический процесс (переменный или пульсирующий ток, изменения которого повторяют, например, закон изменения звукового давления, если последнее управляет сопротивлением микрофона). Такой переменный процесс может быть представлен определенной суммой (конечной или бесконечной) синусоидальных компонентов, частоты которых занимают определенную область на шкале частот, или, как говорят, в спектре частот. Например, для человеческой речи и музыки эти частоты лежат в интервале 20 гц — 20 кгц. Однако для вполне удовлетворительного звучания достаточен более узкий интервал (20 гц — 10 кгц).

Одновременное звучание нескольких голосов (в одной комнате) мешает нормальному восприятию речи интересующего вас собеседника. В телефонной связи возможность одновременной передачи речи нескольких абонентов достигается тем, что каждому двум абонентам предоставляется отдельная линия связи (провод), или, как говорят, канал связи, изолированный от каналов связи остальных абонентов. Таким образом, возможность прокладки многих проводов позволяет осуществить многоканальную связь. Если бы мы захотели осуществить связь с помощью излучения электромагнитных

---

<sup>1</sup> Следует заметить, что до изобретения радио были известны способы связи с помощью световой сигнализации, т. е. с помощью электромагнитных волн (гелиограф во Франции во времена французской революции). А сигнализация при помощи костров, расположенных в пределах прямой видимости, применялась с незапамятных времен.

волн с частотами, соответствующими речи каждого абонента, то раздельный прием сигналов каждого абонента был бы невозможен: все они попадали бы в приемное устройство и их нельзя было бы отделить друг от друга, так как спектры их полностью перекрываются. Кроме того, для эффективного излучения длинных волн, соответствующих столь низким частотам (длины волн  $\lambda = 10-10^4$  км), необходимы громадные антенны (соизмеримые с длиной волны); создание таких антенн невозможно прежде всего по экономическим соображениям.

Рассмотрим то общее, что имеется между системой связи без проводов (при излучении электромагнитных волн) и системой связи по проводам.

В системе проводной связи передача сообщений осуществляется путем управления током в проводе, соединяющем двух абонентов. В системе радиосвязи передача сообщений осуществляется путем изменения параметров излучаемой волны. Здесь для разделения каналов связи каждому каналу выделяется волна определенной (достаточно высокой) частоты.

Для приема одного из передаваемых сообщений приемник настраивают на нужную частоту, используя явление резонанса.

В обычной проволочной телефонии изменения тока полностью соответствуют, например, изменениям звукового давления. При радиосвязи передаваемый сигнал воздействует на один из параметров гармонического колебания

$$u = U_m \cos(\omega t + \varphi_0),$$

где  $\omega = 2\pi f$  — частота, используемая при передаче, — несущая частота (значительно превышающая частоты, имеющиеся в передаваемом сигнале). Если сигнал управляет амплитудой  $U_m$ , то говорят об амплитудной модуляции (АМ); воздействие сигнала на частоту  $\omega$  или начальную фазу  $\varphi_0$  называют соответственно частотной (ЧМ) или фазовой (ФМ) модуляцией. В радиосвязи используются несущие частоты от сотен килогерц до миллионов мегагерц ( $10^5-10^{13}$  гц), и верхняя граница несущих частот непрерывно повышается, достигая в специальных видах связи световых частот. При передаче человеческой речи несущие частоты лежат в диапазоне частот свыше 100 кгц ( $f > 10^5$  гц), при передаче телевизионного изображения  $f > 50-100$  Мгц. Причины такого выбора несущих частот будут разъяснены ниже (§ 2.4).

## § 1.2. Блок-схема радиосвязи

Рассмотрим, как должна выглядеть, исходя из изложенных в предыдущем параграфе соображений, общая структура технической системы радиосвязи. Изобразим ее в виде так называемой блок-схемы (рис. 1.1).

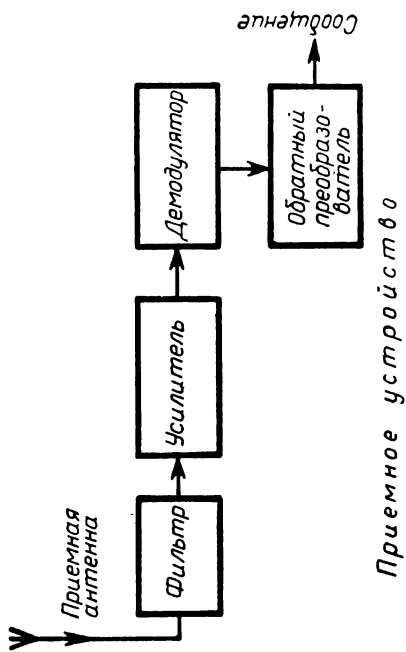
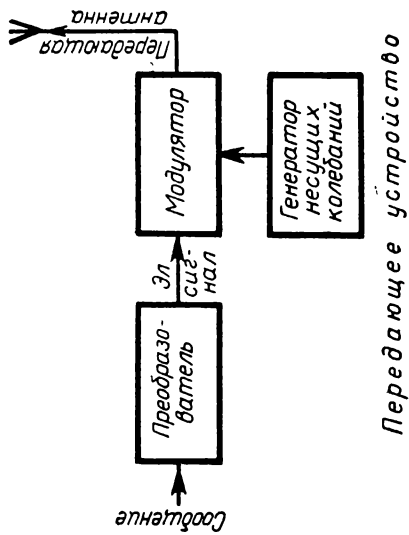


Рис. 1.1.



Передаваемое сообщение поступает в преобразователь (например, микрофон, телеграфный ключ), который преобразует его в электрический сигнал. Этот сигнал поступает в модулятор и управляет поступающими туда же (от специального генератора колебаний несущей частоты) гармоническими колебаниями — создает их модуляцию. Модулированные высокочастотные колебания излучаются передающей антенной в пространство. На приемном пункте электромагнитные колебания, возбужденные в приемной антенне различными одновременно работающими передатчиками, поступают в фильтр, выделяющий из них колебания передающей станции, интересующей абонента. В связи с тем что при распространении волн от передающей станции их интенсивность убывает с расстоянием, в приемном устройстве их приходится усиливать с помощью специального усилителя. После (или до) усиления колебания подвергаются демодуляции в демодуляторе, т. е. из них выделяется управляющий (модулирующий) сигнал. Этот сигнал в обратном преобразователе (например, телефоне, громкоговорителе, приемной телевизионной трубке) превращается в сообщение, воспринимаемое абонентом. Следует особо подчеркнуть роль фильтра в схеме приемного устройства. Фильтр позволяет избавиться от влияния мешающих станций или существенно ослабить его.

## УПРАВЛЯЮЩИЕ СИГНАЛЫ И МОДУЛИРОВАННЫЕ КОЛЕБАНИЯ. МОДУЛЯЦИЯ И ЕЕ ВИДЫ

## § 2.1. Введение. Спектрограммы

В радиосвязи имеются три основных вида сигналов, содержащих передаваемое сообщение: кодовый сигнал — в радиотелеграфии, звуковой сигнал — в радиосвязи, видеосигнал — в телевидении.

Эти сигналы (называемые управляющими) воздействуют при радиосвязи на колебания высокой (несущей) частоты.

Кодовые сигналы образуются (как и в проволочной телеграфии) при прерывании постоянного тока с помощью ключа на определенных промежутки времени в определенной последовательности (точки и тире). Заранее обусловленные правила позволяют с их помощью передавать буквы алфавита и цифры. Эти правила и называются кодом. На рис. 2.1 представлен пример кодовой последовательности.

Электрические сигналы звуковых частот возникают в цепи микрофона, сопротивление которого изменяется при действии на его мембрану переменного звукового давления. При таком «преобразовании» звуковых колебаний воздуха в электрические колебания той же (звуковой) частоты для обеспечения неискаженной передачи речи (или музыки) стремятся обеспечить повторение формы колебаний звукового давления формой электрических колебаний.

Видеосигналом называется электрический сигнал, создаваемый специальными приборами для передачи изображения. Он возникает при проецировании передаваемого изображения на экран передающей телевизионной трубки за счет использования явления фотоэффекта и определяется интенсивностью света, а при цветном телевидении — и его спектральным составом (глава 11). Каждый электрический сигнал может быть охарактеризован своим спектральным составом, т. е. совокупностью гармонических колебаний, сумма которых представляет сигнал как функцию времени. Графическое изображение сложного электрического колебания в функции времени (оно может быть получено на экране осциллографа) не позволяет достаточно наглядно судить о его спектральном составе.



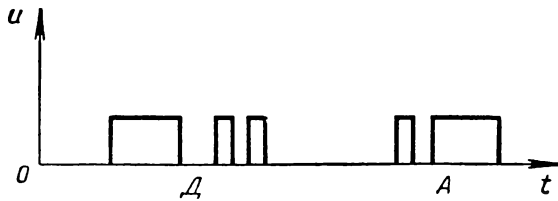


Рис. 2.1.

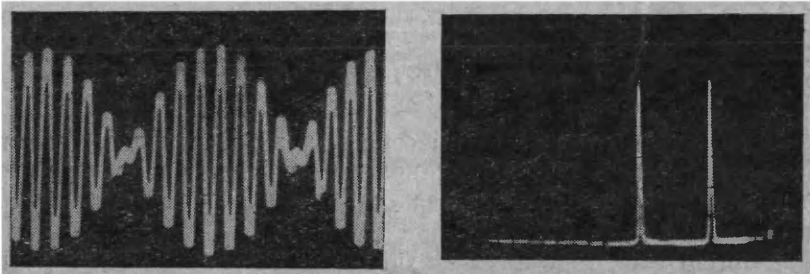


Рис. 2.2а.

Рис. 2.2б.

Так, на рис. 2.2а представлен сигнал, являющийся суммой двух гармонических колебаний с близкими частотами и равными амплитудами:

$$u = U_m \sin \omega_1 t + U_m \sin \omega_2 t, \quad \omega_1 \cong \omega_2.$$

Для характеристики спектрального состава сложного периодического процесса пользуются спектрограммами — графиками, где по оси абсцисс отложены частоты, а по оси ординат — амплитуды составляющих гармонических колебаний (рис. 2.2б).

Такие графики получаются автоматически на экране электроннолучевой трубки специальных приборов — спектроанализаторов (§ 12.6).

В этом случае никаких сведений о начальных фазах колебаний не имеется и разность фаз не влияет на вид спектрограммы.

Если же начальные фазы представляют интерес, то могут быть построены графики величины начальных фаз для разных частот.

На амплитудной спектрограмме спектр речи и музыки будет занимать область в диапазоне частот 20 гц — 20 кгц (обычно не выше 10—15 кгц), телеграфный сигнал — 100—500 гц, телевизионный видеосигнал — 6 Мгц. Так как человеческое ухо не реагирует на фазы колебаний, то для представления речевого сигнала пользуются только амплитудными спектрограммами.

В связи с тем что спектры сигналов занимают много октав, при построении спектров управляющих сигналов (звукового, телеграфного, видео) часто пользуются логарифмической шкалой частот.

## § 2. 2. Модуляция несущих колебаний. Амплитудная модуляция

Рассмотрим модуляцию гармонических несущих электромагнитных колебаний (характеризуемых амплитудой, частотой и начальной фазой) управляющими сигналами, представляющими передаваемые сообщения.

Исследуем сначала управление амплитудой несущих колебаний — амплитудную модуляцию (АМ).

Несущее колебание можно представить в виде

$$u = U_0 \cos \omega t, \quad (2.1)$$

приняв начальную фазу равной нулю.

Управляемую амплитуду представим следующим образом:

$$U = U_0 + \Delta U (u_c), \quad (2.2)$$

где  $U_0 = \text{const}$ , а  $\Delta U$  — приращение амплитуды, зависящее от управляющего сигнала  $u_c$ . В простейшем случае

$$\Delta U = k u_c. \quad (2.3)$$

Как правило, управляющий сигнал бывает достаточно сложным по спектральному составу (например, спектр речи, музыки и т. п. состоит из большого количества спектральных компонентов), поэтому и модулированные колебания являются сложными.

Однако для наглядного знакомства с особенностями модулированных колебаний целесообразно сначала рассмотреть простейший модулированный сигнал.

Пусть управляющий сигнал сам является гармоническим:

$$u_c = U_{mc} \cos \Omega t \quad (\Omega \ll \omega) \quad (2.4)$$

(начальная фаза управляющего гармонического сигнала нас, как правило, не интересует и для простоты приравнена нулю).

В этом случае амплитуда модулированного сигнала (2.2) может быть представлена в виде

$$U_{\text{АМ}} = U_0 (1 + m \cos \Omega t), \quad (2.5)$$

где  $m = \frac{k U_{mc}}{U_0}$  — коэффициент модуляции, а амплитудно-модулированное колебание характеризуется уравнением:

$$u_{\text{АМ}} = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t. \quad (2.6)$$

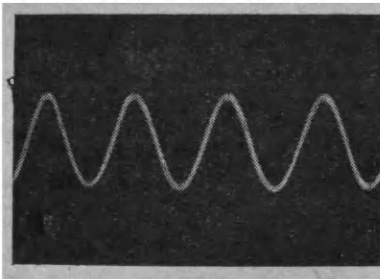


Рис. 2.3а.

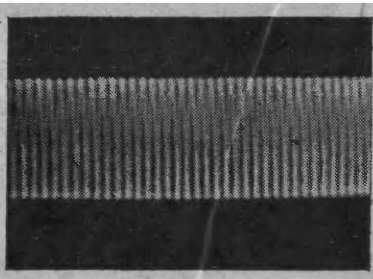


Рис. 2.3б.

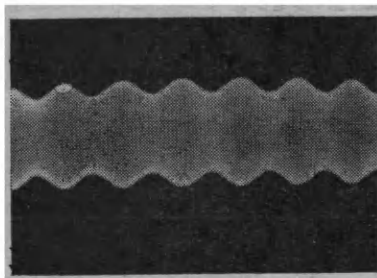


Рис. 2.4а.

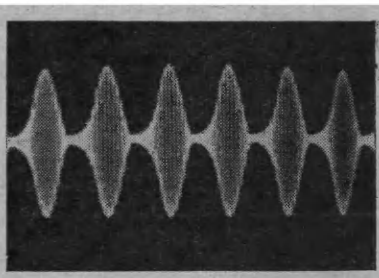


Рис. 2.4б.

Модулированное колебание (2.6) можно трактовать как колебание несущей частоты  $\omega$ . Но его амплитуда (2.5) уже не постоянна, а меняется во времени по закону изменения управляющего напряжения.

Вся информация об управляющем сигнале заключена в изменении амплитуды колебаний несущей частоты.

Так как несущая частота всегда во много раз (10—100 и больше) превосходит частоту модуляции, то за период изменений несущей частоты амплитуда изменяется весьма мало. На большинстве графиков, изображающих модулированные колебания, по техническим причинам не удается соблюсти правильного соотношения частот, поэтому на них амплитуда меняется быстрее, чем это бывает в реальных условиях.

Причины, заставляющие выбирать  $\omega \gg \Omega$ , будут выяснены позже, в частности в § 2.4.

На рис. 2.3а, б, в показаны осциллограммы напряжений, соответствующие модулирующей частоте (а), несущей частоте (б) и модулированным колебаниям при гармоническом управляющем сигнале (в).

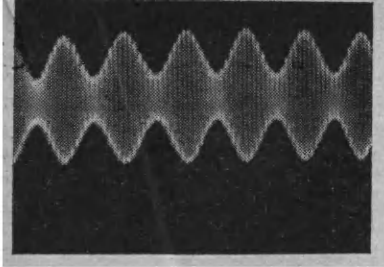


Рис. 2.3в.

Приведенные осциллограммы позволяют по-инному истолковать смысл коэффициента модуляции.

Легко убедиться, что коэффициент модуляции [см. (2.5)]

$$m = \frac{k U_{mc}}{U_0} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}},$$

где  $U_{\max}$  и  $U_{\min}$  — наибольшая и наименьшая амплитуды модулированных колебаний. В соответствии с этим коэффициент модуляции часто называют *глубиной модуляции*.

Ясно, что при радиопередаче должно выполняться условие

$$m \leq 1,$$

так как в противном случае форма модулированных колебаний не будет соответствовать закону изменения управляющего сигнала. Так, из рис. 2.4 а, б, где приведены осциллограммы амплитудно-модулированных колебаний при двух разных коэффициентах модуляции, видно, что при  $m > 1$  (рис. 2.4б) колебания несущей частоты в определенные моменты времени вообще прекращаются.

Амплитудно-модулированные колебания можно трактовать и с иной точки зрения: выражение (2.6), представленное в виде

$$u_{AM} = U_0 \cos \omega t + \frac{U_0 m}{2} \cos(\omega - \Omega)t + \frac{U_0 m}{2} \cos(\omega + \Omega)t, \quad (2.7)$$

явно определяет спектральный состав АМ колебания.

При такой форме записи амплитудно-модулированное колебание можно рассматривать как совокупность трех колебаний с частотами  $\omega$ ,  $\omega - \Omega$  и  $\omega + \Omega$ ; каждое из них имеет неизменную во времени амплитуду (рис. 2.5). Информация об управляющем сигнале заключена, как это видно из (2.7), в спектральном смещении боковых частот относительно несущей и в соотношении между амплитудами колебаний боковых частот и несущей частоты. Следует подчеркнуть, что амплитуды боковых частот равны между собой и зависят от амплитуды модулирующего сигнала, но совершенно не

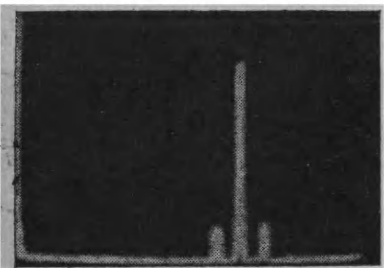


Рис. 2.5.

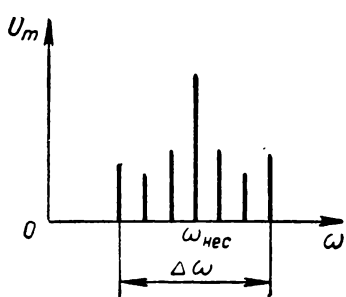


Рис. 2.6.

зависят от его частоты, в то время как смещение боковых частот относительно несущей зависит только от частоты управляющего сигнала (равно ей), но не от амплитуды сигнала. Такое представление амплитудно-модулированного сигнала основано на рассмотрении его спектра.

Заметим, что временное и спектральное представления амплитудно-модулированного колебания не противоречат одно другому, а дополняют друг друга.

Действительно, рассмотрение амплитудно-модулированного сигнала в функции времени основано на использовании уравнения (2.6); представление же о его спектральном составе следует из (2.7).

Эти уравнения — разные формы выражения одного и того же колебательного процесса — физически тождественны; они с разных сторон характеризуют одно и то же сложное явление. Та или иная форма представления оказывается более или менее удобной при решении практических задач. Например, при изучении амплитудно-модулированных сигналов с помощью осциллографа — прибора, реагирующего на амплитуду колебаний независимо от их частоты (в нем колебательный процесс анализируется в функции времени), предпочтительно представление (2.6). При изучении частотного состава того же процесса с помощью анализатора спектра более удобно пользоваться спектральным представлением (2.7).

Уравнение (2.7) представляет сумму трех некогерентных колебаний. Поэтому средняя мощность сигнала равна сумме средних мощностей его составляющих:

$$P = P_{\omega} + P_{\omega - \Omega} + P_{\omega + \Omega} \sim U_0^2 + 2 \frac{U_0^2 m^2}{4}. \quad (2.8)$$

Так как  $m < 1$ , то мощность каждой из боковых частот не превышает 25% мощности несущей частоты. При качественном радиовещании  $m < 0,3$  (см. § 9.3), поэтому мощность боковой частоты не превышает 10% мощности несущей частоты.

Между тем несущая частота, как видно из уравнения (2.7), полезной информации не несет, следовательно, излучение ее энергетически невыгодно.

В связи с этим в технических системах связи для экономии мощности подавляют излучение несущей или одной боковой частоты или то и другое вместе. Приемник при этом усложняется (в нем появляется местный генератор несущей частоты), но требуемая мощность передатчика значительно снижается.

Однако в радиовещании массового обслуживания этого сделать нельзя, так как в этой системе связи могут использоваться любые приемники, в том числе очень простые, например самодельные детекторные.

Если управляющий сигнал сложен, то его можно представить в виде суммы гармонических составляющих:

$$u_c = \sum_i U_{mi} \cos(\Omega_i t + \psi_i).$$

Тогда вместо (2.6) получим:

$$u_{AM} = U_0 [1 + \sum_i m_i \cos(\Omega_i t + \psi_i)] \cos \omega t,$$

а вместо (2.7) соответственно найдем:

$$u_{AM} = U_0 \cos \omega t + \frac{U_0}{2} \left\{ \sum_i m_i \cos [(\omega - \Omega_i) t + \psi_i] + \sum_i m_i \cos [(\omega + \Omega_i) t + \psi_i] \right\}. \quad (2.9)$$

На рисунке 2.6 приведена спектрограмма подобного сигнала. Как видно из рисунка, а также из уравнения (2.9), сигнал состоит из колебания несущей частоты (на нем управляющий сигнал никак не отразился) и двух «боковых полос», содержащих наборы боковых частот. Общая ширина полосы частот сложного сигнала

$$\Delta\omega = 2\Omega_{i, \text{ макс}} \quad (2.10)$$

определяется удвоенной максимальной частотой управляющего сигнала.

Энергетические соображения, рассмотренные при изучении простого случая модуляции, полностью сохраняются и в данном случае.

Так как спектр модулированного колебания занимает на шкале частот определенную полосу, то несущие частоты радиостанций необходимо выбирать таким образом, чтобы при модуляции их спектры не перекрывались. Это означает, что существует минимальное спектральное расстояние, ближе которого частоты радиостанций располагаться не должны.

Технические способы осуществления модуляции рассматриваются в главе 9.

### § 2.3. Частотная и фазовая модуляция

Для того чтобы аналитически описать частотную и фазовую модуляцию, следует вспомнить понятия частоты и фазы колебаний, введенные в физике.

Для представления колеблющейся величины в физике часто рассматривают движение проекции конца вращающегося вектора. Обозначим полный угол поворота (относительно оси абсцисс) век-

тора, имеющего длину  $U_0$ , через  $\varphi(t)$ , тогда величина проекции вектора на эту ось будет равна

$$u = U_0 \cos \varphi(t). \quad (2.11)$$

Если вектор вращается равномерно, то угловая скорость

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 = \text{const}$$

и

$$\varphi = \omega_0 t + \psi_0. \quad (2.12)$$

При этом  $\varphi$  называют полным фазовым углом,  $\omega$  — угловой частотой,  $\psi_0$  — начальным фазовым углом или начальной фазой.

В случае вращения с переменной скоростью  $\omega(t)$

$$\varphi = \int \omega dt + \psi_0.$$

Если полный фазовый угол зависит от времени более сложно:

$$\varphi = \omega_0 t + \psi(t), \quad (2.13)$$

то угловой частотой называют величину

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \frac{d\psi}{dt}. \quad (2.14)$$

При частотной модуляции (ЧМ) осуществляют управление несущей частотой колебания, а при фазовой (ФМ) — начальной фазой.

Рассмотрим простейшие случаи модуляции частоты или фазы при ЧМ и ФМ соответственно (при гармоническом законе управляющего сигнала). Рассмотрение для сравнения будем вести параллельно.

При частотной модуляции частота изменяется пропорционально управляющему сигналу (2.4):

$$\omega = \omega_0 + KU_{mc} \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t. \quad (2.15)$$

Величина

$$\Delta\omega = KU_{mc},$$

представляющая наибольшее изменение частоты, называется *девиацией частоты*.

Подставляя (2.15) в (2.13), находим:

$$\varphi = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \psi_0 = \omega_0 t + m_\omega \sin \Omega t + \psi_0, \quad (2.16)$$

где  $m_\omega = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$

называют *индексом частотной модуляции*.

При фазовой модуляции фазовый угол изменяется пропорционально управляющему сигналу (2.4):

$$\psi(t) = \psi_0 + KU_{mc} \cos \Omega t = \psi_0 + m_\psi \cos \Omega t. \quad (2.17)$$

Величина

$$m_\psi = KU_{mc}$$

называется *индексом фазовой модуляции*.

Подставляя (2.17) в (2.13), получим:

$$\varphi = \omega_0 t + m_\psi \cos \Omega t + \psi_0, \quad (2.18)$$

а мгновенное значение частоты

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 - m_\psi \sin \Omega t = \omega_0 - \Delta\omega \sin \Omega t.$$

Сравнивая выражения для полного фазового угла в случае ЧМ и ФМ (2.16) и (2.18), видим, что по форме они совпадают друг с другом. Различие имеется только в зависимости индексов модуляции от амплитуды и частоты управляющего сигнала. При частотной модуляции индекс  $m_\omega$  зависит как от амплитуды, так и от частоты управляющего сигнала; при фазовой модуляции индекс  $m_\varphi$  зависит только от его амплитуды. Однако в том и другом случае мы имеем дело с колебаниями, полный фазовый угол которых не является линейной функцией времени, а частота — постоянной величиной (рис. 2.7). Модулированное колебание при этом является негармонической функцией времени:

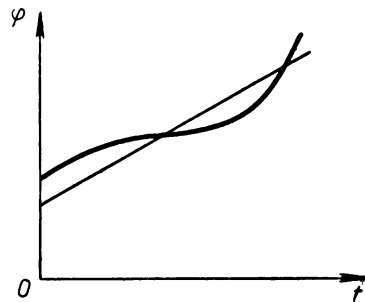
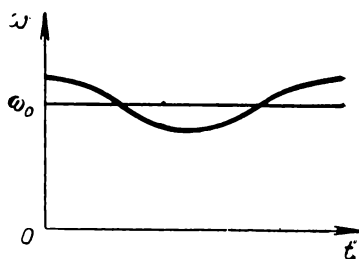


Рис. 2.7.

$$u_{\text{ЧМ}} = U_0 \cos(\omega_0 t + m_\omega \sin \Omega t + \psi_0), \quad (2.19)$$

$$u_{\text{ФМ}} = U_0 \cos(\omega_0 t + m_\varphi \cos \Omega t + \psi_0). \quad (2.20)$$

Как показывает подробный анализ, спектр колебаний содержит бесконечно большое число гармонических составляющих<sup>1</sup>, частоты которых являются комбинационными частотами вида

$$\omega_k = \omega_0 + K\Omega, \quad \text{где } K = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \quad (2.21)$$

а амплитуды определяются значениями функций Бесселя: для ЧМ:

$$U_{m\omega_0} = U_0 I_0(m_\omega), \quad U_{mK \text{ бок}} = U_0 I_K(m_\omega), \quad K > 0$$

$$U_{mK \text{ бок}} = (-1)^K U_0 I_K(m_\omega), \quad K < 0$$

для ФМ:

$$U_{m\omega_0} = U_0 I_0(m_\varphi), \quad U_{mK \text{ бок}} = U_0 I_K(m_\varphi), \quad K > 0$$

$$U_{mK \text{ бок}} = (-1)^K U_0 I_K(m_\varphi), \quad K < 0$$

<sup>1</sup> См.: А. А. Харкевич. Основы радиотехники. М., Связьиздат, 1962.



Таким образом, в отличие от АМ при ЧМ или ФМ даже в простейшем случае модуляция одним гармоническим тоном образует много боковых частот.

При  $m_{\omega, \Omega} \ll 1$  основная энергия сосредотачивается на первых комбинационных частотах

$$\omega_{\pm 1} = \omega_0 \pm \Omega. \quad (2.22)$$

Только у этих боковых частот амплитуда сравнима с амплитудой несущей частоты, т. е. спектр амплитуд подобен спектру при АМ; однако спектр фаз боковых частот при ЧМ и ФМ иной, чем при АМ. При  $m_{\omega, \Omega} \approx 1$  заметную энергию несут многие боковые частоты

$$\omega_0 \pm K\Omega.$$

Следовательно, существенная доля энергии сосредоточена в спектре частот, ширина которого значительно превышает значение  $2\Omega$ , что было характерно для АМ (или ЧМ или ФМ при  $m_{\omega, \Omega} \ll 1$ ). С другой стороны, при  $m_{\omega, \Omega} \gg 1$  амплитуда колебаний боковых частот может быть не только сравнима, но и больше амплитуды несущей частоты, что не имело места при АМ.

На рис. 2.8а, б, в, г, д, е в качестве примера приведен вид осциллограмм и спектрограмм управляющего (а, б), несущего (в, г) и частотно-модулированного колебаний (д, е) при  $m_{\omega} > 1$ . На осциллограмме ЧМ видна зависимость частоты колебаний от времени, отражающая закон изменения управляющего сигнала. Для спектрограммы ЧМ характерен широкий спектр модулированных колебаний, состоящий из спектральных составляющих, отстоящих друг от друга на  $\Omega$ .

В частотно-модулированном колебании информация о модулирующем сигнале содержится в сдвиге соседних спектральных компонентов ЧМ колебаний друг от друга на величину  $\Omega$  и в соотношении между интенсивностью боковых спектральных составляющих и несущей частоты (или, что то же, в форме и степени изменения несущей частоты во времени).

Рис. 2.9 а, б, в иллюстрируют трансформацию спектра ЧМ колебаний при изменении индекса  $m_{\omega}$ . Видно, что с увеличением  $m_{\omega}$  ширина спектра ЧМ сигнала расширяется. В то же время при каждом значении  $m_{\omega}$  участок спектра, занятый достаточно интенсивными спектральными компонентами, ограничен. Практически считают, что спектр ЧМ колебаний может быть достаточно точно воспроизведен несущей частотой и  $2K$  боковыми частотами, занимающими область спектра

$$2K\Omega = 2m_{\omega}\Omega = 2\Delta\omega,$$

где число  $K$  взято равным индексу ЧМ, округленному до целого числа.

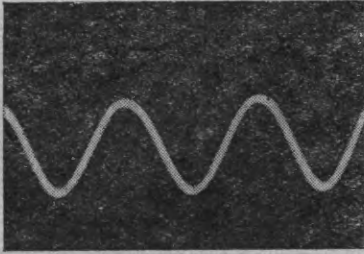


Рис. 2.8а.

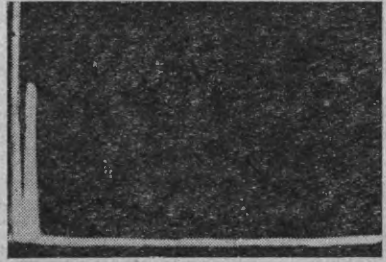


Рис. 2.8б.

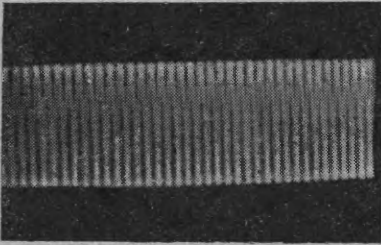


Рис. 2.8в.

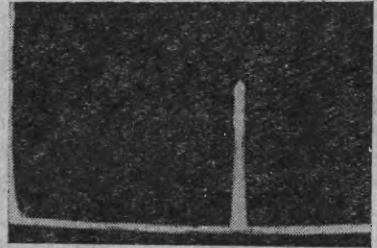


Рис. 2.8г.

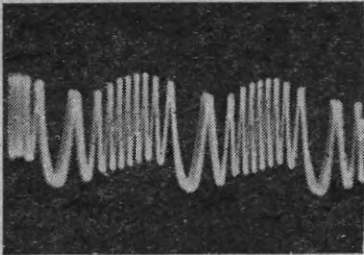


Рис. 2.8д.

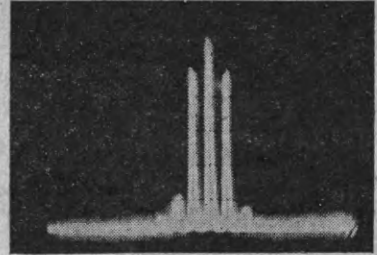


Рис. 2.8е.

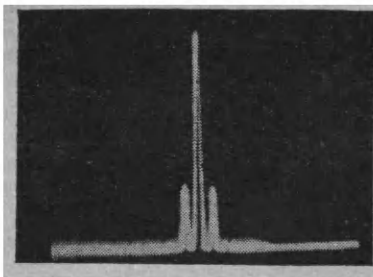


Рис. 2.9а.

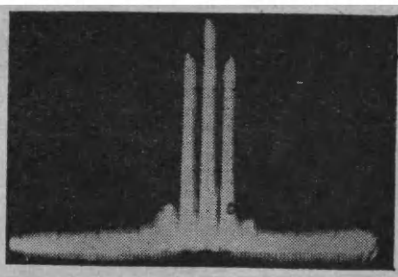


Рис. 2.9б.

До сих пор мы рассматривали ЧМ и ФМ для гармонического управляющего сигнала.

При сложном модулирующем сигнале спектр модулированных колебаний обогащается: каждой из спектральных составляющих управляющего сигнала соответствует своя серия спектральных компонентов модулированных колебаний. Спектр в целом в этом случае может считаться ограниченным шириной спектрального интервала, занятого компонентами, соответствующими  $\Omega_{\text{макс}}$ , так как остальные спектральные составляющие располагаются на том же участке спектра.

Из изложенного следует, что при  $m_{\omega, \varphi} \gg 1$  для передачи управляющих сигналов с максимальной частотой  $\Omega_{\text{макс}}$  требуется полоса частот много большая, чем  $2\Omega_{\text{макс}}$ . Это ограничивает возможность применения ЧМ и ФМ областью достаточно высоких несущих частот.

Основным преимуществом ФМ и ЧМ является то, что при их использовании ослабляется влияние слабых и средних помех на работу канала радиосвязи<sup>1</sup>.

#### § 2. 4. Применение модулированных колебаний для радиосвязи

Выше было выяснено, что для передачи сообщений с помощью модулированных колебаний требуется выделить вокруг несущей частоты канал связи, т. е. полосу частот шириной  $2\Omega_{\text{макс}}$  (при АМ) и  $2m_{\omega} \Omega_{\text{макс}}$  (при ЧМ).

При ручной телеграфии  $F_{\text{макс}} \cong 500$  гц (при быстродействующей автоматической телеграфии частота  $F_{\text{макс}}$  значительно повышается); при радиовещании —  $F_{\text{макс}} \cong 10$  кгц, при телевидении —  $F_{\text{макс}} \cong 6$  Мгц.

<sup>1</sup> Подробности см. в книге: А. А. Х а р к е в и ч. Основы радиотехники. М., Связьиздат 1962

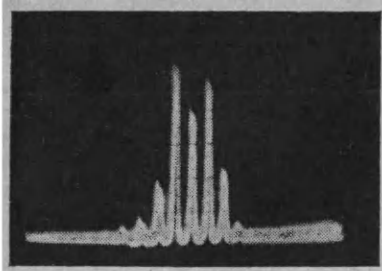


Рис. 2.9в.

Мы уже отмечали, что частота несущей  $f_{\text{нес}}$  должна превышать ширину канала связи не менее чем в 10 раз (лучше — в большее число раз).

Из ряда причин, обусловивших это требование, укажем на следующие.

Для получения в радиосхемах достаточно интенсивных колебаний выгодно иметь контуры с большой добротностью  $Q$  (§ 3.2). Но величина добротности определяется отношением резонансной частоты контура  $\omega_0$  к его «полосе пропускания»  $2\Delta\omega$ , т. е. к тому интервалу частот, который проходит через контур (частоты, лежащие за пределами этой полосы, практически не пропускаются контуром). Но очевидно, эта полоса не должна быть меньше ширины канала связи, и собственная частота контура должна равняться несущей частоте. Поэтому выгодно иметь  $\omega_0 \gg \Delta\omega$ .

Далее, в приемных радиосхемах приходится разделять несущую и модулирующую частоту; это осуществляется тем легче, чем сильнее различаются частоты.

Наконец, ширина канала радиосвязи определяет число радиостанций, которые могут работать в данном интервале частот, не мешая друг другу.

Очевидно, что, например, при  $f_{\text{нес}} = 100$  кГц можно осуществить радиовещание амплитудно-модулированными сигналами. Но в интервале частот 100—500 кГц можно разместить не более чем

$$n = \frac{500 - 100}{20} = 20 \text{ радиостанций,}$$

не мешающих друг другу.

При переходе к более высоким частотам число допустимых каналов связи резко растет.

Так, в интервале частот 10—100 МГц можно разместить

$$n_1 = \frac{(100 - 10) \cdot 10^3}{20} = 4500$$

радиовещательных станций или

$$n_2 = \frac{100 - 10}{12} \approx 7$$

телевизионных (амплитудно-модулированных) передатчиков.

Отсюда, в частности, следует, что телевидение невозможно на низких несущих частотах. По этой же причине телевидение всегда передается амплитудно-модулированными сигналами (звуковое сопровождение телевидения, имеющее гораздо более узкий спектр, можно передавать и более помехоустойчивыми ЧМ или ФМ сигналами).

Так как в данной полосе частот могут быть размещены несущие частоты конечного числа станций, не мешающих друг другу, существуют международные соглашения и всесоюзное законодательство, определяющие распределение несущих частот между разными видами систем связи и вещания, и для любой радиопередачи требуется специальное разрешение службы радиочастот и радиопомех. В связи с этим даже в диапазонах частот, отведенных для радиолобительских связей, требуется специальное разрешение для любой радиостанции, построенной любителем, и запрещается эксплуатировать мощные генераторы даже в лабораторных условиях без соответствующей экранировки, устраняющей помехи от этого генератора.

## **§ 2.5. Спектр несущих частот. Особенности распространения радиоволн разных частот**

В настоящее время наблюдается бурный рост числа и видов систем радиосвязи, радиолокации и других систем, использующих прием и передачу электромагнитных волн. Это приводит к так называемой «тесноте в эфире», т. е. к противоречию между числом требуемых каналов связи и конечностью ширины используемого спектра радиочастот. В связи с этим мы являемся свидетелями быстрого освоения радиотехникой все новых диапазонов несущих частот.

Существуют определенные названия для различных диапазонов несущих частот. В таблице 1 приведено распределение радиочастот по диапазонам и указаны области технического применения соответствующих диапазонов.

Степень практического освоения различных диапазонов волн в различных областях радиотехники неодинакова.

Если длинные, средние, короткие волны и УКВ достаточно хорошо освоены в технике радиосвязи и телевидения, то дециметровые и сантиметровые волны в основном освоены техникой радиолокации и техникой радиорелейной связи (служебной связи по избранным направлениям). Только в последние годы телевидение начало осваивать дециметровые волны.

Диапазон миллиметровых волн в настоящее время интенсивно осваивается техникой радиолокации, радиорелейной связи и дальней связи по волноводам (см. гл. 4).

Название диапазона	Частоты	Длины волн	Применение
Сверхдлинные волны	3 — 30 кГц	100 — 10 км	Служебная связь. Связь с подводными лодками.
Длинные волны	30 — 300 кГц	10 км — 1 км	Радиовещание 1500 — 1600 м.
Средние волны	300 кГц — 3 МГц	1 км — 100 м	Радиовещание 60 — 200 м.
Короткие волны	3 МГц — 30 МГц	100 — 10 м	Радиовещание 75 — 16 м.
Метровые волны или УКВ (ультракороткие)	30 МГц — 300 МГц	10 м — 1 м	УКВ вещание. Телевидение. Радиолокация.
Дециметровые волны	300 МГц — 3 ГГц	1 м — 10 см	Радиорелейная связь.
Сантиметровые волны	3 ГГц — 30 ГГц	10 см — 1 см	СВЧ-техника.
Миллиметровые волны	30 ГГц — 300 ГГц	1 см — 1 мм	
Субмиллиметровые волны	300 ГГц — 3 ТГц	1 мм — 0,1 мм	Космическая связь.
Длинные инфракрасные волны	3 ТГц — 30 ТГц	0,1 мм — 10 мкм	
Короткие инфракрасные волны	30 ТГц — 300 ТГц	10 мкм — 1 мкм	
Ближние инфракрасные, видимый свет, мягкий ультрафиолет	300 ТГц — 3000 ТГц	1 мкм — 100 Å	

На повестку дня после изобретения лазеров встал вопрос об освоении радиотехникой — радиолокацией и техникой связи — диапазона субмиллиметровых, инфракрасных и световых волн.

Решение этого вопроса позволит радиотехнике увеличить число используемых каналов связи на несколько порядков. Отмеченные направления использования различных диапазонов волн должны учитывать специфику распространения волн разных диапазонов и возможные помехи в различных диапазонах.

Различие условий распространения радиоволн обусловлено прежде всего тем, что при разных частотах меняется соотношение между током смещения и током проводимости среды.

Так, отношение плотности тока проводимости к плотности тока смещения для воды меняется от 1600 (для длины волны 2000 м) до 0,16 (при длине волны 20 см). Поэтому в первом случае поверхность океана может быть уподоблена хорошему проводнику, а во втором — диэлектрику. Верхние слои атмосферы (ионосфера) содержат большое число заряженных частиц; под действием переменного электромагнитного поля проходящей волны заряды (в частности, свободные электроны) приходят в вынужденные колебания и становятся источниками вторичных волн; благодаря этому изменяется фазовая скорость распространения волн и нарушается прямолинейность их распространения. Соударения колеблющихся заряженных частиц с нейтральными частицами приводят к поглощению энергии волны.

Расчет показывает, что показатель преломления среды, содержащей заряженные частицы, при концентрации  $N$  част/см<sup>3</sup>, равен

$$n = \sqrt{\epsilon} = \sqrt{1 - \frac{Ne^2}{m(\omega^2 + \alpha^2)\epsilon_0}},$$

где  $\omega$  — частота распространяющейся волны,  $\alpha$  — коэффициент, учитывающий ежесекундное число соударений заряженной частицы с нейтральными,  $m$  и  $e$  — соответственно масса и заряд частицы.

Так как влияние заряженных частиц зависит от отношения  $\frac{e}{m}$ , то главную роль при оценке  $n$  играют свободные электроны.

Коэффициент поглощения волны

$$k \sim \frac{\alpha N}{\omega^2}.$$

Ионизация в атмосфере (особенно важны два слоя на высоте 100—120 км и 250—400 км) нарастает с высотой постепенно. Поэтому и показатель преломления уменьшается постепенно. При обращении его в нуль дальнейшее распространение волны прекращается — она отражается или скользит вдоль заряженного слоя.

Практически оказывается, что длинные волны ( $> 1$  км) распространяются между сферическими слоями (поверхность океана или земли, нижний слой ионосферы), хорошо отражающими их. Но пронизать ионосферу они не могут, а потому их нельзя применять для космической связи. Поглощение этих волн невелико (мало  $N$ ); их нельзя излучать направленным пучком; они хороши для устойчивой всенаправленной дальней связи, так как колебания концентрации частиц в ионосфере мало влияют на распространение длинных волн. Сверхдлинные волны (и только они одни!) мало поглощаются в морской воде и могут служить для подводной связи.

Короткие волны (10—50 м) сильно поглощаются землей и могут отражаться от более глубоких слоев ионосферы, где концентрация достаточно велика; наиболее короткие волны могут прони-

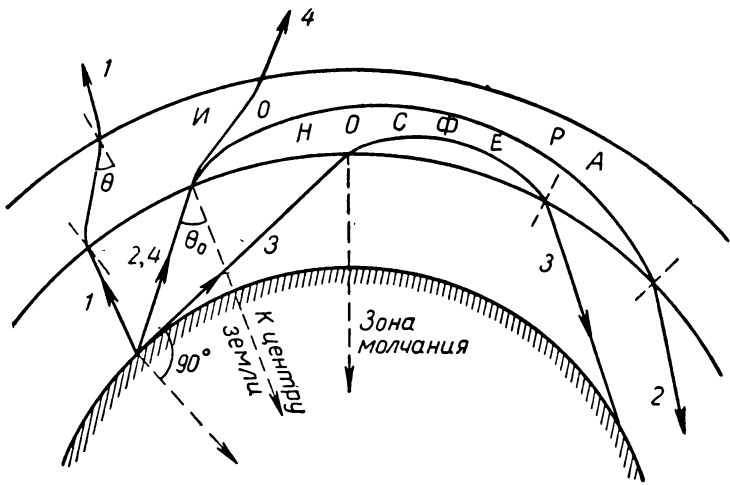


Рис. 2.10.

звать ионосферу; поглощение их в ионосфере незначительно (вследствие большой частоты). Наконец, они могут излучаться направленным пучком. Траектория пучка при разных углах падения существенно различна, что иллюстрируется рис. 2.10.

Траектории 1, 2, 3 (см. рис. 2.10) отвечают одинаковой частоте, но разным направлениям излучения; траектории 2, 4 отвечают одному направлению излучения, но разным частотам ( $\omega_4 > \omega_2$ ).

Траектории типа 3, где в поглощающей ионосфере путь сравнительно мал, наиболее выгодны для дальней направленной связи.

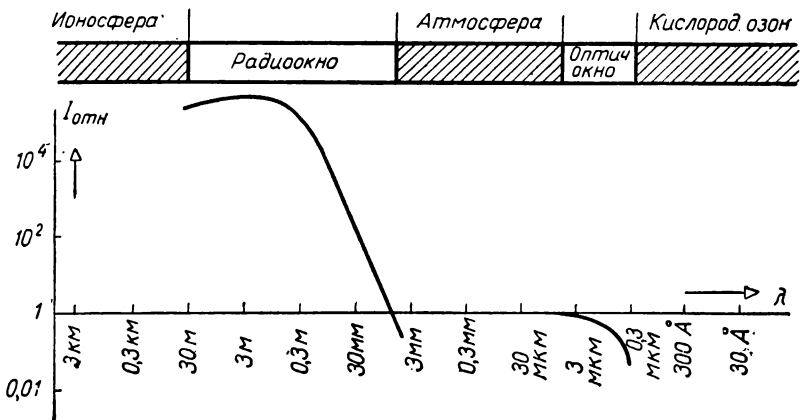


Рис. 2.11.



Так как условия отражения, зависящие от концентрации зарядов в ионосфере, меняются в течение суток, то на длинных линиях коротковолновой связи приходится изменять длину волны — днем требуются более высокие частоты.

Возможность интерференции волн, приходящих в точку приема разными путями, приводит к некоторой неустойчивости этого типа связи.

Еще более короткие волны ионосферой отражаются плохо; они могут быть использованы только в пределах прямой видимости. Но следует иметь в виду, что эти волны заметно поглощаются сильно ионизированными слоями ионосферы. Поэтому для космической связи пригодны только довольно узкие диапазоны, захватывающие «радиоокно» (30 м—30 мм) и «оптическое окно» (2 мкм и 0,4 мкм). На рис. 2.11 показаны эти «окна» и построена кривая относительной интенсивности солнечного излучения, достигающего земной поверхности (по сравнению с теоретически вычисленной интенсивностью излучения абсолютно черного тела при температуре 6000°). Существование относительных интенсивностей, превышающих единицу, свидетельствует о нетепловом характере излучения Солнца и его короны.

Конечно, длины волн, попадающие в область «окон», могут быть использованы не только для связи со спутниками, но и для передачи волн на Землю путем ретрансляции их устройствами, расположенными на спутниках, либо путем отражения их от небесных тел — именно таким образом была осуществлена радиолокация Луны, Меркурия, Венеры и Марса.

Помехи радиосвязи вызываются рядом причин, в частности:

- а) промышленными и транспортными аппаратами;
- б) источниками хаотического космического излучения;
- в) тепловым излучением атмосферы в тех областях спектра, где наблюдается поглощение ею электромагнитных волн;
- г) изменением свойств атмосферы за счет потока космических частиц, меняющих степень ионизации верхних слоев атмосферы.

Промышленные помехи наиболее сильно сказываются в более длинноволновых диапазонах (вплоть до коротких волн). Их влияние ослабляется в области дециметровых волн, что является одной из причин постепенного освоения этого диапазона телевидением. Интенсивность космического радиоизлучения также постепенно убывает с укорочением длины волны и становится весьма малой для волн короче 30 см.

В заключение рассмотрим, пользуясь спектральными представлениями, блок-схему канала радиовещательной связи (рис. 2.12).

Под воздействием звукового давления микрофон создает управляющий сигнал — электрические колебания звуковой частоты. Этот сигнал подается на модулятор вместе с колебаниями несущей частоты  $\omega$ , создаваемыми специальным генератором незатухающих колебаний. На выходе модулятора появляется АМ сигнал, спектр

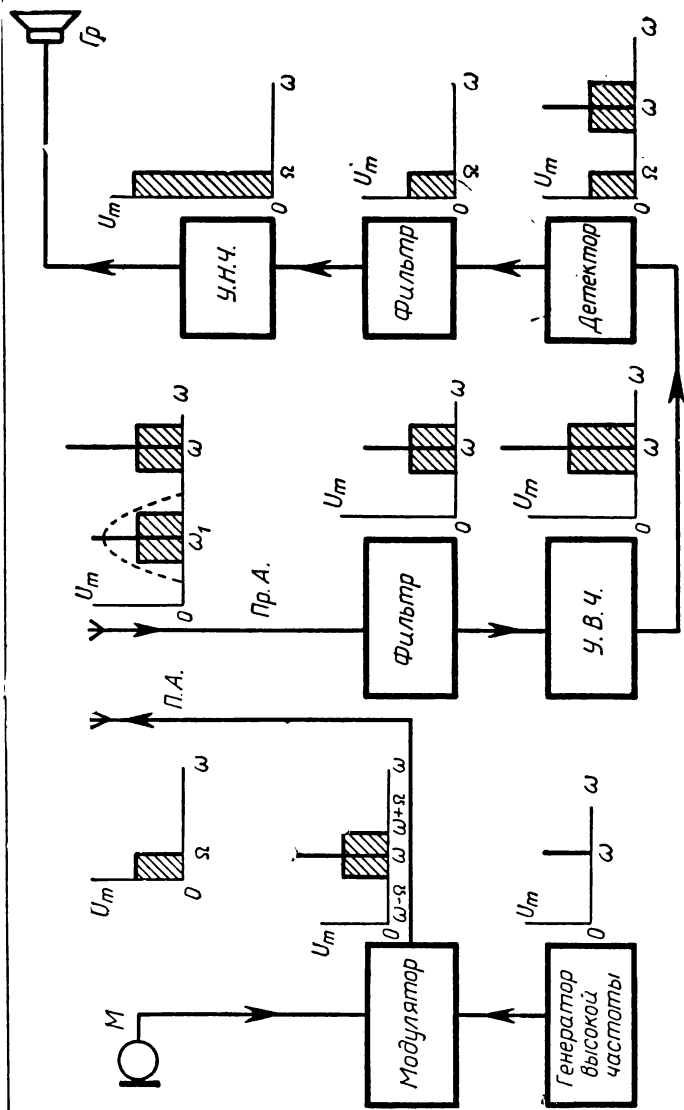


Рис. 2.12.

которого расположен вокруг несущей частоты; он занимает удвоенную полосу (по сравнению с полосой управляющего сигнала); передающая антенна (ПА) создает излучение в окружающее пространство. Из приемной антенны (ПРА) на вход приемной системы поступают колебания несущей частоты и ее боковых полос, а также колебания других станций с иными несущими частотами. Чтобы выделить нужную станцию, ставится фильтр, осуществляющий селекцию каналов (выбор канала). Так как колебания при передаче ослабляются, то сигнал после фильтрации усиливается в УВЧ — усилителе высокой частоты. Усиленный сигнал подается на детектор, который искажает спектр и воссоздает низкие частоты управляющего сигнала. Второй фильтр отделяет полосу в диапазоне от 0 до  $\Omega$ , после чего сигнал низкой частоты усиливается в УНЧ (усилителе низкой частоты) и подается на громкоговоритель.

Устройства, образующие канал, можно разделить на два класса: первый класс — это устройства, где никаких новых спектральных компонентов не появляется, но у компонентов выходного сигнала лишь изменяется соотношение амплитуд (линейные устройства). Второй класс — устройства, порождающие новые спектральные компоненты, обогащающие спектр сигнала (нелинейные устройства).

ЛИНЕЙНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ  
С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

## § 3.1. Введение

В радиотехнике весьма существенную роль играют линейные цепи, описываемые линейными дифференциальными уравнениями (содержащими только первые степени искомых функций и их производных) с постоянными коэффициентами.

Если токи и напряжения в различных точках цепи зависят только от времени, то в уравнениях, описывающих эти цепи, появляются обыкновенные производные по времени. Такие цепи называют квазистационарными или цепями с сосредоточенными параметрами; они содержат сопротивления  $R$ , индуктивности  $L$  и емкости  $C$ .

Если же эти параметры более или менее равномерно распределены вдоль цепи<sup>1</sup> (например, двухпроводной линии) и время прохождения сигнала по цепи сравнимо с его периодом, то токи и напряжения зависят не только от времени, но и от координат, а в уравнениях, описывающих эти цепи, появляются частные производные искомых функций по времени и координатам.

В линейных системах действует принцип суперпозиции, или наложения, известный в механике как принцип независимости движений. Если система описывается линейными дифференциальными уравнениями, то любое ее решение может быть получено как линейная комбинация частных решений. Вследствие этого отклик системы на внешнее воздействие, являющееся суммой нескольких воздействий, является суммой откликов на каждое из слагаемых воздействий. Примером линейной системы может служить электрическая цепь, подчиняющаяся закону Ома: в ней ток, возбуждаемый суммой э.д.с., равен сумме токов, возбуждаемых каждой из приложенных э.д.с.

В случае, если система нелинейна, т. е. описывается нелинейными дифференциальными уравнениями, для нее принцип суперпозиции несправедлив.

В природе нет жестких границ. Одна и та же физическая система в одних условиях проявляет себя как линейная сис-

---

<sup>1</sup> Такие цепи называются волновыми или цепями с распределенными постоянными.

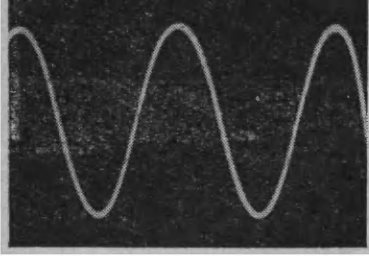


Рис. 3.1а.

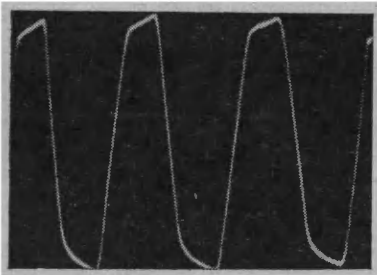


Рис. 3.1б.

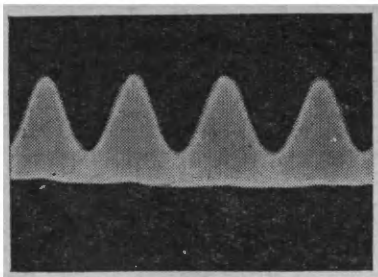


Рис. 3.1в.

тема, а в других — как нелинейная.

Так, электрические проводники перестают подчиняться закону Ома при больших токах, так как при этом происходит их нагревание и сопротивление проводников изменяется. То же происходит при воздействии напряжений разной амплитуды на лампы и полупроводниковые приборы. На рис. 3.1а,б, в приведены осциллограммы откликов в случае линейного и нелинейного поведения электронной лампы.

Если входное воздействие — гармоническое напряжение частоты  $\omega$ , то отклик линейной системы тоже гармонический (рис. 3.1а). Если на линейную систему действует внешнее напряжение — сумма двух синусоид, то ее отклик также будет состоять из суммы двух синусоид тех же частот. В случае нелинейной системы отклик на синусоидальное воздействие является несинусоидальным (рис. 3.1б). При воздействии двух синусоид на выходе нелинейной системы появляются дополнительные гармонические компоненты, которых не было в спектре откликов на каждую из входных синусоид и форма сигнала искажается (например, рис. 3.1 в). Следовательно, отклик нелинейной системы не равен сумме откликов на составляющие входного воздействия.

В настоящей главе мы рассмотрим методы анализа, свойства и принципы применения линейных электрических систем в радиотехнике.

### § 3.2. Анализ линейных систем: метод тригонометрических функций. Собственные колебания

Существует несколько методов анализа линейных систем, основанных на свойствах линейных дифференциальных уравнений, описывающих эти системы, и на известных из математики связях между тригонометрическими и показательными функциями.

Простейшей линейной системой является колебательный контур (рис. 3.2), содержащий емкость  $C$ , индуктивность  $L$  и сопротивление  $R$  (последнее может быть просто сопротивлением проводов катушки), соединенные последовательно. Допустим, что в момент  $t = 0$  на конденсаторе имеется заряд

$$q_0 = CU_0,$$

и в этот момент ключ замыкается (ток  $i = 0$ ).

Найдем закон изменения во времени заряда на конденсаторе.

Применяя закон Кирхгофа, находим:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = 0; \quad (3.1)$$

так как  $i = -\frac{dq}{dt}$ , то, вводя обозначения

$$\frac{R}{L} = 2\alpha, \quad \frac{1}{LC} = \omega_0^2,$$

получим:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0. \quad (3.2)$$

Аналогичные уравнения получаются, как легко убедиться, для напряжений на отдельных участках контура и для тока в нем.

Если  $\omega_0^2 > \alpha^2$  (а именно этот случай наиболее интересен для радиотехники), то, как известно, решение уравнения (3.2) представляет затухающие колебания

$$q = q_m \exp(-\alpha t) \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (3.3)$$

где  $\alpha$  — коэффициент затухания, определенный выше, а

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (3.4)$$

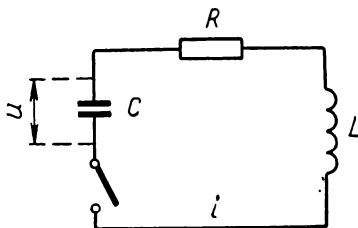


Рис. 3.2.

есть частота свободных колебаний контура; она несколько меньше частоты собственных колебаний  $\omega_0$ , присущих идеализированному контуру с нулевым сопротивлением:

$$\omega_1 < \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3.5)$$

Используя определенные выше значения заряда и тока в момент  $t = 0$ , находим:

$$q_0 = q_m \cos \varphi_1, \quad \operatorname{tg} \varphi_1 = -\frac{\alpha}{\omega_1}.$$

Так как во многих практических случаях

$$\omega_0^2 \gg \alpha^2,$$

то можно считать

$$\omega_1 = \omega_0, \quad \varphi_1 = 0,$$

и решение принимает вид:

$$q = q_0 \exp(-\alpha t) \cos \omega_0 t, \quad (3.6)$$

$$i = q_0 \omega_0 \exp(-\alpha t) \sin \omega_0 t = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \exp(-\alpha t) \sin \omega_0 t = \\ = I_0 \exp(-\alpha t) \sin \omega_0 t. \quad (3.7)$$

Величина

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (3.8)$$

играющая роль сопротивления и связывающая амплитуды тока и напряжения на конденсаторе, называется *волновым сопротивлением* контура.

Величина

$$\gamma = \alpha T_0, \quad (3.9)$$

где  $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$  — собственный период контура, называется *декрементом затухания*. Обратная величина

$$N = \frac{1}{\gamma}$$

определяет число периодов, за которое амплитуда убывает в  $e = 2,72$  раза.

Кроме этих характеристик, используют еще одно понятие— *добротность* контура:

$$Q = \pi N = \frac{\rho}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = 2\pi \frac{\text{энергия контура}}{\text{энергия, теряемая за период}}. \quad (3.10)$$

В радиотехнике применяются контуры со значительной добротностью: в радиовещании  $Q = 10-100$ , в области сверхвысоких частот  $Q = 10^2 - 10^5$ .

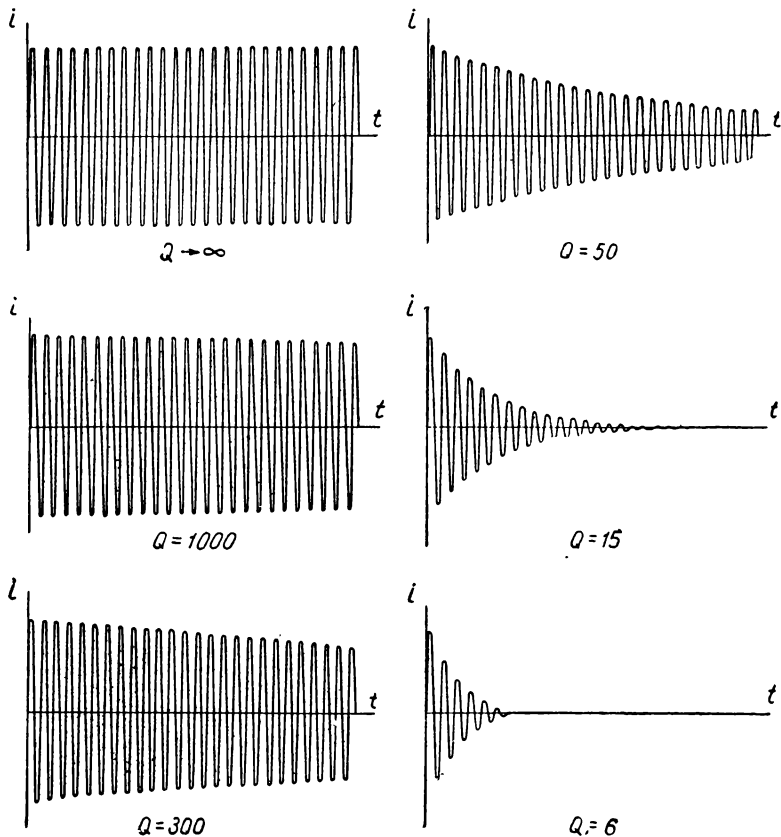


Рис. 3.3.

На рис. 3.3 показаны затухающие колебания одинакового периода при различных добротностях.

Напомним, что при  $\alpha \geq \omega_0$  процесс принимает аperiodический характер; этот случай в радиотехнике встречается редко.

### § 3.3. Анализ линейных систем: методы комплексных амплитуд и векторных диаграмм. Вынужденные колебания

Предположим теперь, что контур, рассмотренный в § 3.2, подключен к источнику внешней гармонической электродвижущей силы

$$e = E_m \cos(\omega t + \varphi).$$



Применяя закон Кирхгофа, получим вместо уравнения (3.1) следующее выражение:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = e. \quad (3.11)$$

Чтобы избежать утомительных вычислений с тригонометрическими функциями, будем рассматривать выражение для э.д.с. как действительную часть комплексного числа:

$$\dot{E} = E_m \exp(j\varphi) \exp(j\omega t) = \dot{E}_m \exp(j\omega t),$$

где

$$j = \sqrt{-1}.$$

Итак,

$$e = \operatorname{Re} \{ \dot{E}_m \exp(j\omega t) \}. \quad (3.12)$$

Комплексная величина

$$\dot{E}_m = E_m \exp(j\varphi),$$

характеризующая одновременно амплитуду и начальную фазу гармонического процесса, называется комплексной амплитудой.

Как будет видно из дальнейшего, расчеты при помощи комплексных амплитуд значительно проще расчетов при помощи тригонометрических функций.

Полное решение уравнения (3.11) есть сумма общего решения однородного уравнения и частного решения неоднородного. Но полное решение однородного уравнения (3.7) представляет затухающие колебания. Через достаточный промежуток времени колебания эти практически исчезнут. Поэтому мы будем интересоваться только частным решением неоднородного уравнения; будем искать его в виде

$$i = \dot{I}_m \exp(j\omega t), \quad (3.13)$$

так как из физических соображений следует ожидать, что частота этих вынужденных колебаний будет равна частоте вынуждающей силы (3.12).

Так как

$$\frac{d}{dt} \exp(j\omega t) = j\omega \exp(j\omega t), \quad \int \exp(j\omega t) dt = \frac{1}{j\omega} \exp(j\omega t),$$

то, подставляя (3.12) и (3.13) в (3.11), получим вместо дифференциального уравнения алгебраическое:

$$j\omega L \dot{I}_m \exp(j\omega t) + R \dot{I}_m \exp(j\omega t) + \frac{1}{j\omega C} \dot{I}_m \exp(j\omega t) = \dot{E}_m \exp(j\omega t),$$

или

$$\dot{I}_m \left( j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right) = \dot{E}_m. \quad (3.14)$$

Соотношение между комплексными амплитудами можно записать в форме закона Ома:  $\dot{E}_m = \dot{I}_m \dot{Z}$ , где

$$\dot{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.15)$$

называют полным сопротивлением цепи или *импедансом*.

Часто запись производят в виде

$$\dot{Z} = R + jX. \quad (3.16)$$

Здесь  $R$  — активное сопротивление; на нем происходит потеря энергии, так как ток и напряжение на сопротивлении  $R$  совпадают по фазе;  $X$  — реактивное сопротивление. Напряжение и ток на его элементах сдвинуты по фазе на  $\frac{\pi}{2}$ ; так как

$$j = \exp\left(j\frac{\pi}{2}\right); \quad \frac{1}{j} = -j = \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right),$$

поэтому поглощения энергии на реактивном сопротивлении не происходит.

Обычно пользуются обозначениями:

импеданс активного сопротивления	— $\dot{Z}_R = R$ ;
импеданс катушки	— $\dot{Z}_L = j\omega L$ ,
импеданс конденсатора	— $\dot{Z}_C = \frac{1}{j\omega C}$ .

Очень часто поведение сложных цепей, например волновых, описывают с помощью этих соотношений, т. е. вводят понятие эквивалентного сопротивления, эквивалентной емкости. Это связано с тем, что при использовании комплексного метода отношение комплексных амплитуд токов и напряжений также является комплексной величиной. Любую комплексную величину, имеющую размерность сопротивления, можно представить в виде суммы активного и реактивного сопротивлений. Таким образом, любое отношение  $\frac{\dot{U}}{\dot{I}}$  можно выразить через комплексное сопротивление.

Так как форма связи между комплексными амплитудами тока и напряжения такая же, как и в законе Ома для постоянного тока, то при расчете цепей можно пользоваться правилами Кирхгофа, если в этих правилах использовать не действительные числа, обозначающие величину сопротивлений, а соответствующие комплексные числа, обозначающие величины соответствующих комплексных сопротивлений. При этом для цепи переменного тока, так же как и для цепи постоянного тока, получаются линейные алгебраические уравнения. Отношение комплексных амплитуд дает не только

отношение действительных амплитуд, но и сдвиг фаз между соответствующими величинами, так как фаза входит в само комплексное число.

Действительно, считая аргументы комплексных чисел начальными фазами соответствующих колеблющихся величин, можно найти из уравнения (3.14):

$$I_m = I_m \exp(j\varphi_I) = \frac{E_m}{Z} = \frac{E_m \exp(j\varphi_E)}{Z \exp(j\varphi_Z)},$$

т. е.

$$I_m = \frac{E_m}{Z}, \quad \varphi_I = \varphi_E - \varphi_Z. \quad (3.17)$$

Таким образом, начальная фаза тока определяется разностью между начальной фазой э.д.с. и аргументом импеданса цепи. Этот аргумент также можно назвать для единства языка фазой сопротивления.

Значение модуля и аргумента импеданса можно найти из (3.15)

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad (3.18)$$

$$\varphi_Z = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (3.19)$$

Поэтому сдвиг фаз между э.д.с. и током

$$\Delta\varphi = \varphi_E - \varphi_I = \varphi_Z = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (3.20)$$

Существует тесная связь между методом комплексных амплитуд и методом векторных диаграмм, применяющимся в теории переменных токов. Действительно, векторные диаграммы представляют собой «мгновенный снимок» вращающихся векторов, проекции которых на некоторую ось представляют собой колеблющиеся величины. Принято считать, что этот «снимок» сделан в момент  $t = 0$ .

Если представить себе, что эти векторы расположены на комплексной плоскости, то они окажутся представлением комплексных чисел.

Действительно, угол, образованный каждым вектором с осью абсцисс, будет равен начальной фазе соответствующей колеблющейся величины, а длина вектора — ее амплитуде.

Например, если принять начальную фазу тока равной нулю, то вектор  $I_m$  будет направлен вдоль оси абсцисс. Тогда напряжения на  $L$ ,  $C$ ,  $R$  будут изображаться на комплексной плоскости

векторами длиной  $\omega L I_m$ ,  $\frac{1}{\omega C} I_m$ ,  $R I_m$ , направленными соответственно под углами  $+\frac{\pi}{2}$ ,  $-\frac{\pi}{2}$ ,  $0$  к оси (рис. 3.4, а).

Действительно, легко убедиться, что

$$\varphi_{U_{mL}} = \varphi_{I_m} + \frac{\pi}{2}, \quad \varphi_{U_{mC}} = \varphi_{I_m} - \frac{\pi}{2}.$$

Так как действующие значения токов и напряжений пропорциональны их амплитудным значениям:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}},$$

то векторные диаграммы характеризуют как амплитудные, так и действующие значения. Векторная диаграмма напряжений с точностью до масштабного множителя, равного  $I_m$ , совпадает с диаграммой сопротивлений  $Z$  (рис. 3.4, а, б).

Расчеты с помощью векторных диаграмм адекватны расчетам с помощью комплексных чисел, так как сложение векторов эквивалентно сложению их проекций, что собственно и выполняется при сложении комплексных чисел путем раздельного сложения действительной и мнимой частей слагаемых комплексных чисел. Итак, знание импеданса позволяет производить расчеты токов в цепях переменного тока точно так же, как знание омического сопротивления в цепях постоянного тока. При этом с помощью импеданса можно определить аналитически не только абсолютные значения токов, но и фазовые сдвиги.

Следует отметить, что с помощью величины омического сопротивления в цепи постоянного тока оценивается величина мощности активных потерь тока  $P_{\text{пот}}$ , т. е. мощность тока, превращающаяся в тепло (нагрев проводников) и работу электродвигателя. Это можно сделать, пользуясь законами Джоуля—Ленца и Ома. Для определения мощности в цепи переменного тока нельзя использовать

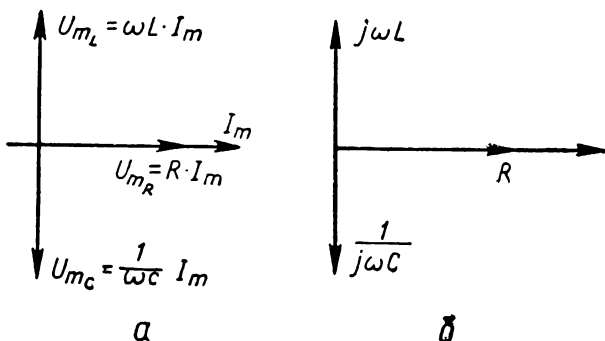


Рис. 3.4.

величину импеданса и комплексные амплитуды непосредственно, так как определение мощности—не линейная операция. Действительно, в цепи постоянного тока мощность определяется так:

$$P_{\text{пот}} = I_0 U_0,$$

а в цепи переменного тока средняя за период мощность равна:

$$P_{\text{пот}} = IU \cos \varphi, \quad (3.21)$$

где  $\varphi$  — сдвиг фаз между током и напряжением.

Величина (3.21) не является действительной частью произведения  $IU$ , так как

$$\operatorname{Re} \{ \dot{I} \dot{U} \} = IU \cos(\varphi_I + \varphi_U).$$

Но если взять произведение комплексно сопряженных величин

$$\dot{I} \dot{U}^*, \text{ то } \dot{I} \dot{U}^* = IU \exp(j\varphi_I) \exp(-j\varphi_U).$$

Тогда окажется, что

$$P_{\text{пот}} = \operatorname{Re} \{ \dot{I} \dot{U}^* \} = IU \cos(\varphi_I - \varphi_U) = IU \cos \varphi. \quad (3.22)$$

Таким образом, активная мощность потерь в цепи переменного тока может быть определена как действительная часть произведения комплексно сопряженных амплитуд тока и напряжения:

$$P_{\text{пот}} = \operatorname{Re} \{ \dot{I} \dot{U}^* \} = \operatorname{Re} \{ \dot{I}^* \dot{U} \}. \quad (3.23)$$

### § 3.4. Коэффициент передачи линейных систем

Как было указано во второй главе, задачей линейных цепей является обеспечение функций передачи и фильтрации сигналов в тракте канала радиосвязи.

С помощью введенных выше определений комплексных амплитуд можно получить некоторые характеристики для цепей, применяемых в радиотехнике, и сформулировать требования к радиотехническим цепям, предназначенным для передачи и фильтрации радиосигналов.

Радиотехническую цепь, через которую проходит радиосигнал, можно представить в виде устройства, имеющего входные и выходные зажимы. В том случае, когда этих зажимов по два, такое устройство называют четырехполюсником (рис. 3.5). Если четырехполюсник — линейное устройство, то при подаче на вход синусоидального сигнала, характеризуемого некоторой амплитудой, частотой и фазой, на выходе появится синусоидальный сигнал той же частоты; однако амплитуда и фаза его могут быть иными. Это означает, что при прохождении сигнала через линейный четырехполюсник изменяется его комплексная амплитуда, но не меняется частота.

В связи с этим четырехполюсник принято характеризовать комплексным числом — коэффициентом передачи, определяющим отношение комплексных амплитуд на входе и выходе; коэффициент передачи может зависеть от частоты. Если обозначить через  $U_{mвх}(\omega)$  и  $U_{mвых}(\omega)$  комплексную амплитуду напряжения сигнала частоты  $\omega$  соответственно на входе и на выходе, то коэффициент передачи четырехполюсника определится так:

$$K(\omega) = \frac{U_{m\text{вых}}(\omega)}{U_{m\text{вх}}(\omega)}. \quad (3.24)$$

Зная входной сигнал и коэффициент передачи, можно рассчитать выходной сигнал:

$$\dot{U}_{m\text{вых}}(\omega) = K(\omega) U_{m\text{вх}}(\omega). \quad (3.25)$$

Пусть требуется обеспечить неискаженную передачу сигнала  $u_{вх}(t)$  через некоторую цепь. Так как  $u_{вх}(t)$  можно представить в виде некоторой совокупности гармонических составляющих

$$u_{вх}(t) = \sum_i U_{m_i} \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad (3.26)$$

то сигнал на выходе, полностью воспроизводящий форму входного сигнала, может отличаться от него только постоянным отношением  $K$  амплитуд составляющих и некоторой задержкой их на один и тот же промежуток времени (запаздывание)  $t_0$ :

$$\begin{aligned} u_{вых} &= \sum K U_{m_i} \cos[\omega(t - t_0) + \varphi_i] = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_i K \dot{U}_{m_i} \exp(-j\omega t_0) \exp(j\omega t) \right\}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Следовательно, для неискаженной передачи сигнала коэффициент передачи должен характеризоваться следующей величиной:

$$K(\omega) = K \exp(-j\omega t_0), \quad (3.28)$$



Рис. 3.5.

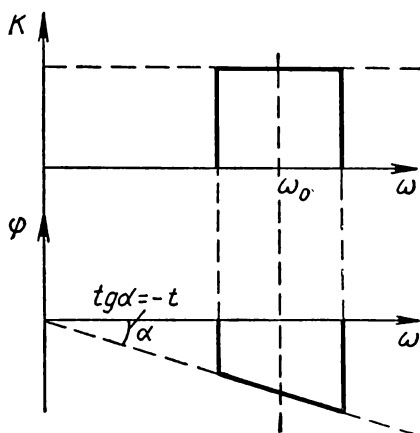


Рис. 3.6.

т. е. его модуль для этих частот должен быть постоянен, а фаза должна быть линейной функцией частоты:

$$K(\omega) = \text{const}; \quad \varphi(\omega) = -\omega t_0. \quad (3.29)$$

График этой функции должен иметь отрицательный угловой коэффициент.

На рис. 3.6 приведены графики модуля и фазы коэффициента передачи, необходимых для неискаженной передачи некоторого спектра частот вокруг частоты  $\omega_0$ . Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты называют *амплитудно-частотной* (или просто частотной) *характеристикой*, а фазы — *фазо-частотной* (или фазовой) *характеристикой*.

Таким образом, для неискаженной передачи сигналов в некотором интервале частот необходима постоянная частотная и линейная фазовая характеристики четырехполюсника. Конечно, требования (3.28) и (3.29) сформулированы для идеальной передачи. В реальном случае всегда можно удовлетвориться некоторым относительным постоянством  $K(\omega)$  и относительной линейностью  $\varphi(\omega)$  в нужной полосе частот. Степень постоянства  $K(\omega)$  и линейности  $\varphi(\omega)$  определяется требованиями конкретной системы передачи сигналов, всегда допускающей определенные минимальные искажения сигналов. В частности, в тракте радиовещательной системы (например, приемника) вполне удовлетворительными можно считать элементы, для которых в полосе частот коэффициент передачи меняется менее чем в  $\sqrt{2}$  раз.

Наряду с требованиями, предъявляемыми к четырехполюсникам в тракте радиосвязи в отношении передачи сигналов, несущих сообщение, к ним предъявляются и требования подавления сигналов, несущих помехи. Для подавления помех необходимо иметь четырехполюсник, коэффициент передачи которого вне желаемой полосы частот обращался бы в нуль. Это приводит к требованию идеальной П-образной частотной характеристики (рис. 3.6). Степенью приближения к этому виду частотной характеристики и характеризуется качество четырехполюсников, предназначенных для передачи и фильтрации в каналах связи.

### § 3.5. Фильтрующие свойства схемы с последовательным резонансным контуром

Рассмотрим схему простейшего детекторного приемника, в котором используется резонансный контур для настройки на несущую частоту принимаемой радиостанции. Эта схема известна читателям из курса физики (рис. 3.7). Колебания высокой частоты, снимаемые с емкости контура, детектируются (выпрямляются) детектором  $D$ , их огибающая (управляющий сигнал) поступает на телефон  $T$ . Телефон  $T$  шунтирован на высокой частоте конденса-

тором  $C_\Phi$ , который обеспечивает передачу всего напряжения высокой частоты с конденсатора  $C$  на детектор. Примем, что на всех рабочих частотах приемника антенна  $A$  благодаря взаимной индукции катушек  $L_A$  и  $L$  наводит в контуре э.д.с. одинаковой амплитуды при одинаковой амплитуде тока высокой частоты в антенне. Тогда можно считать, что в контуре действует э.д.с.  $e$ , частота и амплитуда которой определяются частотой и амплитудой высокочастотного поля в месте расположения антенны. В этом случае эквивалентную схему включения контура как

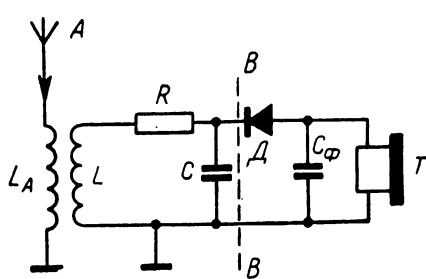


Рис. 3.7.

фильтра в схему детекторного приемника можно изобразить так, как это сделано на рис. 3.8; контур можно рассматривать как фильтр-четыреполюсник с входными зажимами  $BB$  и выходными  $BB$ .

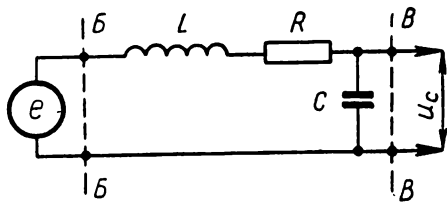


Рис. 3.8.

Рассчитаем коэффициент передачи такого фильтра. Его можно определить через отношение амплитуды напряжения на емкости  $C$  к величине э.д.с.  $E_m$ , которое в последовательной цепи равно отношению сопротивления конденсатора  $\dot{Z}_C$  к сопротивлению всего контура  $\dot{Z}$  :

Преобразуем выражение (3.30), введя собственную частоту  $\omega_0$  и относительную расстройку (отклонение от резонанса):

$$K_C = \frac{U_{mC}}{E_m} = \frac{\dot{Z}_C}{\dot{Z}} = \frac{1}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + R}. \quad (3.30)$$

$$\xi = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}.$$

Импеданс контура можно представить так:

$$\dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + j\omega_0 L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_0 L \omega C}\right) = R + j\omega_0 L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right).$$



Пусть

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega, \quad \Delta\omega \ll \omega_0,$$

тогда

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= R \left[ 1 + j \frac{\omega_0 L}{R} \left( \frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta\omega} \right) \right] \simeq \\ &\simeq R \left[ 1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right] = R [1 + j2Q\xi] = Z \exp(j\varphi_Z). \end{aligned}$$

Модуль импеданса

$$Z = R \sqrt{1 + 4\xi^2 Q^2}, \quad (3.31)$$

а его фаза

$$\varphi_Z = \text{arctg}(2\xi Q), \quad (3.32)$$

поэтому модуль коэффициента передачи (при снятии напряжения с емкости) равен:

$$K_C = \frac{1}{\omega C R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 \xi^2}}. \quad (3.33)$$

Если бы напряжение снималось с  $L$  или  $R$ , то получилось бы

$$K_L = \frac{\omega L}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 \xi^2}}, \quad (3.34)$$

$$K_R = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 \xi^2}}. \quad (3.35)$$

При резонансе ( $\xi = 0$ ) имеем:

$$K_C = K_L = Q, \quad K_R = 1. \quad (3.36)$$

Итак, при резонансе амплитуда напряжения на конденсаторе (или индуктивности) превосходит амплитуду э.д.с. в  $Q$  раз.

Полосой пропускания контура-фильтра называют полосу частот, на краях которой коэффициент передачи уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с его резонансным значением. Как видно из выражений (3.33—3.35), расстройка на краю полосы обратно пропорциональна добротности:

$$\left| \xi \right| = \frac{1}{2Q} = \left| \xi_{\text{проп}} \right|. \quad (3.37)$$

Итак, ширина полосы пропускания  $2 \left| \xi_{\text{проп}} \right| = \frac{1}{Q}$ .

Рассмотрим фазу коэффициента передачи. Для этого преобразуем выражение (3.30):

$$\dot{K}_C = \frac{1}{\omega C} \exp(-j \frac{\pi}{2}) \cdot \frac{1}{Z} \exp(-j\varphi_Z) = \frac{1}{\omega C Z} \exp(-j\varphi_{KC}).$$

Так как

$$\operatorname{tg} \varphi_z = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} =$$

$$= Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 2 \xi Q, \quad (3.38)$$

то

$$\varphi_{KC} = -\varphi_z - \frac{\pi}{2}. \quad (3.39)$$

Аналогично

$$\varphi_{KL} = -\varphi_z + \frac{\pi}{2};$$

$$\varphi_{KR} = -\varphi_z. \quad (3.40)$$

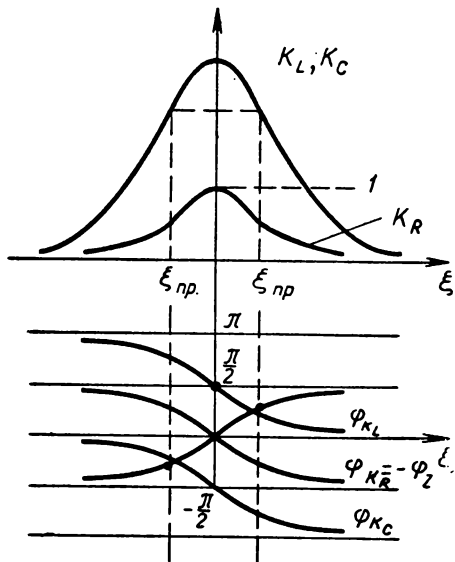


Рис. 3.9.

Графики зависимости  $K_C$ ,  $K_L$ ,  $K_R$ ,  $\varphi_{KL}$ ,  $\varphi_{KR}$  от  $\xi$  приведены на рис. 3.9. В области  $|\xi| < \xi_{\text{проп}}$ , где  $\operatorname{tg} \varphi_z < 1$ , можно считать, что  $\varphi_z \approx 2 \xi Q$ ; тогда

$$\varphi_{KC} = -\frac{\pi}{2} - 2 \xi Q,$$

$$\varphi_{KL} = +\frac{\pi}{2} - 2 \xi Q,$$

$$\varphi_{KR} = -2 \xi Q. \quad (3.41)$$

Таким образом, в средней части полосы пропускания существует линейная зависимость между фазой коэффициента передачи и частотой, что и требуется для передачи сигнала без искажений.

Следует отметить, что угловой коэффициент графика фазы коэффициента передачи всегда отрицателен: независимо от того, с какого элемента снимается выходное напряжение, выходной сигнал запаздывает относительно входного, как это и должно быть в соответствии с принципом причинности.

### § 3.6. Прохождение через контур-фильтр модулированных колебаний. Спектральное и временное рассмотрение

Так как модулированные колебания состоят из несущей частоты и боковых частот, то при прохождении их через систему с коэффициентом передачи, зависящим от частоты  $\omega$ , будут меняться соотноше-

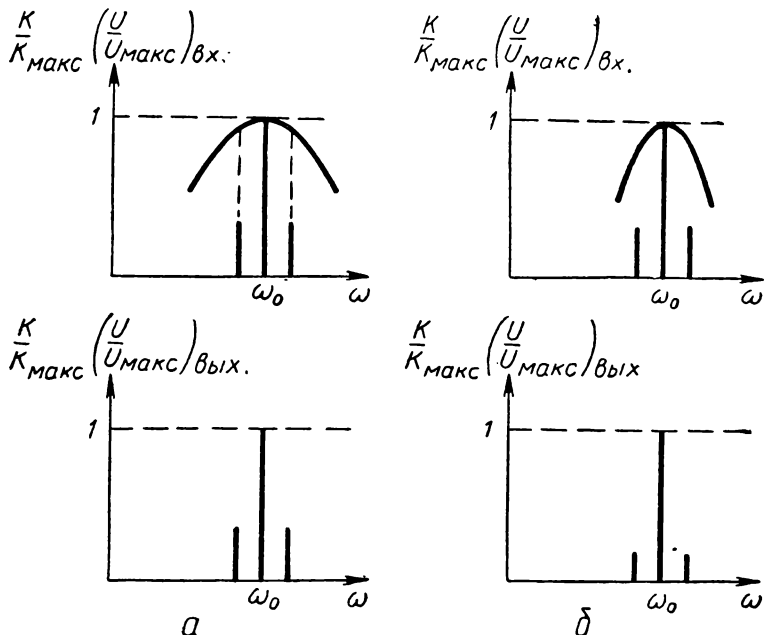


Рис. 3.10.

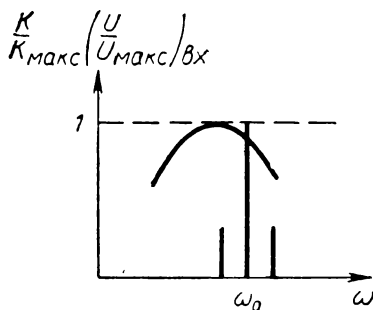
ния между амплитудами спектральных компонентов, образующих сигнал. Чтобы найти амплитуду соответствующего компонента на выходе, надо умножить значение амплитуды компонента на входе на коэффициент передачи.

Графически это делается следующим образом (рис. 3.10). Спектр входного сигнала, где ординатами являются отношения амплитуд напряжения к наибольшей амплитуде напряжения, и коэффициент передачи изображаются в функции частоты на общем графике, и ординаты обоих графиков перемножаются.

Очевидно, сигнал на выходе несколько искажается. Если несущая частота точно совпадает с резонансной частотой контура, а полоса пропускания шире полосы сигнала (рис. 3.10, а), то заметных искажений не произойдет. Если же полоса пропускания узка, то боковые частоты заметно ослабляются, т. е. глубина модуляции в выходном сигнале уменьшится (рис. 3.10, б), что, конечно, нежелательно.

Таким образом, если добротность контура, настроенного в резонанс с несущей частотой сигнала, такова, что ширина полосы пропускания контура больше ширины спектра АМ сигнала, то АМ колебание воспроизводится контуром без искажений; если же добротность контура велика и полоса контура меньше полосы, занимаемой спектром сигнала, то наблюдаются искажения.

Рассогласование между полосой пропускания контура и полосой спектра сигнала может носить другой характер, если резонансная кривая контура сдвинута относительно несущей частоты спектра сигнала. При этом боковые компоненты спектра ослабляются неодинаково (рис. 3.11).



Очевидно, правый компонент будет ослаблен, амплитуда несущей уменьшится, а левый компонент относительно усилится и вместо трех компонентов спектра фильтр пропустит практически два компонента. Итак, при согласовании фильтра и сигнала важно, чтобы центральная часть полосы фильтра совпадала с несущей частотой сигнала и чтобы полоса фильтра была больше или равна полосе спектра сигнала. В

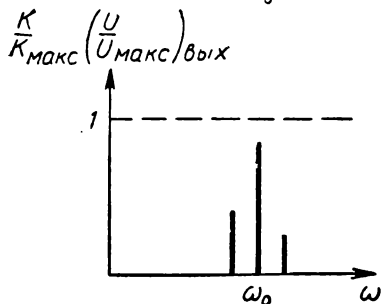


Рис. 3.11.

этом случае контур-фильтр осуществит неискаженную передачу радиосигнала. Для того чтобы отсеять мешающие станции, полоса фильтра делается обычно близкой к полосе спектра сигнала.

Мы рассмотрели прохождение АМ сигнала через фильтр, пользуясь спектральными представлениями.

Полезно обсудить этот вопрос с иной точки зрения, обратив внимание на время установления сигнала.

Если подать на контур гармоническую э.д.с., то колебания устанавливаются не сразу, так как сначала существуют наряду с вынужденными и собственные колебания. Длительность процесса установления колебаний растет при увеличении добротности контура. При резонансе нарастание амплитуды происходит плавно (так же плавно происходит и уменьшение амплитуды после исчезновения э.д.с.), что иллюстрируется рис. 3.12, где, кроме кривых, характеризующих нарастание колебаний, показаны и кривые коэффициентов пропускания; в случае *a* полоса пропускания контура шире, чем в случае *б*. Очевидно, если включение и выключение э.д.с. будут происходить через промежутки времени, меньшие времени установления (и исчезновения) колебаний, то амплитуда не будет успевать устанавливаться (и соответственно исчезать); это вызовет искажения сигнала.

Эти же соображения приложимы и при анализе условий

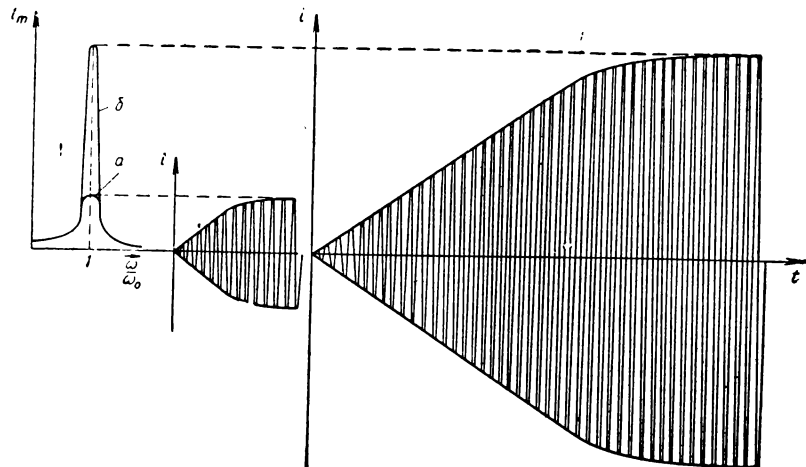


Рис. 3.12.

прохождения импульсных сигналов, например, имеющих форму, близкую к прямоугольной.

Для прохождения импульса без искажений необходимо, чтобы время установления колебаний в контуре  $\tau_{уст}$  было меньше, чем время нарастания импульса; если время установления соизмеримо или больше времени изменения сигнала, будут искажения. Так как при увеличении добротности время установления возрастает и получается более гладкий подъем и медленный спад огибающей импульса, то, хотя амплитуда импульса возрастает, форма его искажается: он дольше устанавливается при включении и медленнее исчезает при выключении внешней э.д.с.

### § 3.7. Включение контура в цепь источника э.д.с. с внутренним сопротивлением

Любой источник (генератор) сигнала можно представить как источник э.д.с. с определенным внутренним сопротивлением  $R_r$ . Этот источник подключается к колебательному контуру. Пусть катушка индуктивности контура имеет омическое сопротивление  $R_k$ , а потерями энергии в конденсаторе можно пренебречь; тогда полное активное сопротивление в цепи контура  $R = R_k + R_r$ .

В § 3.6 внутреннее сопротивление источника не учитывалось. Однако, если оно значительно, в контуре возникнет дополнительное затухание, добротность и полоса пропускания контура изменятся. Очевидно, для того чтобы контур-фильтр обладал заданной полосой пропускания, нужно наложить ограничения не только на качество контура, но и на качество генератора сигналов.

Если сопротивление генератора достаточно большое, то, несмотря на хорошие качества катушки, мы не сможем обеспечить высокой добротности контура, так как добротность всей системы

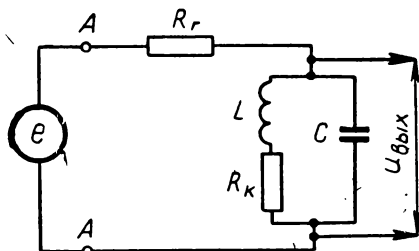
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R_r + R_k}.$$

Известно, что полоса пропускания определяется  $\frac{1}{Q}$ , поэтому можно установить следующую связь:

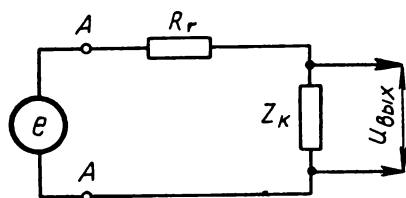
$$\frac{1}{Q} = \frac{R_k}{\omega_0 L} + \frac{R_r}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_k} + \frac{1}{Q_r},$$

где  $Q_k$  — собственная добротность катушки — отношение индуктивного сопротивления катушки (при резонансе) к сопротивлению потерь в катушке;  $Q_r$  — добротность генератора, определяемая отношением индуктивного сопротивления контура к сопротивлению потерь в генераторе.

Таким образом, при уменьшении добротности контура за счет возрастания дополнительных потерь (потерь в генераторе) полоса пропускания будет увеличиваться. Поэтому надо ограничить потери в генераторе. Если это сделать невозможно, то последовательный контур для целей фильтрации сигналов применять нельзя. В этом случае применяется контур с теми же элементами  $R, C, L$ , но индуктивность и емкость включаются параллельно друг другу. Такой контур называется параллельным (см. рис. 3.13, а).



а



б

Рис. 3.13.

### § 3.8. Параллельный контур как фильтр. Характеристики передачи

Рассмотрим фильтрацию колебаний в схеме с параллельным контуром. В этом случае сигнал подается между точками АА, а снимается с параллельно включенных индуктивности  $L$  и емкости  $C$  (см. рис. 3.13, а); этот контур обладает сопротивлением  $Z_k$ . Схему с параллельным контуром можно заменить эквивалентной (см. рис. 3.13, б). Коэффициент передачи такой схемы

$$K = \frac{\dot{U}_m \text{ вых}}{E_m} = \frac{\dot{Z}_k}{R_r + \dot{Z}_k}. \quad (3.42)$$

Таким образом, для определения  $K$  в цепи, состоящей из сопротивления источника  $R_r$  и параллельного контура, надо рассчитать отношение  $\frac{\dot{Z}_k}{R_r + \dot{Z}_k}$ .

Так как  $\dot{Z}_k$  представляет собой импеданс параллельного соединения, то

$$\dot{Z}_k = \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2},$$

где

$$\dot{Z}_1 = R_k + j\omega L,$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C},$$

или

$$\dot{Z}_k = \frac{(R_k + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R_k + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (3.43)$$

Знаменатель в формуле (3.43) равен сопротивлению последовательного контура  $\dot{Z}$ , состоящего из тех же индуктивности, емкости и сопротивления. Упростим выражение (3.43). Для этого воспользуемся тем, что вблизи резонанса  $\omega_0 L = QR_k$ . Если  $Q \gg 1$ , то  $R_k \ll \omega_0 L$ ; следовательно, величиной  $R_k$  в числителе можно пренебречь. Но так как вблизи резонанса  $\omega L \simeq \frac{1}{\omega C}$ , то их разность может оказаться того же порядка, что и  $R_k$ , поэтому  $R_k$  в знаменателе пренебрегать нельзя. Так как при больших добротностях знаменатель вблизи резонанса можно представить в виде (см. § 3.5)

$$R_k (1 + j2Q\xi) = Z \exp(j\varphi_Z),$$

а числитель равен квадрату волнового сопротивления, то получим:

$$\dot{Z}_k = \frac{L}{C} \exp(-j\varphi_Z). \quad (3.44)$$

Из соотношения (3.44) видно, что фаза сопротивления параллельного контура  $\varphi$  противоположна по знаку фазе сопротивления последовательного контура, а модуль — обратно пропорционален модулю последовательного контура (рис. 3.14):

$$\varphi_{Zk} = -\varphi_Z, \quad Z_k = \frac{L}{C}.$$

Эти соотношения позволяют использовать все формулы, полученные для последовательного контура, для расчета цепей с параллельными контурами. Так как импеданс параллельного контура  $Z_k$  обратно пропорционален импедансу последовательного контура  $Z$ , составленного из тех же элементов, то, очевидно, частотная зависимость  $Z_k$  будет иметь такой же вид, как и резонансная кривая для тока последовательного контура (ведь ток также обратно пропорционален  $Z$ ).

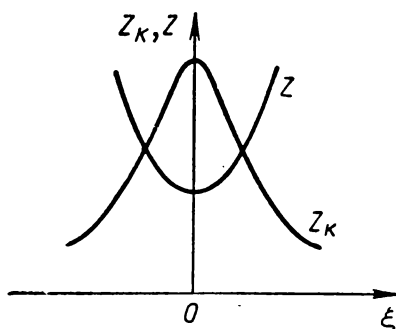


Рис. 3.14.

Сопротивление параллельного контура  $Z_k$  при резонансе ( $\xi = 0$ ) является чисто активным и наибольшим. В обе стороны от резонанса оно убывает и делается комплексным. Так как минимум  $Z$  отвечает максимуму  $Z_k$ , то, чем меньше потери, тем меньше полное сопротивление последовательного контура и тем больше полное сопротивление параллельного контура. Если  $R_k \rightarrow 0$ , то  $Z_k \rightarrow \infty$ . Для фазы  $\varphi_{Z_k}$  имеем:

$$\varphi_{Z_k} = -\varphi_Z = -\operatorname{arctg}(2\xi Q). \quad (3.45)$$

Из формулы (3.44) следует, что при резонансе ( $\xi = 0$ ) сопротивление параллельного контура становится чисто активным и равным

$$Z_{\text{кррез}} = \frac{L}{CR_k} = \frac{\rho^2}{R_k}, \quad (3.46)$$

поэтому коэффициент передачи параллельного контура оказывается равным

$$\dot{K} = \frac{\frac{Z_{\text{кррез}}}{R_r}}{\frac{Z_{\text{кррез}}}{R_r} + (1 + 2jQ\xi)}. \quad (3.47)$$

Рассмотрим выражение (3.47) при различных значениях отношения  $\frac{R_r}{Z_{\text{кррез}}}$ .

1) Если  $R_r \gg Z_{\text{кррез}}$ , то

$$\dot{K} = \frac{\frac{Z_{\text{кррез}}}{R_r}}{1 + 2j\xi Q}, \quad (3.48)$$



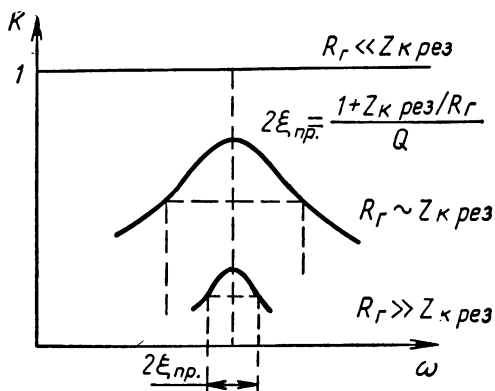


Рис. 3.15.

т. е. повторяет частотную зависимость для коэффициента передачи последовательного контура.

При резонансе

$$K_{\text{рез}} = \frac{Z_{\text{крез}}}{R_r} \ll 1.$$

2) Если  $Z_{\text{крез}} \gg R_r$ , то

$$K = 1, \quad (3.49)$$

т. е. коэффициент передачи не зависит от частоты.

Выясним физический смысл этих результатов. В первом случае

$I_m \simeq \frac{E_m}{R_r} = \text{const}$ , так как  $\dot{Z}_{\text{полн}} = \dot{R}_r + \dot{Z}_k \simeq R_r$ . Амплитуда

напряжения на контуре  $\dot{U}_{mz} = i_m \dot{Z}_k$ . Но  $I_m = I_m = \text{const}$ , так что амплитуда напряжения на контуре определяется только сопротивлением контура.

При большом  $R_r$  значения  $K$  малы, но повторяют частотную зависимость сопротивления  $Z_k$  (рис. 3.15).

Во втором случае, когда  $R_r \ll Z_k$ ,

$$I_m = \frac{E_m}{\dot{Z}_k} \quad \text{и} \quad U_{mz} = i_m \dot{Z}_k = E_m,$$

т. е. на контур ложится практически вся э.д.с., и она же с него снимается. Можно сказать, что, несмотря на резонансную зависимость тока, это не отражается в коэффициенте передачи.

Полоса пропускания определяется условием: модуль  $K$  должен уменьшаться в  $\sqrt{2}$  раз. Следовательно, мнимая часть знаменателя в выражении (3.47) должна стать равной его действительной части. Отсюда

$$2\xi_{\text{проп}} = \frac{1 + \frac{Z_{\text{крез}}}{R_r}}{Q}; \quad (3.50)$$

$$\text{при } Z_{\text{крез}} \ll R_r \quad 2\xi_{\text{проп}} = \frac{1}{Q};$$

т. е. полоса пропускания оказывается такой же, как и у фильтра с одиночным последовательным контуром. При  $R_r$ , сравнимом с  $Z_{\text{крез}}$ , полоса пропускания будет шире.

Итак, если нужно обеспечить узкую полосу пропускания в схеме с параллельным контуром, нужно примириться с тем, что коэффициент передачи  $K \ll 1$ .

Рассмотрим *фазовую характеристику* фильтра с параллельным контуром. Наиболее распространенным является случай, когда  $R_r \gg Z_{крез}$ .

Из выражения (3.48) видно, что фазовая характеристика коэффициента передачи схемы с параллельным контуром  $\varphi_{пк}$  будет повторять фазовую характеристику коэффициента передачи последовательного контура (3.39). Для обеих схем фазовые характеристики вблизи резонанса носят линейный характер и их угловой коэффициент отрицателен, это означает запаздывание сигнала.

### § 3.9. Эквивалентное сопротивление параллельного контура

Выясним, как влияет нагрузка на полосу пропускания схем фильтрации с последовательным и параллельным контурами.

Для расчетов схем с параллельным контуром полезны эквивалентные характеристики параллельного контура.

Любой двухполюсник, в частности параллельно соединенные сопротивления, можно характеризовать комплексным сопротивлением, а любое комплексное сопротивление можно представить в виде

$$\dot{Z} = R_э + jX_э,$$

где  $R_э$  и  $X_э$  — эквивалентные последовательно включенные активное и реактивное сопротивления (рис. 3.16). Эквивалентность имеет место в том случае, когда две эквивалентные цепи, построенные по различным схемам, ведут себя в отношении внешних для них цепей одинаково, т. е. модули и фазы их импедансов на внешних зажимах одинаковы.

В частности, для параллельного контура получаем:

$$\dot{Z}_к = \frac{\rho^2}{\dot{z}} = \rho^2 \frac{R}{R^2 + X^2} - j\rho^2 \frac{X}{R^2 + X^2} = R_э + jX_э, \quad (3.51)$$

где

$$\rho^2 = \frac{L}{C}, \quad X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 2\xi\omega_0 L. \quad (3.52)$$

Таким образом, эквивалентное активное сопротивление параллельного контура зависит от частоты (в отличие от активного, частотно независимого сопротивления последовательного контура); внутри полосы пропускания угловые коэффициенты реактивных сопротивлений  $X(\xi)$  и  $X_э(\xi)$  имеют разные знаки; наконец, реактив-

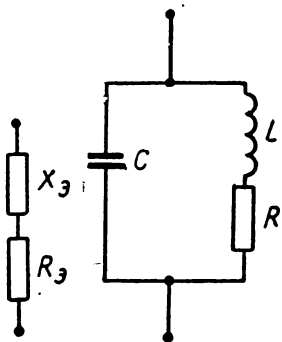


Рис. 3.16.

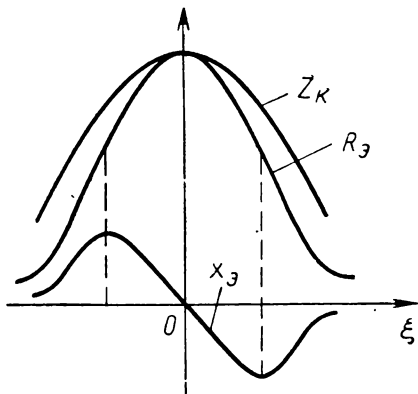


Рис. 3.17.

ное сопротивление  $X_3(\xi)$  имеет экстремумы при  $\xi = \frac{1}{2Q} = \xi_{\text{проп}}$ , т. е. по краям полосы пропускания (рис. 3.17).

При включении фильтров (параллельного или последовательного контуров) в схемы радиоустройств наряду с сопротивлением источника э.д.с. сигнала необходимо учитывать влияние сопротивления нагрузки контура. В частности, такой нагрузкой может быть детектор вместе с наушниками  $T$  в схеме детекторного приемника (см. рис. 3.7).

Если, как это обычно бывает, нагрузка  $R_H$  присоединена параллельно емкости фильтра, то ее влиянием можно пренебречь, если она не шунтирует емкость при резонансной частоте, т. е. при условии

$$\frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho \ll R_H. \quad (3.53)$$

В общем же случае эквивалентный импеданс параллельной цепочки ( $CR_H$ ) равен:

$$\dot{Z}_{CR_H} = \frac{R_H \frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R_H} = \frac{R_H}{1 + j\omega C R_H}.$$

Избавившись от мнимости в знаменателе, получим:

$$\dot{Z}_{CR_H} = \frac{R_H}{1 + \omega^2 C^2 R_H^2} \left( 1 - j \frac{\omega^2 C R_H}{\omega} \right).$$

Таким образом,

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{R_H}{1 + \omega^2 C^2 R_H^2}, \\ C_3 &= \frac{1 + \omega^2 C^2 R_H^2}{\omega^2 R_H^2 C}. \end{aligned} \quad (3. 54)$$

Интересны два крайних случая:

$$\text{а) } \omega^2 R_H^2 C^2 \gg 1,$$

$$\text{т. е. } R_H \gg \frac{1}{\omega C},$$

$$\text{тогда } R_3 = \frac{R_H}{\omega^2 C^2 R_H^2} \ll R_H$$

$$\text{и } C_3 \simeq C, \quad (3. 55)$$

что уже обсуждалось выше;

$$\text{б) } \omega^2 R_H^2 C^2 \ll 1,$$

$$\text{т. е. } R_H \ll \frac{1}{\omega C},$$

$$\text{тогда } R_3 = R_H$$

$$\text{и } C_3 = \frac{C}{\omega^2 C^2 R_H^2} \gg C.$$

В первом случае нагрузка практически не влияет на резонансную частоту, но несколько ухудшает добротность контура, т. е. расширяет полосу пропускания. Действительно,

$$2\xi = \frac{1}{Q} = \frac{R + R_3}{\rho} = 2\xi_{\text{соб}} + 2\xi_H.$$

где  $2\xi_{\text{соб}}$  — полоса, обусловленная потерями в контуре,  $2\xi_H$  — увеличение полосы, вносимое нагрузкой. При соблюдении условия (3.55):

$$2\xi_H = \frac{R_H}{\rho R_H^2 \omega^2 C^2} = \frac{\rho}{R_H}. \quad (3. 56)$$

Итак, увеличение полосы пропускания за счет нагрузки тем меньше, чем больше сопротивление последней по сравнению с волновым сопротивлением контура.

### § 3.10. Система связанных контуров как фильтр

Идеальный фильтр должен иметь П-образную частотную характеристику и линейную фазовую характеристику с отрицательным угловым коэффициентом в полосе пропускания. Однако одиночный контур имеет, строго говоря, даже внутри полосы пропускания неравномерную частотную характеристику. Для многих радиотехнических задач необходимы фильтры, частотная характеристика которых в большей степени, чем у одиночного контура, приближалась бы к идеальной.

Более близки к идеальным частотная и фазовая характеристики системы нескольких контуров, связанных между собой.

Связь контуров может быть осуществлена или через магнитное поле (индуктивная связь), или через электрическое поле (емкостная связь).

Рассмотрим случай, когда связь двух контуров осуществляется с помощью общего магнитного потока (рис. 3.18).

В катушке  $L_1$  существуют два магнитных потока. Ток  $i_1$  создает поток  $\Phi_1 = L_1 i_1$ . Ток  $i_2$ , обтекающий катушку  $L_2$ , благодаря взаимной индукции между контурами создает в катушке  $L_1$  поток

$$\Phi'_1 = M i_2.$$

Очевидно, частоты тока  $i_1$  (созданного э.д.с.  $e$ ) и тока  $i_2$  (наводимого во втором контуре) одинаковы.

Пусть

$$i_1 = I_{m1} \exp(j\omega t).$$

Амплитуды э.д.с. взаимной индукции, наводимых вторым контуром в первом, а первым во втором, равны соответственно

$$\dot{E}_{m21} = -j\omega M I_{m2}, \quad \dot{E}_{m12} = -j\omega M I_{m1}.$$

Уравнения Кирхгофа для системы связанных контуров запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} I_{m1} \dot{Z}_1 &= \dot{E}_m + \dot{E}_{m21}, \\ I_{m2} \dot{Z}_2 &= \dot{E}_{m12}. \end{aligned} \quad (3. 57)$$

Перепишем их по-другому:

$$\begin{aligned} I_{m1} \dot{Z}_1 + j\omega M I_{m2} &= \dot{E}_m, \\ I_{m2} \dot{Z}_2 + j\omega M I_{m1} &= 0. \end{aligned}$$

Если контуры одинаковы, то

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right),$$

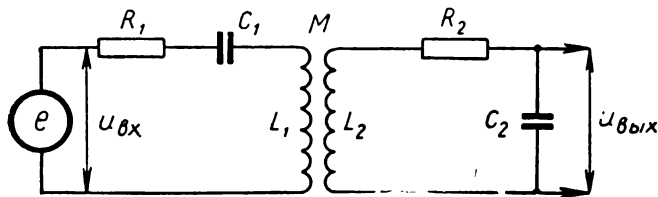


Рис. 3.18.

тогда

$$I_{m2} = -j\omega M \frac{\dot{I}_{m1}}{Z},$$

а выражение (3.57) с учетом этого соотношения примет вид:

$$\dot{I}_{m1} \left( Z + \frac{\omega^2 M^2}{Z} \right) = \dot{E}_m.$$

Из этой формулы видно, что влияние второго контура на первый сказывается в том, что сопротивление первого изменяется: появляется добавочный член — вносимое сопротивление

$$Z_{\text{внос}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z} \quad (3.58)$$

изменяющее полный импеданс, а следовательно и полный ток в первом контуре.

Очевидно, при этом изменятся и другие характеристики, в частности коэффициент передачи. Исследуем последний более подробно, полагая, что контуры имеют  $L_1 = L_2 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$ .

Если бы второй контур отсутствовал, а напряжение снималось бы с емкости  $C_1$ , то коэффициент передачи при резонансе был бы равен добротности контура (3.36):

$$K_0 = \frac{\dot{U}_{mC_1}}{E_m} = Q.$$

Теперь же напряжение снимается с емкости  $C_2$ , поэтому коэффициент передачи

$$K = \frac{\dot{U}_{mC_2}}{E_m}.$$

Но напряжение на емкости  $C_2 = C$  равно:

$$\dot{U}_{mC_2} = I_{m2} \frac{1}{j\omega C} = -j\omega M \frac{\dot{I}_{m1}}{Z} \frac{1}{j\omega C} = -\frac{\dot{I}_{m1}}{Z} \cdot \frac{M}{C}.$$

Поэтому

$$\dot{K} = -\frac{M}{C} \cdot \frac{1}{Z} \cdot \frac{1}{(\dot{Z} + \dot{Z}_{\text{вход}})} = -\frac{M}{C} \cdot \frac{1}{Z^2 + \omega^2 M^2}.$$

Выражая  $Z_1$  через расстройку вблизи резонанса (3.31), получим:

$$\dot{K} = -\frac{M}{C} \cdot \frac{1}{R^2 (1 + 2j\xi Q)^2 + \omega^2 M^2} = -\frac{M}{CR^2} \cdot \frac{1}{(1 + 2j\xi Q)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{R^2}}.$$

Введем понятие коэффициента связи

$$l = \frac{M}{L},$$

характеризующего долю собственного магнитного потока первой катушки, влияющую на второй контур.

$$\text{Заметим, что } \frac{M}{CR^2} = \frac{M}{L} \cdot \frac{L}{CR^2} = lQ^2.$$

Далее,

$$\frac{\omega^2 M^2}{R^2} = \left(\frac{M}{L}\right)^2 \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2 = l^2 Q^2,$$

поэтому коэффициент передачи принимает вид:

$$\dot{K} = -\frac{lQ^2}{l^2 Q^2 + (1 + 2j\xi Q)^2}.$$

Модуль коэффициента передачи

$$K = \frac{lQ^2}{\sqrt{[1 + l^2 Q^2 - (2\xi Q)^2]^2 + 4(2\xi Q)^2}} = \frac{lQ^2}{\sqrt{(1 + l^2 Q^2)^2 + 2a^2(1 - l^2 Q^2) + a^4}}, \quad (3.59)$$

где для сокращения введено обозначение

$$2\xi Q = a. \quad (3.60)$$

Из уравнения (3.59) видно, что коэффициент передачи сложным образом зависит от коэффициента связи и расстройки. Отметим важнейшие особенности этого уравнения (рис. 3.19).

1. Если  $lQ < 1$ , то при резонансе ( $\xi = 0$ ) коэффициент передачи максимален и равен

$$K_1 \approx lQ^2 = K_0 lQ < K_0,$$

но он гораздо меньше  $K_0$ , что вполне понятно: при слабой связи второй контур возбуждается незначительно. Полоса пропускания в этом случае уже, чем у одиночного контура.

Действительно, в данном случае

$$K_1 \approx \frac{IQ^2}{\sqrt{1 + 2a^2 + a^4}},$$

а у одиночного контура было (3.33)

$$K = \frac{Q}{\sqrt{1 + a^2}}.$$

2. При так называемой критической связи, когда

$$lQ = 1,$$

получается

$$K_2 = \frac{K_0}{2 \sqrt{1 + \frac{a^4}{4}}}.$$

Таким образом, при резонансе

$$K_{2\text{рез}} = 0,5 K_0;$$

но частотная зависимость при малых расстройках выражена слабо, поэтому в полосе пропускания коэффициент оказывается более постоянным; полоса расширяется в  $\sqrt{2}$  раз; за пределами полосы частотная зависимость сказывается более резко. Все это делает резонансную кривую более близкой к идеальной П-образной форме.

3. При  $lQ \gg 1$  частотная зависимость усложняется, так как второе слагаемое в (3.59) становится отрицательным. Поэтому коэффициент передачи при резонансе

$$K_{3\text{рез}} = K_0 \frac{lQ}{1 + (lQ)^2} < 0,5 K_0$$

и уменьшается с ростом  $lQ$ . Особенно интересно, что при малых расстройках коэффициент передачи увеличивается и проходит через максимум, после чего быстро умень-

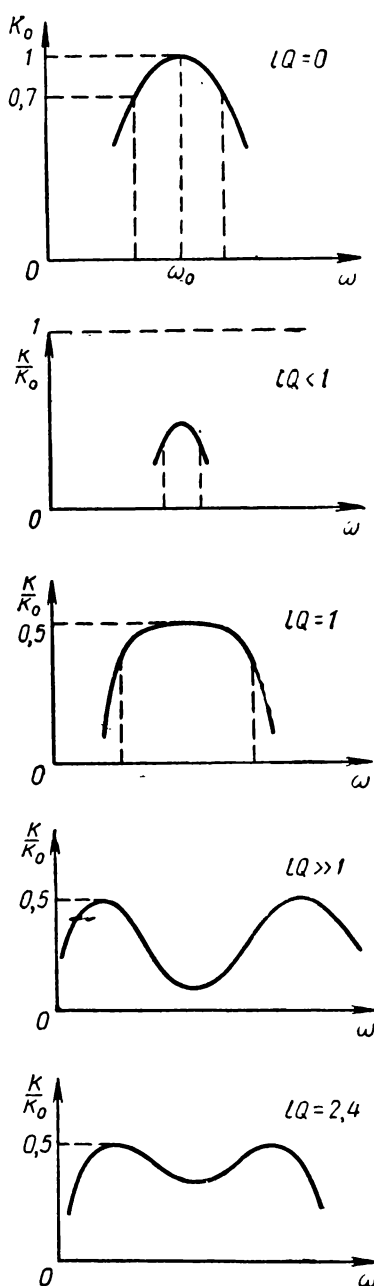


Рис. 3.19.



шается. Таким образом, резонансная кривая делается двугорбой, и расстояние между горбами увеличивается при росте  $l$ . Из соотношения (3.59) следует, что максимальные значения  $K_3$  составляют  $0,5K_0$ . Наиболее благоприятная форма резонансной кривой достигается при  $lQ = 2,41$ , когда провал кривой при резонансе неглубок, а полоса пропускания оказывается вдвое шире, чем у одиночного контура; кроме того, спад кривой за пределами полосы пропускания происходит быстрее, чем у одиночного контура.

Рассмотрим то общее, что есть у сопротивления, вносимого в первый контур, с сопротивлением параллельного контура.

При индуктивной связи в первый контур вносится дополнительное сопротивление  $\dot{Z}_{\text{внос}} = \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}}$  и полное сопротивление становится равным  $\dot{Z}' = \dot{Z} + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}}$ . В случае параллельного контура мы имели  $\dot{Z}_k = \frac{\rho^2}{\dot{Z}}$ . Если сравнить  $\dot{Z}_{\text{внос}}$  и  $\dot{Z}_k$ , то видно, что они

отличаются только коэффициентами. Поэтому реактивная и активная части вносимого сопротивления ведут себя так же, как реактивное и активное сопротивления параллельного контура. Знак вносимого реактивного сопротивления  $X_{\text{внос}}$  противоположен знаку сопротивления основного контура. В основном контуре на частоте, меньшей  $\omega_0$ , сопротивление является емкостным, а вносимое оказывается индуктивным ( $X_{\text{внос}} > 0$ ). На частоте, большей  $\omega_0$ , сопротивление основного контура индуктивное ( $X > 0$ ), а вносится емкостное ( $X_{\text{внос}} < 0$ ). Если угловые коэффициенты частотных зависимостей реактивного вносимого и собственного сопротивлений последовательного контура одинаковы или близки, то реактивное полное сопротивление в определенной полосе частот уменьшится, а это означает, что в этой полосе расстройка будет меньше влиять на коэффициент передачи (рис. 3.19). При этом коэффициент передачи будет определяться активным сопротивлением и в некоторой полосе частот будет оставаться почти постоянным; это означает, что в этой полосе частот добились компенсации реактивного сопротивления основного контура реактивным сопротивлением, вносимым из второго контура.

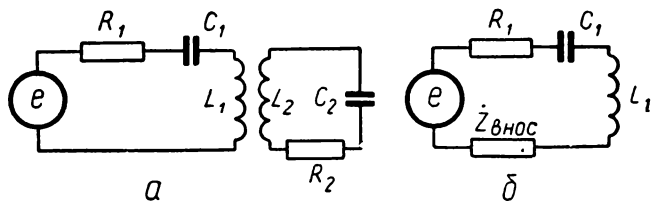


Рис. 3.20.

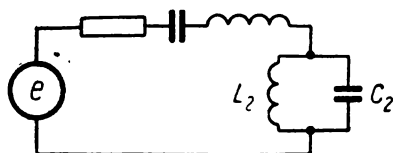


Рис. 3.21.

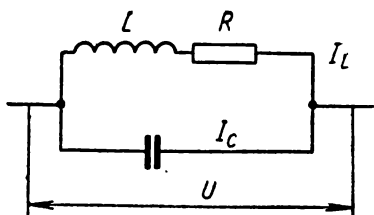


Рис. 3.22.

Таким образом, можно сказать, что расширение полосы пропускания в данном случае получилось за счет компенсации реактивного сопротивления цепи. Двухконтурную схему (рис. 3.20, а) можно заменить эквивалентной одноконтурной, внося в первый контур  $\dot{Z}_{\text{внос}}$  (рис. 3.20, б).

Расширение полосы можно получить не только с помощью схемы связанных контуров, где осуществляется компенсация. Этого можно добиться, осуществив  $\dot{Z}_{\text{внос}}$  в виде параллельного контура, включаемого последовательно с последовательным контуром (рис. 3.21). Сопротивление схемы будет описываться формулой

$$\dot{Z}_{\text{полн}} = \dot{Z} + \frac{\rho^2}{\dot{Z}}$$

Очевидно, схемы рис. 3. 20 и 3. 21 окажутся эквивалентными, если  $\omega^2 M^2 = \rho^2$ ,  $\omega M = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}$ .

### § 3.11. Выделение мощности в параллельном контуре и в связанных контурах

Для вычисления мощности, выделяющейся в параллельном контуре (рис. 3.22), рассмотрим случай резонанса. Как было показано в § 3.8, в этом случае сопротивление является чисто активным:

$$Z_{\text{рез}} = \frac{L}{CR} = \frac{\rho^2}{R} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} \gg R.$$

Поэтому расчетная мощность, выделяемая в контуре, будет равна

$$P = \frac{U^2}{Z_{\text{рез}}} = \frac{U^2}{\omega_0^2 L^2} R. \quad (3.61)$$

Но из физических соображений ясно, что мощность поглощается активным сопротивлением. По закону Ленца — Джоуля

$$P_1 = I_L^2 R = \frac{U^2 R}{(\omega_0 L)^2 + R^2}.$$

Так как при большой добротности контура

$$\omega_0 L \gg R,$$

то и получается

$$P_1 = P.$$

Известно, что для выделения максимальной мощности сопротивление нагрузки должно равняться внутреннему сопротивлению генератора  $R_r$ . Поэтому параллельный контур может быть использован для согласования этих сопротивлений. При этом нужно выполнить условие:

$$Z_{\text{рез}} = R_r$$

или

$$\rho = \sqrt{R_r R}.$$

Рассмотрим с этой же точки зрения связанные контуры (рис. 3.20, а).

Мощность, поглощаемая в сопротивлении  $R_2$  второго контура, создается источником э.д.с.  $e$ , включенным в первый контур.

Эта мощность равна

$$P_2 = I_2^2 R_2. \quad (3.62)$$

Эквивалентная схема (рис. 3.20, б) при резонансе, когда реактивное сопротивление обращается в нуль, обладает сопротивлением

$$R_3 = R_1 + Z_{\text{внос. рез}} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2},$$

причем мощности (3.62) соответствует мощность

$$P_1 = P_2 = I_1^2 Z_{\text{внос. рез}} = I_1^2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2};$$

отсюда следует, что отношение токов (при резонансе)

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{\omega M}.$$

В обычном трансформаторе (рис. 3.23) без потерь ( $R_1 = 0$ ) индуктивность  $L_i \sim N_i^2$ , коэффициент взаимной индукции  $M \sim N_1 N_2$ , где  $N_1, N_2$  — число витков первой и второй катушек, а коэффициенты пропорциональности одинаковы. Для этого случая уравнения (3.57) принимают вид:

$$\begin{aligned} E - j\omega M i_2 - j\omega L_1 i_1 &= 0, \\ -j\omega M i_1 - j\omega L_2 i_2 &= i_2 R_2. \end{aligned} \quad (3.63)$$

Последнее уравнение дает:

$$\frac{i_2}{i_1} = - \frac{j\omega M}{j\omega L_2 + R_2}. \quad (3.64)$$

При малых нагрузках ( $R_2 \ll \omega L_2$ ) получается известное соотношение:

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{M}{L_2} = \frac{N_1}{N_2} \exp(-j\pi), \quad (3.65)$$

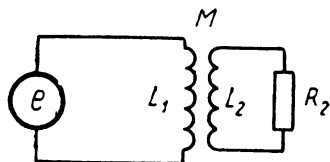


Рис. 3.23.

т. е. токи противоположны по фазе, а их модули относятся обратно пропорционально числу витков.

Однако, интересуясь мощностью, мы должны пользоваться выражениями (3.62) и (3.63). Исключая  $i_2$ , получаем:

$$\dot{E} = I_1 \left\{ \frac{\omega^2 M^2 R_2}{(\omega L_2)^2 + R_2^2} + j\omega \left[ L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{(\omega L_2)^2 + R_2^2} \right] \right\} = \dot{I}_1 [R_3 + \omega L_3].$$

Теперь можно пренебречь  $R_2$  в знаменателе. Тогда

$$R_3 = R_2 \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2, \quad L_3 = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = 0. \quad (3.66)$$

Итак, в идеальном трансформаторе сопротивление оказывается чисто активным, а индуктивное сопротивление компенсируется влиянием вторичной обмотки. Так как  $R_3$  определяется соотношением витков, то трансформатор можно использовать для согласования нагрузок (см., например, § 7.4).

### § 3.12. Сложные фильтрующие схемы

Идею компенсации сопротивления с помощью реактивных цепей (см. § 3.10) можно использовать для построения более сложных фильтрующих систем. Например, схема, показанная на рис. 3.24, представляет собой полосовой фильтр. Характеристика такого фильтра более близка к П-образной, чем у схемы с двумя контурами. Чем больше звеньев в фильтре, тем лучше можно добиться постоянства коэффициента передачи в полосе пропускания и тем круче «оборвать» коэффициент передачи вне полосы. Если

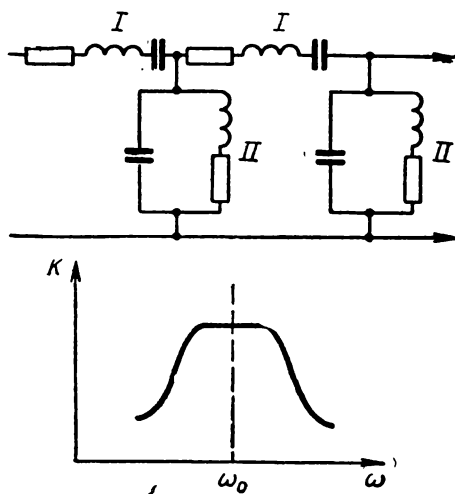


Рис. 3.24.

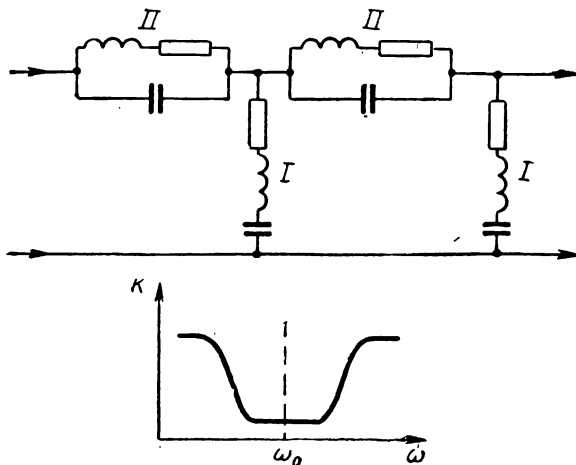


Рис. 3.25.

контуры I и II поменять местами, то получится заграждающий фильтр (рис. 3.25). Этот фильтр запирает полосу частот и на резонансной частоте ничего не пропускает, так как на резонансной частоте параллельные одиночные контуры, включенные в линию последовательно, имеют максимальное сопротивление, а последовательные, включенные как шунты линии, — минимальное.

Если взять последовательно-параллельно соединенные одиночные контуры, то получится фильтр нижних частот. — ФНЧ.

Так как емкости на низких частотах имеют большое сопротивление, а индуктивности — малое, то такой фильтр пропускает частоты от 0 до какой-то частоты среза  $\omega_{ср}$  (рис. 3.26), при которой индуктивное сопротивление будет велико по сравнению с емкост-

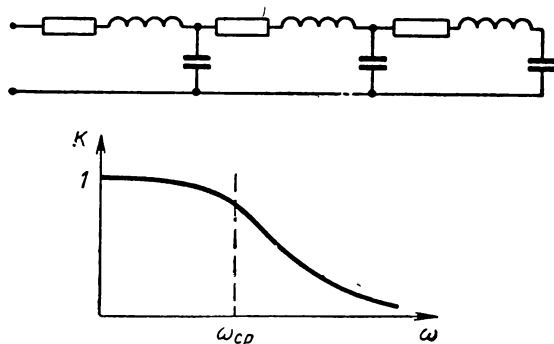
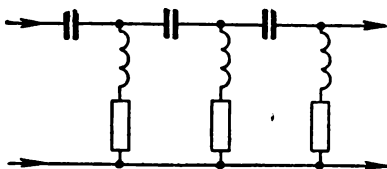


Рис. 3.26.

ным. Частота среза превышает частоту контура:

$$\omega_{\text{ср}} > \omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



Фильтр иного типа, когда емкости шунтируются индуктивностями, изображен на рис. 3.27; это — фильтр верхних частот — ФВЧ. Почему такая схема на низких частотах ничего не пропускает, а на высоких имеет коэффициент передачи, равный единице, читатель может объяснить самостоятельно.

В заключение нужно сказать несколько слов о набеге фазы в фильтрах.

В каждом контуре фильтров происходит сдвиг по фазе. После каждой цепочки происходит отставание выходного сигнала от входного на некоторый фазовый угол (обычно  $\frac{\pi}{2}$ ). В ФНЧ сигнал на емкости первой цепочки отстает от сигнала на входе на  $\frac{\pi}{2}$ ;

в результате фильтр осуществляет задержку сигнала. Если звеньев много, то задержка может быть большой. Если задержка соизмерима с  $2\pi$ , это эквивалентно тому, что сигнал «пробежал» расстояние, соизмеримое с длиной волны. Такая цепь подобна волновой цепи, хотя создана из квазистационарных элементов, так как только в волновых цепях получается значительное запаздывание сигнала на выходе относительно сигнала на входе. Таким образом, многозвеньевые фильтры являются подобием волновых цепей.

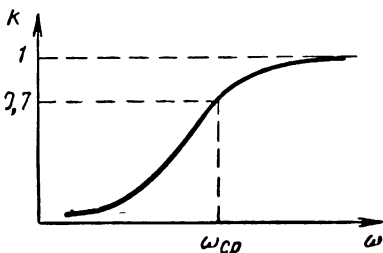


Рис. 3.27.

### § 3.13. Линейные элементы радиотехнических схем

Линейные устройства, рассмотренные выше, дают возможность провести все основные линейные операции в канале радиосвязи. Сведения об общих принципах построения этих систем должны быть дополнены конкретными данными о конструкции, основных параметрах и характеристиках применяемых в них элементов.

В настоящем параграфе рассматриваются наиболее употребительные линейные элементы цепей с сосредоточенными параметрами (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и пр.). Конструкции линейных элементов волновых цепей (волноводов, коаксиальных линий и т. п.), которые, как правило, используются на частотах более высоких, чем применяемых в обычном радиовещатель-

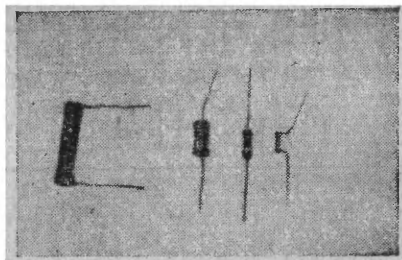


Рис. 3.28.

нии, здесь не приводятся. Соответствующие сведения можно найти в специальных справочниках.

Резисторы используются в радиотехнике для обеспечения требуемого режима питания ламп и транзисторов; регулирования напряжения и пр. Величина сопротивления резистора не должна зависеть от частоты тока, протекающего через

резистор. Следовательно, последний должен иметь малую собственную емкость и индуктивность. Мощность, рассеиваемая на резисторе, не должна превышать определенной величины.

Основными параметрами резистора являются номинальная величина сопротивления, класс точности и номинальная мощность. Величина сопротивлений измеряется в омах (*ом*). Номинальная мощность определяется допустимой мощностью рассеяния на резисторе  $P_{\text{ном}} = I^2 R$ . Если на резисторе выделяется мощность больше номинальной, то он перегревается или совсем сгорает. В бытовой приемной аппаратуре в основном используются резисторы, имеющие номинальную мощность 0,12; 0,25; 0,5; 1,0 и 2 *вт*. Класс точности определяет максимальное допустимое отклонение от номинальной величины сопротивления, выраженное в процентах (первый класс —  $\pm 5\%$ , второй класс —  $\pm 10\%$ , третий —  $\pm 20\%$ ).

Резисторы делятся на две основные группы: проволочные и непроволочные. Сопротивления обеих групп могут быть постоянными и переменными.

Проволочные сопротивления изготавливаются из проволоки с большим удельным сопротивлением на каркасе из теплоустойчивого материала. Проволочные резисторы рассчитаны на большие токи, имеют значительную собственную индуктивность и емкость и поэтому преимущественно используются в цепях накала электронных ламп. У непроволочных сопротивлений проводящим элементом является углеродистый или иной специальный состав с большим удельным сопротивлением, благодаря чему удается уменьшить габариты резистора.

Номинальные значения постоянных резисторов стандартизируются. Ряд номинальных значений определяется величиной допуска. Например, пусть требуется определить ряд номинальных значений сопротивлений от 100 *ком*, имеющих допуск  $\pm 20\%$ . Первый член ряда номинальных значений  $R_1 = 100$  *ком*. Следующим значением будет  $R_2 = 150$  *ком*, ибо между значениями величин  $R_1$  и  $R_2$  будут лежать все величины от 100 *ком* до 150 *ком*, так как  $R_{1\text{макс}} = 120$  *ком*,  $R_{2\text{мин}} = 120$  *ком*. Далее,  $R_3 = 220$  *ком* ( $R_{2\text{макс}} = 180$  *ком*;  $R_{3\text{мин}} = 180$  *ком*) и т. д.

Наибольшее применение находят резисторы с допуском  $\pm 20\%$ , так как изменения величины сопротивления на  $\pm 20\%$  не сильно сказывается на работе схемы.

Постоянные непроволочные резисторы делятся на несколько типов в зависимости от конструкции и рассеиваемой мощности (укажем некоторые из них: ВС — влагостойкие углеродистые, МЛТ — металлизированные лакированные теплостойкие и УЛМ — углеродистые лакированные малогабаритные).

Резисторы ВС и МЛТ представляют собой керамическую трубку, на поверхность которой нанесен тонкий проводящий слой (для ВС — углеродистая масса, для МЛТ — специальный сплав). Резисторы ВС выпускаются с сопротивлением от 27 *ом* до 10 *Мом*; величины сопротивлений МЛТ лежат в пределах от 100 *ом* до 10 *Мом*.

Снаружи сопротивления защищены лаковым или эмалевым покрытием. Резисторы ВС и МЛТ используются во всех цепях — постоянного, переменного и импульсного тока. Габариты резисторов МЛТ меньше, чем ВС.

Резисторы УЛМ имеют такую же конструкцию, как и резисторы ВС, и весьма малые габариты. На рис. 3.28 изображены резисторы указанных типов. Кроме этих резисторов, в малогабаритной аппаратуре применяются резисторы и других типов: МОН — металлоокисные низкоомные, КИМ — композиционные изолированные малогабаритные, КММ — композиционные мегомные малогабаритные, КОМ — композиционные опрессованные мегомные, МЛМ — металлизированные лакированные миниатюрные и МТ — металлизированные теплостойкие.

Непроволочные переменные резисторы используются в радиотехнике чаще, чем проволочные. Проводящий слой (углеродистый состав) наносится на гетинаксовую подковку, по которой скользит контактный ползунок (рис. 3.29). Концы подковки подведены к крайним лепесткам, подвижной ползунок имеет контакт с центральным лепестком. Сопротивление снаружи защищено металлическим корпусом, предохраняющим резистор от действия внешних электрических полей и механических повреждений. Корпус имеет лепесток, который при монтаже соединяется с шасси. По закону изменения величины сопротивления в зависимости от угла поворота оси резисторы делятся на типы: А — линейная зависимость, Б — логарифмическая, В — показательная. На крышке сопротивления указывается тип сопротивления, номинальная величина и вид зависимости величины сопротивления от угла поворота ползунка. Сопротивления выпускаются различных типов: СП — сопротивление переменное различной конструкции, ВК — водюм-контроль (volume — громкость, тон), ТК — тон-контроль.

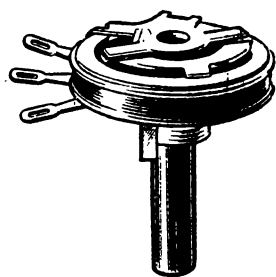


Рис. 3.29.



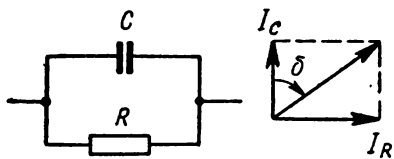


Рис. 3.30.

Оба последних резистора используются для регулировки громкости и тембра. ТК — отличается от ВК наличием выключателя, соединенного механически с осью сопротивления.

В малогабаритной аппаратуре используются сопротивления

СПД — (сопротивления переменные дисковые), СПО (сопротивления переменные объемные). Переменные сопротивления применяются для регулирования тона, усиления и пр.

Конденсаторы по конструкции и назначению делятся на постоянные, подстроечные (емкость изменяется в малых пределах) и переменные (емкость изменяется в значительных пределах).

Постоянные конденсаторы характеризуются номинальной величиной емкости с соответствующим допуском (существуют допуски в  $\pm 1\%$ ;  $\pm 2\%$ ;  $\pm 5\%$ ;  $\pm 10\%$ ;  $\pm 20\%$ ). Наибольшее распространение имеют конденсаторы с допуском  $\pm 10\%$  и  $\pm 20\%$ . Величины емкостей в соответствии с допуском стандартизованы. Емкость измеряется в микрофарадах ( $1 \text{ мкф} = 10^{-6} \text{ ф}$ ) и пикофарадах ( $1 \text{ пф} = 10^{-12} \text{ ф}$ ).

Другими характеристиками конденсатора служат рабочее напряжение и сопротивление утечки.

Рабочим напряжением называется напряжение, при котором конденсатор может работать неограниченно долго. Рабочее напряжение зависит от материала и толщины диэлектрика. При напряжении, большем рабочего, диэлектрик конденсатора может быть пробит.

Сопротивление утечки конденсатора определяет его добротность (отношение запасенной в конденсаторе реактивной мощности к активной, определяющей потери в диэлектрике за период):

$$Q = \frac{P_{\text{реакт}}}{P_{\text{акт}}} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{\text{tg } \delta}.$$

На рис. 3.30 представлена эквивалентная схема конденсатора,  $\delta$  — так называемый угол потерь.

Для радиотехнических конденсаторов тангенс угла потерь не превышает 0,02 (бумажные конденсаторы).

В зависимости от типа диэлектрика конденсаторы делятся на воздушные, бумажные, керамические, слюдяные, электролитические, металлобумажные, металлопленочные и др.

Бумажные конденсаторы различных типов (БМ, БГМ, КБГ и др.; буквы означают: Б — бумажный, М — малогабаритный, Г — герметизированный) используются в низкочастотных цепях и цепях с пульсирующим напряжением (цепи развязок, питание экраняющей сетки и др.). Бумажные конденсаторы имеют значительную собственную индуктивность и низкую добротность.

В цепях автоматического смещения, фильтрах используются электролитические конденсаторы (КЭ, КЭГ, ЭМ, ЭМИ, ЭТО и др.;

буквы означают: К — конденсатор, Э — электролитический, Г — герметизированный, М — малогабаритный, МИ — миниатюрный, Т — танталовый, О — объемный). Диэлектриком электролитических конденсаторов служит тонкий слой окиси алюминия, нанесенный электролитическим способом на положительный электрод — чистый алюминий. Другим электродом служит прокладочная бумага или ткань, пропитанная пастообразным специальным составом. Ткань или бумага соединяется с алюминиевой лентой, не имеющей искусственно созданного слоя окиси. При включении конденсатора в цепь следует помнить, что слой окиси алюминия обладает высокой электрической прочностью лишь в том случае, когда электрод с окисью алюминия имеет более высокий потенциал.

Электролитические конденсаторы имеют малые (по сравнению с конденсаторами других типов такой же емкости) габариты, низкую добротность и значительную паразитную индуктивность. Слюдяные конденсаторы (КСО, СГМ, КСГ и др.; С — слюдяной, Г — герметизированный, М — малогабаритный) имеют высокую добротность и могут использоваться практически в любых цепях радиосхем. Паразитная индуктивность этих конденсаторов меньше, чем бумажных.

Керамические конденсаторы (КТК, КД, КОМ и др.; Т — трубчатый, Д — дисковый, ОМ — опорный малогабаритный) изготавливаются на небольшие величины емкостей (от 1 до 1000 *пкф*) и могут быть использованы в любых цепях радиосхем до весьма высоких частот (1000 *Мгц* и выше). Данные конденсаторов различных типов указаны в справочниках, например: А. А. Брандт и К. С. Ржевкин «Техника монтажа и налаживания радиосхем». М., Изд-во МГУ, 1966.

Подстроечные конденсаторы характеризуются пределами изменения емкости. Наиболее распространенными являются керамические подстроечные конденсаторы КПК. Поворот ротора конденсатора осуществляется отверткой. Ротор имеет цветной знак, который при максимальной емкости конденсатора находится против контактного вывода статора. Подстроечные конденсаторы используются для подстройки контуров.

Конденсаторы переменной емкости в большинстве имеют воздушный диэлектрик, что обеспечивает высокую добротность. Переменные конденсаторы применяются для плавной настройки контуров. Изменение их емкости достигается вращением системы параллельно соединенных пластин (ротора) относительно подобной же системы неподвижных пластин (статора). Так как во многих схемах приходится настраивать одновременно несколько контуров, то подобные конденсаторы изготавливаются сдвоенными, строеными и т. д. В зависимости от формы пластин получают различные зависимости между углом поворота ротора и изменением емкости конденсатора. Так, у прямоугольного конденсатора изменение угла поворота пропорционально  $\sqrt{C}$ ; у прямоугонного —  $\frac{1}{\sqrt{C}}$ .

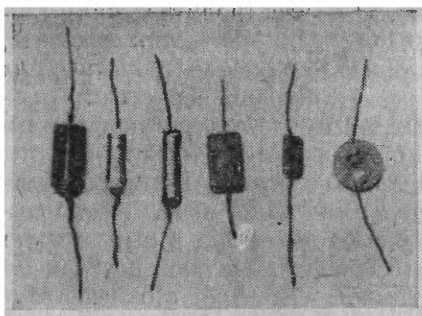


Рис. 3.31.

Пределы изменения ёмкости указаны на боковой стенке конденсатора. Конструктивно конденсаторы переменной емкости выполняются так, что заземленными оказываются подвижные пластины (ротор).

На рис. 3.31 изображены некоторые типы конденсаторов.

Индуктивности выполняются в виде катушек различной формы и размера с различным типом намотки, с сердечником или без него. Ввиду мно-

гообразия требований, определяемых назначением катушки, последние в массовом количестве промышленностью не выпускаются.

Катушки индуктивности характеризуются величиной индуктивности (измеряемой в генри — *гн*, миллигенри — *мгн* и микрогенри — *мкгн*), добротностью и собственной емкостью, являющейся паразитным параметром. Собственная емкость приводит к появлению нежелательных резонансных явлений и уменьшению коэффициента перекрытия диапазона частот колебательным контуром. Добротность зависит от размеров и формы катушки, материала каркаса, проволоки и способа ее намотки и частоты, на которой работает катушка.

Широко распространены цилиндрические (намотка на каркасе цилиндрической формы) однослойные катушки индуктивности. Они применяются на средних частотах (1,5—2 *Мгц*). Индуктивность такой катушки при плотной намотке определяется по формуле

$$L = \frac{0,01 D n^2}{\frac{l}{D} + 0,45},$$

где *L* — индуктивность, *мкгн*, *D* — диаметр каркаса, *см*, *l* — длина намотки, *см*, *n* — число витков.

Для увеличения добротности катушек используется каркас из материала с малыми потерями на рабочих частотах (полистирол, радиофарфор). Оптимальная величина добротности имеет место у катушек с размерами  $\frac{2l}{D} \simeq 1$ .

Катушки индуктивности более 100—200 *мкгн* обычно имеют многослойную намотку. Для уменьшения межвитковой емкости применяются специальные виды намоток, при которых витки располагаются под углом друг к другу.

Радиолюбители часто наматывают многослойные катушки про-

извольно (в навал). Порядок величины индуктивности такой катушки может быть определен по формуле

$$L = 10^{-2} D_{\text{мин}} n^2 \text{ мкГн,}$$

где  $D_{\text{мин}}$  — минимальный диаметр намотки, равный внешнему диаметру каркаса.

Чтобы подогнать индуктивность к требуемой величине, катушки часто снабжают сердечниками из магнитных материалов, имеющих малые потери (феррит, различные сорта углеродистого железа). Изменение индуктивности достигается перемещением сердечника внутри катушки. Максимальное значение индуктивности получается при расположении сердечника в центре катушки. Промышленность выпускает различные типы сердечников.

Катушки индуктивности с магнитными сердечниками по сравнению с катушками такой же индуктивности без сердечников имеют благодаря увеличению магнитной проницаемости меньшие размеры, меньшее число витков, следовательно, меньшее сопротивление и большую добротность.

Помимо сердечников цилиндрической формы, используются броневые сердечники, являющиеся магнитопроводом сложной формы. Индуктивность катушки с броневым сердечником регулируется изменением зазора в магнитопроводе. Броневые сердечники изготавливаются из карбонильного железа и ферритов.

Для получения максимальной индуктивности при минимальных размерах используются катушки с тороидальным сердечником. Тороидальные сердечники — кольца — изготавливаются из ферритов и альсиферов (магнитных сплавов, содержащих алюминий, кремний и железо или никель). Данные катушек можно найти в справочниках, например: Р. М. Терещук «Малогабаритная аппаратура». Киев, «Наукова думка», 1967.

Для устранения паразитных связей катушку закрывают металлическим экраном. При наличии экрана индуктивность и добротность катушки уменьшаются.

Проникновение радиоэлектроники в различные области науки, техники и быта требует уменьшения габаритов, веса и автоматизации производства радиосхем. Одним из возможных решений указанных задач является применение техники печатных схем. В настоящее время широко используется полупечатный и печатный радиомонтаж. В первом случае используются миниатюрные радиодетали, а роль проводов выполняют тонкие линии из металла, нанесенного на плату из диэлектрика. Во втором случае, используемом в сантиметровом диапазоне, печатным способом выполняются многие элементы и целые узлы радиосхем (индуктивности, емкости, фильтры, делители мощности и пр.).

Выходные трансформаторы применяются в приемнике для согласования малого сопротивления звуковой катушки динамического

громкоговорителя с большим внутренним сопротивлением лампы усилителя мощности.

Для оптимальной передачи энергии из анодной цепи лампы в звуковую катушку громкоговорителя необходимо правильно выбрать параметры трансформатора: коэффициент трансформации  $n = \frac{N_1}{N_2}$  ( $N_1, N_2$  — число витков соответственно в первичной и вторичной обмотках), индуктивность первичной обмотки  $L_1$ , величину потока рассеяния, активное сопротивление обмоток.

Коэффициент трансформации может быть вычислен по формуле:

$$n = \sqrt{\frac{\eta R_n}{R_{гг}}},$$

где  $\eta$  — к.п.д. трансформатора ( $\eta = 0,85$  для трансформаторов мощностью от 1 до 10 *вт* и  $\eta = 0,75$  для трансформаторов мощностью до 1 *вт*),  $R_{гг}$  — сопротивление громкоговорителя,  $R_n$  — сопротивление анодной нагрузки выходной лампы переменному току ( $R_n = n^2 R_{гг}$  — без учета активного сопротивления проводов обмотки трансформатора).

Эквивалентная схема усилителя мощности (§ 7.4) приведена на рис. 3.32; здесь —  $L'_{рас}$  — индуктивность рассеяния, приведенная к первичной цепи:  $L'_{рас} = L_{рас 1} + \frac{1}{n^2} L_{рас 2}$ .

Для правильно сконструированного трансформатора поток рассеяния должен быть мал, так как индуктивность рассеяния уменьшает коэффициент усиления на высоких частотах. Индуктивность первичной обмотки трансформатора должна быть достаточно велика, чтобы не уменьшать усиление на низких частотах рабочего диапазона. Задавшись коэффициентами частотных искажений на

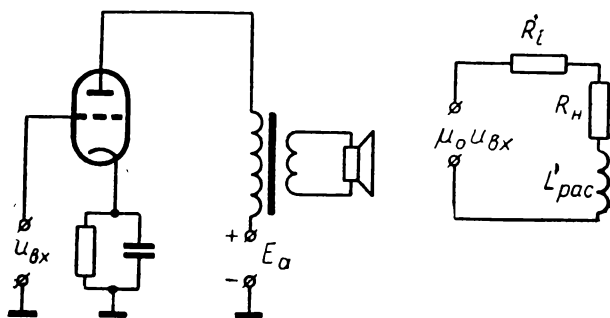


Рис. 3.32.

низких частотах  $M_n = \frac{K_{ср}}{K_n}$  и высоких  $M_b = \frac{K_{ср}}{K_b}$ , определяют (для пентода и лучевого тетрода):

$$L_1 = \frac{R_n}{\omega_n} \frac{1}{\sqrt{M_n^2 - 1}},$$

$$L'_{рас} = \frac{R_n + R_l}{\omega_b} \sqrt{M_b^2 - 1}.$$

Обычно  $M = 1,41$ , тогда

$$L_1 = \frac{R_n}{\omega_n}, \quad L'_{рас} = \frac{R_n + R_l}{\omega_b}.$$

Здесь  $R_l$  — внутреннее сопротивление лампы.

При учете активного сопротивления первичной ( $r_1$ ) и вторичной ( $r_2$ ) обмоток сопротивление анодной нагрузки лампы равно:

$$R'_n = R_n + r_1 + \frac{1}{n^2} r_2.$$

Обычно принимают  $r_2 = r_1 n^2$ , тогда  $R'_n = R_n + 2r_1$ .

Мощность, расходуемая в первичной обмотке трансформатора,  $P_1 = I_1^2 R'_n$ . Мощность, выделяемая в нагрузке (полезная мощность),  $P_{полезн} = I_1^2 R_n$ ; к.п.д. трансформатора  $\eta = \frac{R_n}{R_n + 2r_1}$  и активное сопротивление первичной обмотки

$$r_1 = \frac{R_n (1 - \eta)}{2}.$$

В соответствии с электрическими параметрами ( $L'_{рас}$ ,  $L_1$ ,  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $n$ ,  $\eta$ ) осуществляется конструкция трансформатора. Конструктивный расчет сводится к выбору типа и размеров сердечника трансформатора, числа витков обмотки, диаметра провода, способа намотки. В усилителях, рассчитанных на отдачу громкоговорителем мощности 1—2 *вт*, выходные трансформаторы выполняются обычно с Ш-образными сердечниками из трансформаторной стали. Малогабаритные выходные трансформаторы собираются из штампованных Ш-образных пластин, изготовленных из пермаллоя. Конструктивный расчет выходных трансформаторов следует искать в специальной литературе, например в книге Г. С. Цыкина «Электронные усилители» (М., Связьиздат, 1963) или в брошюрах серии массовой радиобиблиотеки, например: Р. М. Малинин «Выходные трансформаторы» (М., Госэнергоиздат, 1963).

Межкаскадные трансформаторы в ламповых схемах применяются в тех случаях, когда надо получить большой сигнал (повышающий трансформатор).

В транзисторных усилителях межкаскадный трансформатор используется для согласования большого выходного сопротивления транзистора с малым входным для получения максимального усиления (понижающий трансформатор).

Межкаскадные трансформаторы используются также для связи предоконечного каскада с двухтактным выходным. Трансформаторы в последнем случае должны быть симметричными. Частотные характеристики трансформаторов должны удовлетворять заданным требованиям.

Основные данные межкаскадных трансформаторов, используемых в некоторых карманных и переносных приемниках, указаны в справочниках, например: Р. М. Терещук «Малогабаритная радиоаппаратура» (Киев, «Наукова думка», 1967).

Для преобразования звука в сигнал сообщения используются микрофоны. Основными показателями микрофона являются чувствительность и рабочий диапазон частот.

Чувствительность микрофона характеризуется величиной напряжения, возникающего на сопротивлении нагрузки, при воздействии на диафрагму микрофона звукового давления в  $1 \frac{\text{дн}}{\text{см}^2} = 0,1 \frac{\text{н}}{\text{м}^2}$ .

Сопротивление нагрузки, при котором определяется чувствительность, называется номинальным. Для передачи максимальной мощности нагрузке сопротивление последней берется равным внутреннему сопротивлению микрофона.

Существуют различные системы микрофонов. Наибольшее распространение в радиовещании получили *динамические катушечные микрофоны* (рис. 3.33), имеющие легкую катушку, жестко связанную с диафрагмой микрофона.

Под действием звукового давления диафрагма и катушка колеблются в поле постоянного магнита. Магнитный поток, пронизывающий витки, меняется, и в катушке наводится э. д. с., пропорциональная силе звукового давления.

В *ленточном* динамическом микрофоне в магнитном поле колеблется (под действием звукового давления) легкая ленточка из алюминия. Она подключается к первичной обмотке согласующего трансформатора, повышающего сопротивление микрофона.

В *конденсаторном* микрофоне под действием звукового давления колеблется диафрагма, являющаяся одной из обкладок конденсатора (второй массивный электрод неподвижен). При колебаниях диафрагмы изменяется емкость, а следовательно и заряд, и в цепи, состоящей из источника, микрофона  $M$  и сопротивления  $R_n$  (рис. 3.34), возникает ток, обусловленный изменением заряда на конденсаторе. На нагрузке  $R_n$  создается напряжение, которое усиливается лампой.

Для получения желательной диаграммы направленности используют комбинированные микрофоны, представляющие собой объединенную конструкцию из двух микрофонов.

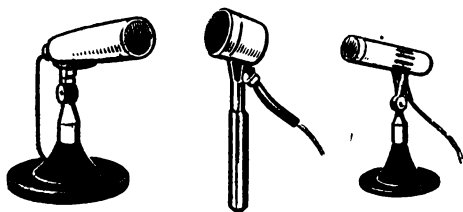


Рис. 3.33.

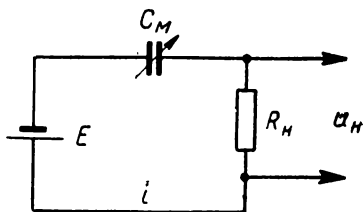


Рис. 3.34.

В любительских малогабаритных устройствах и недорогой промышленной аппаратуре используются пьезоэлектрические, угольные и электромагнитные микрофоны. Качественные показатели у них хуже, чем у двух предыдущих систем. Принцип действия *пьезоэлектрического* микрофона основан на пьезоэлектрическом эффекте. Пьезоэлектрический элемент деформируется под действием звукового давления. В результате деформации на кристалле возникает разность потенциалов, пропорциональная звуковому давлению.

*Угольные* микрофоны имеют высокую чувствительность. Принцип действия таких микрофонов основан на изменении сопротивления угольного порошка в зависимости от плотности последнего. Угольный микрофон управляет величиной тока в цепи, и, следовательно, для его работы нужен источник питания.

В любительской аппаратуре используют *электромагнитный* микротелефонный капсюль, в котором колеблющийся якорь из специальной стали жестко связан с диафрагмой, воспринимающей звуковые колебания. При колебаниях якоря, находящегося в зазоре магнитной системы, изменяется поле постоянного магнита, и в катушке, намотанной на полюсные наконечники или поверх якоря, возникает э.д.с.

Данные некоторых типов микрофонов для их сравнения приведены в таблице 2. Более полные сведения о различных типах микрофонов той или иной системы следует искать в справочниках.

**Громкоговорители** преобразуют сигнал звукового сообщения в звук с мощностью, достаточной для массового слушания (подобные устройства, воспроизводящие слабые звуки для индивидуального слушания, называются телефонами).

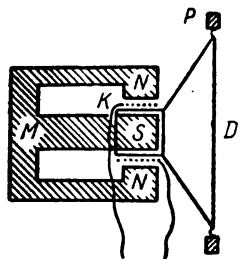
Основными акустическими характеристиками громкоговорителя являются номинальная мощность и частотная характеристика. Номинальной мощностью называется наибольшая мощность, подводимая к громкоговорителю, при которой нелинейные искажения не превосходят величину, заданную техническими условиями (обычно не более 7—10% на низшей частоте). Частотная характеристика показывает зависимость звукового давления от частоты подводимого к громкоговорителю напряжения. Полоса частот, в пределах которой неравномерность частотной характеристики не превышает



Тип микрофона	Система	Диапазон частот, <i>гц</i>	Неравномерность частотной характеристики, <i>дб</i>	<i>R</i> , <i>ом</i>	Чувствительность, $\text{мв} \cdot \text{к}^{-1} \cdot \text{м}^2$	Масса, <i>г</i>	Применение
МД-59	Динамическая (катушка)	50—15 000	8	250	0,63	600	Для радиовещания, профессиональной звукозаписи, усиления звука и музыки
М-41	Динамическая (катушка)	100—5000	25	$5 \cdot 10^5$	30	560	Для любительской звукозаписи
МЛ-11 М	Динамическая (лента)	70—1000	12	250	0,9	2400	Для передачи и записи музыки и речи, усиления музыки и речи (в помещении)
МК-3	Конденсаторная	40—15 000	6	250	2,5	480	Для высококачественной передачи и записи звука и речи
«Кристалл»		100—4000	12	$3 \cdot 10^6$	50 — 100	15	В любительских устройствах, в недорогой промышленной аппаратуре
ДЭМ-4 М	Электромагнитная	300—3000	—	$5 \cdot 10^6$	10	125	В любительской малогабаритной аппаратуре
МК-59	Угольная	300—3000	25	—	100 — 200	15	В проволочной телефонии. В любительских малогабаритных устройствах

заданной величины, определяет диапазон частот громкоговорителя. Нелинейные искажения оцениваются величиной мощности высших гармоник.

Во всех промышленных радиоприемниках используются электродинамические громкоговорители, имеющие хорошую частотную характеристику и различную излучаемую мощность. Принцип кон-



К трансформатору

Рис. 3.35.

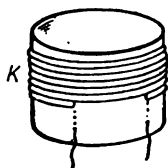


Рис. 3.36.

струкции электродинамического громкоговорителя ясен из рис.3.35. В кольцевом воздушном зазоре сильного постоянного магнита  $M$  (или электромагнита) находится намотанная на подвижный цилиндрический каркас легкая катушка  $K$ . Сопротивление катушки мало и она включается в цепь лампы через понижающий трансформатор. При питании катушки током звуковой частоты возникает электродинамическая сила  $f \sim iB$ , заставляющая катушку совершать вдоль зазора колебания, которые передаются механически связанному с ней диффузору  $D$  — конической поверхности из плотной бумаги с основанием круглой или овальной формы. Диффузор закреплен по окружности в раме  $P$ . Диаметр диффузора зависит от мощности громкоговорителя. При вынужденных колебаниях диффузора возникают звуковые волны, излучаемые в пространство. Коэффициент полезного действия громкоговорителя, то есть отношение излучаемой (звуковой) мощности к потребляемой (электрической) составляет малую величину (около 10%).

Внешний вид громкоговорителя показан на рис. 3.36. Обычно громкоговоритель помещают внутрь ящика приемника или в специальный ящик. Обращенная к диффузору стенка ящика затягивается материей, предохраняющей громкоговоритель от механических повреждений и пыли и несколько влияющей на его акустические свойства. Частотная характеристика зависит от конструкции громкоговорителя, а также от формы и размеров ящика, содержащего громкоговоритель, так как возникает наложение колебаний громкоговорителя на колебания воздушного столба, ограниченного ящиком. Частотная характеристика оказывается более равномерной, когда громкоговоритель находится не в середине ящика, а смещен к одному из краев.

Частотная характеристика громкоговорителя имеет спад в области низких и высоких частот (на рис. 3.37 кривая 1 — характеристика динамического громкоговорителя среднего качества, кривая 2 — характеристика электромагнитного громкоговорителя).

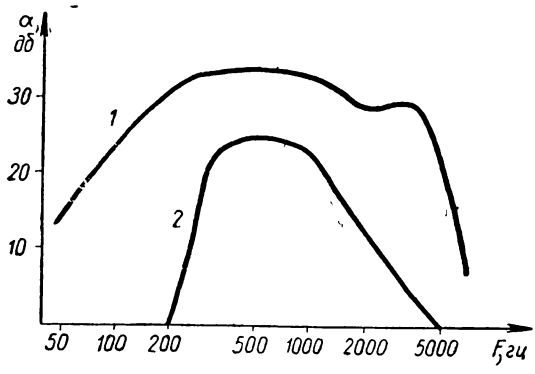


Рис. 3.37.

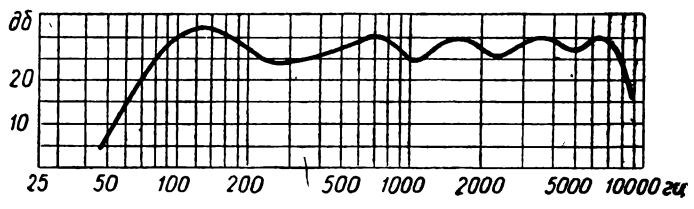


Рис. 3.38.

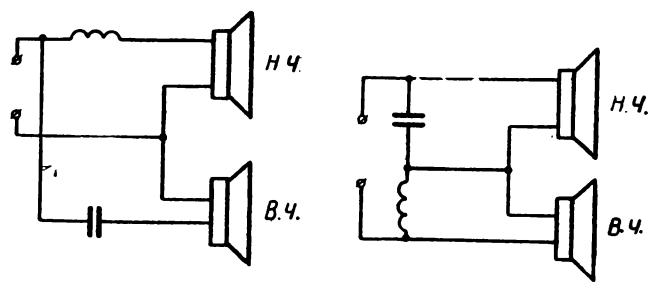


Рис. 3.39.

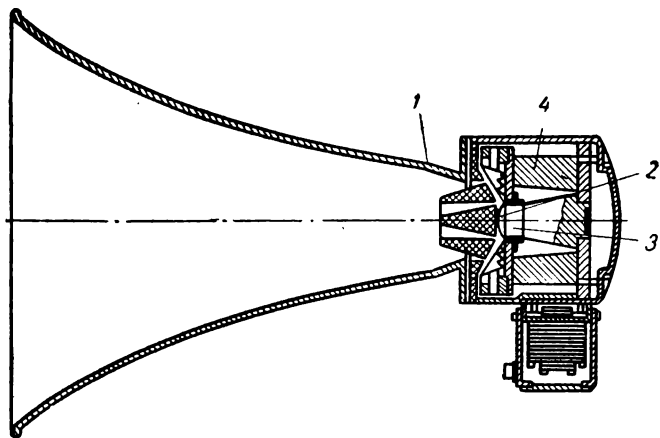


Рис. 3.40.

Для воспроизведения низких частот диффузор должен быть больших размеров (длинная звуковая волна), для воспроизведения высоких частот — небольших. Невозможность удовлетворения взаимопrotivоречивых требований заставляет пользоваться для расширения полосы воспроизводимых частот одновременно двумя (иногда тремя) громкоговорителями, имеющими хорошие характеристики в различных областях частот. Частотная характеристика и простые схемы включения двоянных громкоговорителей изображены на рис 3.38 и 3.39. На рисунках буквы, стоящие у громкоговорителей, указывают воспроизводимые ими частоты (н. ч. — низкие частоты, в. ч. — высокие частоты). В случае трех громкоговорителей к первым двум добавляется среднечастотный громкоговоритель.

Система из нескольких громкоговорителей (с различными частотными характеристиками и мощностями), расположенных под различными (определенными) углами друг к другу, создает впечатление объемного звучания, т. е. излучение такой системы является ненаправленным.

В больших помещениях и на открытых пространствах применяются более мощные рупорные громкоговорители. Разрез рупорного громкоговорителя показан на рис. 3.40. Магнит 4 создает сильную магнитную индукцию в зазоре, где расположена звуковая катушка 3, соединенная с диафрагмой 2, играющей роль диффузора. Колебания диафрагмы возбуждают звуковые волны в конических каналах, соединенных с полостью рупора 1; длина каналов одинакова, так что в рупоре все волны суммируются в одинаковой фазе. Расстояние от оси рупора до его стенки меняется по экспоненциальному закону, что обеспечивает минимальное отражение волн от края рупора.

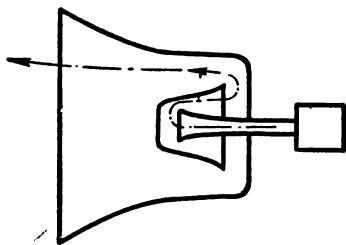


Рис. 3.41.

Для сокращения размеров рупора его делают иногда из отдельных секций, вложенных одна в другую (рис. 3.41, путь волны в рупоре указан стрелкой).

В простейших карманных приемниках иногда применяются небольшие электромагнитные громкоговорители (капсулы микро-телефонов), принцип работы которых описывался выше (см. элект-

ромагнитный микрофон). Чувствительность громкоговорителя электромагнитной системы высокая, а частотная характеристика плохая (рис 3. 37, кривая 2). Обычно и в транзисторных схемах используются малогабаритные электродинамические громкоговорители мощностью от 0,25 *вт* (0,025 ГД-1) до 1 *вт* (1ГД-14).

Данные некоторых динамических громкоговорителей приведены в таблице 3. Сведения о других типах громкоговорителей можно найти в радиолобительских справочниках.

Т а б л и ц а 3

Тип громкоговорителя	Номинальная мощность, <i>вт</i>	Диапазон воспроизводимых частот, <i>гц</i>	Неравномерность частотной характеристики, <i>дб</i>	Сопротивление звуковой катушки <i>R</i> , <i>ом</i>	Диаметр, <i>мм</i>	Масса, <i>г</i>	Применение
0,025ГД-1	0,025	600 — 4000	18	$6,0 \pm 0,6$	40	17	Малогабаритные приемники
						60	
0,1 ГД-3	0,1	400 — 3000	16	$6,5 \pm 0,7$	50	35	То же
0,25 ГД-1	0,25	300 — 3000	18	$6,5 \pm 0,8$	72	120	
0,5 ГД-12	0,5	150 — 7000	15	$4,5 \pm 0,7$	105	250	Малогабаритные батарейные приемники
1 ГД-14	1	150 — 10000	14	$5,0 \pm 0,5$	126	180	Приемники 3 — 4 кл.

## ЛИНЕЙНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

### § 4.1. Введение. Волновые цепи

Волновой цепью является система, в которой параметры  $R$ ,  $L$ ,  $C$  распределены вдоль линии; поэтому время распространения сигнала вдоль системы сравнимо с периодом его изменения, и ток и напряжения в ней зависят уже не только от времени, но и от координаты.

Примером волновой цепи может служить двухпроводная линия (два параллельных провода или два коаксиальных цилиндра).

При рассмотрении передачи сигналов вдоль волновой системы — длинной линии — будем характеризовать процессы в ней напряжением между проводами  $u(x, t)$  и током в проводах  $i(x, t)$  (рис. 4.1).

Расстояние вдоль линии будем отсчитывать от некоторого ее сечения, нормального к оси линии. Сопротивлением проводов и утечкой между ними пренебрежем. Рассмотрим отрезок линии длиной  $\Delta x$ . При протекании тока по проводам между ними возникает магнитное поле с индукцией  $\vec{B}$ . Поэтому следует приписать отрезку линии длиной  $\Delta x$  индуктивность  $L_0 \Delta x = \Delta L$ . Далее, между проводами линии существует разность потенциалов и, следовательно, электрическое поле  $\vec{E}$ , с ним связана емкость  $\Delta C = C_0 \Delta x$  (рис. 4.2).

Величины  $L_0$ ,  $C_0$  — характерные для линии индуктивность и емкость, приходящиеся на единицу длины. Они зависят от геометрии линии и свойств ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ) среды, окружающей провода. В однопроводных линиях они обладают особенностью: их произведение

$$L_0 C_0 = \frac{\epsilon \mu}{c^2} = \frac{1}{v^2} \quad (4.1)$$

( $c$  — скорость света в вакууме), равное обратной величине квадрата скорости  $v$  распространения волны в линии (см. ниже), от геометрии линии не зависит. Качественное объяснение этой независимости таково: увеличение расстояния между проводами (при заданном заряде) уменьшает емкость между ними; так как при этом растет площадь, пронизываемая магнитным полем между проводами (при заданном токе), то увеличивается и магнитный поток, а вместе с тем растет индуктивность.

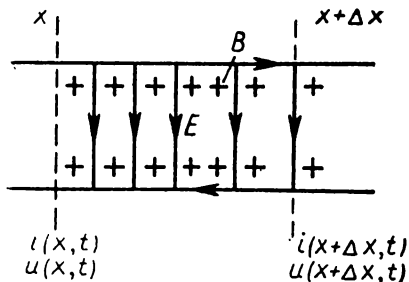


Рис. 4.1.

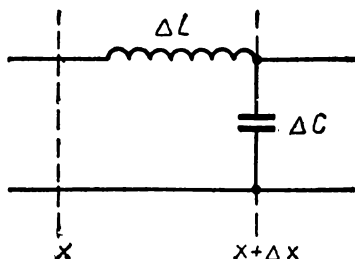


Рис. 4.2

Нужно учесть, что электромагнитное поле концентрируется в основном между проводами, и влияние слабого поля вне проводов можно не принимать во внимание. Пользуясь правилами Кирхгофа, напишем уравнение для падения напряжения на участке линии

$$u(x) - u(x + \Delta x) = - \frac{\partial u}{\partial x} \Delta x = L_0 \Delta x \frac{\partial i}{\partial t},$$

где  $-L_0 \Delta x \frac{\partial i}{\partial t}$  — э.д.с. самоиндукции участка  $\Delta x$ . Ток, текущий в проводах, тоже является функцией координат, его изменение обусловлено наличием заряжающейся емкости:

$$i(x) - i(x + \Delta x) = - \frac{\partial i}{\partial x} \Delta x = C_0 \Delta x \frac{\partial u}{\partial t}.$$

Сократив на  $\Delta x$  и перенеся члены в левую часть, получим:

$$L_0 \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial u}{\partial x} = 0, \quad C_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial i}{\partial x} = 0. \quad (4.2)$$

В этих уравнениях фигурируют частные производные, так как  $u$  и  $i$  зависят не только от времени, но и от координаты.

Дифференцируя по  $t$  (или по  $x$ ) и исключая одну из переменных, получаем известные волновые уравнения:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{1}{L_0 C_0} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}, \quad \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} = \frac{1}{L_0 C_0} \frac{\partial^2 i}{\partial x^2}. \quad (4.3)$$

## § 4.2. Волны в длинной линии

В электродинамике доказывается, что решением уравнений (4.3) являются функции вида

$$f\left(t \mp \frac{x}{v}\right),$$

представляющие процесс, распространяющийся вдоль линии (знак минус отвечает распространению в сторону возрастающих  $x$ ) с фазовой скоростью

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}. \quad (4.4)$$

Предположим, что ток и напряжение являются гармоническими функциями координат и времени:

$$\begin{aligned} i &= \dot{I}_{m0} \exp [j(\omega t - \gamma x)], \\ u &= \dot{U}_{m0} \exp [j(\omega t - \gamma x)], \end{aligned} \quad (4.5)$$

где частота  $\omega$  — заданная величина;

$\gamma$  — постоянная распространения

и  $\dot{U}_{m0}$ ,  $\dot{I}_{m0}$  — амплитуды напряжения и тока при  $x = 0$ .

Подставив значения  $i$  и  $u$  в уравнения (4.2), получим:

$$\begin{aligned} j\omega L_0 \dot{I}_{m0} - j\gamma \dot{U}_{m0} &= 0, \\ j\omega C_0 \dot{U}_{m0} - j\gamma \dot{I}_{m0} &= 0. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Эта система однородных уравнений дает связь между амплитудами тока и напряжения:

$$\dot{U}_{m0} = \frac{\gamma \dot{I}_{m0}}{\omega C_0} = \frac{\omega L_0 \dot{I}_{m0}}{\gamma}, \quad (4.7)$$

и позволяет выразить постоянную распространения  $\gamma$  через параметры системы:

$$\gamma = \omega \sqrt{L_0 C_0} = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda} = k,$$

где  $\lambda$  — длина волны. Постоянную  $k$  (она выражается действительным числом) называют волновым числом.

Мы пренебрегли сопротивлением и проводимостью окружающей среды. На скорость распространения волны эти величины (в реальных условиях) влияют незначительно, но возникает более или менее заметное затухание, ограничивающее приемлемую длину линии.

Отношение амплитуд напряжения и тока в бегущей волне определяет волновое сопротивление линии  $\dot{Z}_0 = \frac{\dot{U}_{m0}}{\dot{I}_{m0}}$ . В линии без потерь уравнения (4.6) и (4.7) дают:

$$\dot{Z}_0 = Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (4.8)$$



Если в линии есть потери, то  $\dot{Z}_0$  — комплексное число. Если  $\dot{Z}_0$  — действительное число, то  $\dot{U}_0$  и  $\dot{I}_0$  находятся в фазе. Если  $\dot{Z}_0$  — комплексное число, то существует сдвиг фаз между амплитудами тока и напряжения (в бегущей волне). Этот сдвиг фаз зависит от величины потерь в линии.

### § 4.3. Отражение волн в линии

Из теории электромагнитного поля известно, что чисто бегущие волны получаются в том случае, если среда бесконечна и однородна. Если имеются разрывы или другие неоднородности, то в месте неоднородности будет наблюдаться отражение волны, и в линии будут распространяться волны двух направлений. Отражение волн, например, происходит в точке соединения двух отрезков линий с различными размерами сечения проводов или с различным расстоянием между ними. Отражение возникает также на конце линии, нагруженной на сопротивление, не равное волновому, и т. д. При сложении падающей и отраженной волн равных амплитуд в линии устанавливается режим стоячих волн. Этот режим будет иметь место только в цепи без потерь.

Перейдем к количественной оценке эффекта отражения волн от неоднородности в линии. Запишем выражение для напряжения совокупности падающей и отраженной волн в линии без потерь. В качестве падающей волны будем рассматривать волну, бегущую в сторону возрастающих значений  $x$ :

$$u = \exp(j\omega t) [B \exp(-jkx) + A \exp(jkx)].$$

Величину в скобках можно рассматривать как комплексную амплитуду полного напряжения в точке  $x$ .

$$\dot{U}_m(x) = B \exp(-jkx) + A \exp(jkx) = \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{отр}}. \quad (4.9)$$

Комплексные амплитуды напряжения и тока в сечении  $x$  связаны уравнениями:

$$j\omega L_0 \dot{I}_m(x) = -\frac{\partial \dot{U}_m(x)}{\partial x}, \quad j\omega C_0 \dot{U}_m(x) = -\frac{\partial \dot{I}_m(x)}{\partial x}, \quad (4.10)$$

поэтому можно выразить комплексную амплитуду полного тока в точке  $x$  через напряжение  $\dot{U}_m(x)$ :

$$\begin{aligned} \dot{I}_m(x) &= -\frac{1}{j\omega L_0} \frac{\partial \dot{U}_m(x)}{\partial x} = \frac{1}{Z_0} [B \exp(-jkx) - A \exp(+jkx)] = \\ &= \frac{1}{Z_0} (\dot{U}_{\text{пад}} - \dot{U}_{\text{отр}}). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Рассмотрим отражение волн в линии, в которой на расстоянии  $x = l$  от начала координат включена неоднородность в виде нагрузки  $\dot{Z}_n$ , частично отражающая и поглощающая волну (рис. 4.3).

Отношение амплитуд тока и напряжения  $\frac{\dot{U}_m(x)}{\dot{I}_m(x)}$  в точках подключения нагрузки определяется сопротивлением нагрузки:

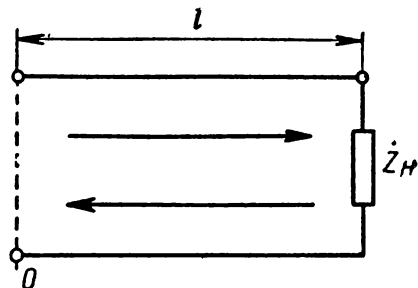


Рис. 4.3

$$\frac{\dot{U}_m(x)}{\dot{I}_m(x)} = \dot{Z}_n = Z_0 \frac{\dot{U}_m(x)_{\text{пад}} + \dot{U}_m(x)_{\text{отр}}}{\dot{U}_m(x)_{\text{пад}} - \dot{U}_m(x)_{\text{отр}}} \quad (4.12)$$

Отношение амплитуд напряжения отраженной и падающей волны в данном сечении называется коэффициентом отражения напряжения в этом сечении:

$$\Gamma(x) = \frac{\dot{U}(x)_{\text{отр}}}{\dot{U}(x)_{\text{пад}}} \quad (4.13)$$

Поэтому

$$\frac{\dot{Z}_n}{Z_0} = \frac{1 + \dot{\Gamma}(x)}{1 - \dot{\Gamma}(x)}$$

следовательно, в сечении, где включена нагрузка, коэффициент отражения равен:

$$\Gamma(x) = \frac{\dot{Z}_n - Z_0}{\dot{Z}_n + Z_0} \quad (4.14)$$

Рассмотрим несколько важных частных случаев, которые показывают, как связаны амплитуда отраженной и падающей волн при различных значениях сопротивления нагрузки.

$$1) \dot{Z}_n = Z_0,$$

тогда

$$\Gamma(x) = 0. \quad (4.15)$$

В этом случае отраженной волны нет. Если  $\dot{Z}_n = Z_0$ , то отношение амплитуды напряжения  $\dot{U}_m$  к амплитуде тока  $\dot{I}_m$  в точках включения  $\dot{Z}_n$  такое же, как при бегущей волне. При этом бегущая волна полностью передает приносимую ею мощность в нагрузку (согласованная нагрузка).

Этот случай реализуется и при соединении двух линий, у которых параметры  $L_0$ ,  $C_0$  различны, но волновые сопротивления одинаковы.

2)  $Z_n = 0$  (короткое замыкание),  
тогда

$$\Gamma(x) = -1. \quad (4.16)$$

Амплитуды напряжения падающей и отраженной волны в данной точке находятся в противофазе и одинаковы.

3)  $Z_n \rightarrow \infty$ , например, провода разомкнуты (холостой ход),  
тогда

$$\Gamma(x) = 1, \quad (4.17)$$

т. е. амплитуды и фазы обеих волн одинаковы.

В общем случае  $\Gamma(x)$  может принимать разные значения, которые на комплексной плоскости лежат внутри круга единичного радиуса (рис. 4.4).

Следует иметь в виду, что бесконечное сопротивление, строго говоря, может иметь бесконечную активную составляющую ( $R \rightarrow \infty$ ), а также бесконечную реактивную составляющую емкостного или индуктивного характера ( $X \rightarrow \pm j\infty$ ).

Легко убедиться, что в любом из этих случаев коэффициент отражения  $\Gamma(x) = 1$ .

#### § 4.4. Входное сопротивление участка линии с нагрузкой. Трансформация сопротивлений

Представляет интерес то сопротивление, которое имеет отрезок линии некоторой длины  $l$ , замкнутый на произвольную нагрузку  $Z_n$ .

Если линия замкнута на нагрузку, то можно считать, что в сечении  $AA'$  (рис. 4.5) включено сопротивление  $Z_{вх}$ , эквивалент-

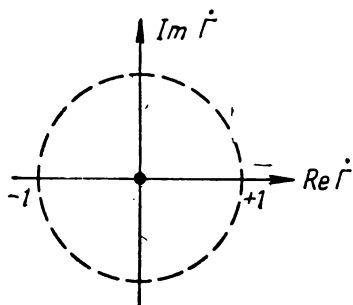


Рис. 4.4.

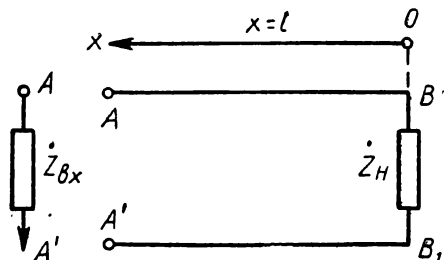


Рис. 4.5.

ное отрезку линии с нагрузкой  $\dot{Z}_n$  в точках  $BB_1$ . Как мы видели выше, в сечении с координатой  $x$  входное сопротивление

$$\dot{Z}_{вх} = \frac{\dot{U}_m(x)}{I_m(x)}$$

зависит от координаты. Пользуясь уравнением (4.12), находим для начала координат ( $x = 0$ )

$$\dot{Z}_{вх}(0) = Z_0 \frac{A+B}{B-A} = \dot{Z}_n.$$

При  $x = l$  получается

$$\dot{Z}_{вх} = Z_0 \frac{A \exp(jkl) + B \exp(-jkl)}{B \exp(-jkl) - A \exp(jkl)}. \quad (4.18)$$

Комбинируя эти уравнения, получаем:

$$\dot{Z}_{вх}(l) = \dot{Z}_n \frac{1 + j \frac{Z_0}{\dot{Z}_n} \operatorname{tg} kl}{1 + j \frac{\dot{Z}_n}{Z_0} \operatorname{tg} kl}. \quad (4.19)$$

Выражение (4.19) определяет входное сопротивление отрезка линии без потерь, нагруженной на сопротивление  $\dot{Z}_n$ . Подчеркнем, что разница между  $\dot{Z}_{вх}$  и  $Z_0$  заключается в том, что  $\dot{Z}_{вх}$ , измеренное в данном сечении линии, характеризует отношение амплитуды полного напряжения к амплитуде полного тока; амплитуда полного напряжения — это сумма амплитуд падающей и отраженной волн напряжения;  $Z_0$  характеризует отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока в бегущей волне.  $Z_0$  сохраняется вдоль линии, а  $\dot{Z}_{вх}$  меняется. Это видно из аналитического выражения для  $\dot{Z}_{вх}$ . Все сказанное выше справедливо как для двухпроводной, так и для коаксиальной линий.

Преимуществом последней является полная экранировка электромагнитного поля от внешних влияний (все поле сосредоточено внутри цилиндра большего радиуса).

Но коаксиальная линия имеет и недостатки: внутренний провод обычно имеет небольшой радиус; заряженный длинный цилиндр создает в окружающем пространстве электрическое поле, напряженность которого обратно пропорциональна радиусу цилиндра; поэтому вблизи цилиндра поле получается сильным, и при больших мощностях передачи возможен пробой диэлектрика, заполняющего линию (в известной степени эта опасность существует и в двухпроводной линии).

Рассмотрим теперь частные случаи входного сопротивления нагруженной линии.

1) Пусть линия нагружена на  $\dot{Z}_н = Z_0$ , тогда  $\dot{Z}_{вх} = Z_0$ , т. е. не зависит от расстояния. Это связано с тем, что здесь существует только бегущая волна.

2) Пусть линия замкнута накоротко:  $\dot{Z}_н = 0$ . Из уравнения (4.19) получаем:

$$\dot{Z}_{вх} = jZ_0 \operatorname{tg} kl. \quad (4.20)$$

Сопротивление чисто реактивное, так как мощность в нагрузке не поглощается; величина входного сопротивления зависит от расстояния между рассматриваемым сечением и концом линии. Это объясняется существованием в линии стоячей волны. Отметим, что при  $kl = 0, \pi, 2\pi, \dots$  ( $l = 0, \frac{\lambda}{2}, \lambda, \dots$ ) получается  $Z_{вх} = 0$ .

3) Если линия на конце разомкнута ( $Z_н \rightarrow \infty$ ), то для входного сопротивления будем иметь:

$$\dot{Z}_{вх} = -jZ_0 \operatorname{ctg} kl. \quad (4.21)$$

При  $kl = 0, \pi, 2\pi, \dots$  ( $l = 0, \frac{\lambda}{2}, \lambda, \dots$ ) создается режим холостого хода:  $\dot{Z}_{вх} \rightarrow j\infty$ .

4) Пусть  $\dot{Z}_н$  произвольно, а  $l = \frac{\lambda}{4}$ ; тогда, избавившись от неопределенности, получим:

$$\dot{Z}_{вх} = \dot{Z}_н \frac{Z_0}{\dot{Z}_н} \cdot \frac{1}{\frac{\dot{Z}_н}{Z_0}} = \frac{Z_0^2}{\dot{Z}_н}. \quad (4.22)$$

Таким образом,  $\dot{Z}_{вх}$  обратно пропорционально  $\dot{Z}_н$ , а фазы этих величин противоположны.

С подобного рода соотношениями встречаются при рассмотрении параллельного контура и трансформатора, позволяющих согласовать нагрузку с сопротивлением генератора, равным  $\dot{Z}_{вх}$ .

Очевидно, короткозамкнутая линия также является своеобразным трансформатором импеданса нагрузки, и это ее свойство широко используется на практике.

Так, если в некотором сечении нужно обеспечить короткое замыкание для высокой частоты и разрыв для постоянного тока, то к этому сечению подключают разомкнутую линию длиной  $l = \frac{\lambda}{2}$  (рис. 4.6, а). Как видно из уравнения (4.22), при этом получается  $\dot{Z}_{вх} = 0$  и разрыв для постоянного тока.

Трансформацией сопротивлений с помощью четвертьволновых отрезков линий пользуются и в тех случаях, когда надо обеспечить

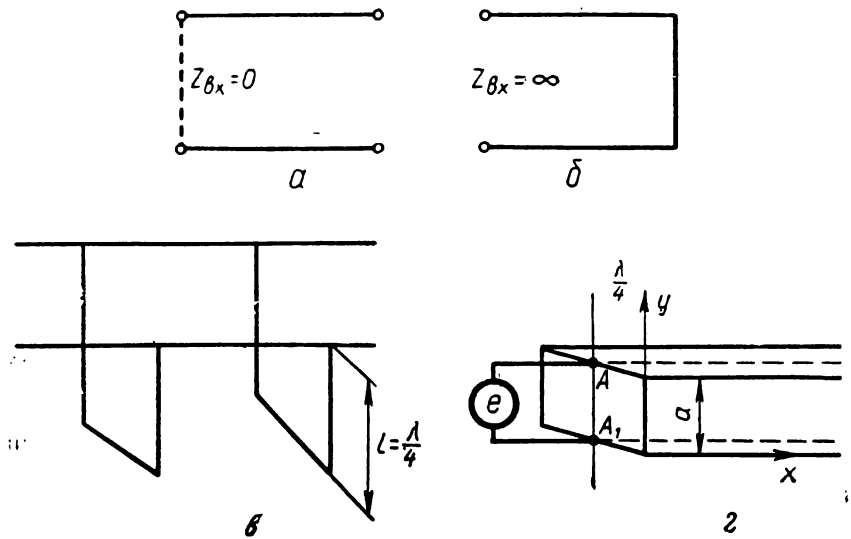


Рис. 4.6.

высокое сопротивление на высокой частоте одновременно с коротким замыканием на постоянном токе. Очевидно, что в этом случае надо взять короткозамкнутую четвертьволновую линию, имеющую бесконечное сопротивление (рис. 4.6, б). Этот метод применяется в тех случаях, когда надо провести двухпроводную линию так, чтобы опоры этой линии не вносили потерь в линию и не искажали структуру поля. Опоры длиной  $l = \frac{\lambda}{4}$  в сечениях включения представляют бесконечное сопротивление и не шунтируют линию (рис. 4.6, в).

Опоры в линии можно ставить как угодно часто; тогда такая система превращается в желоб. Края желоба будут работать как двухпроводная линия, в которой распространяется сигнал. К этому желобу можно приставить еще такой же желоб, являющийся зеркальным отображением первого. Тогда получится прямоугольная труба (рис. 4.6, г). Прямоугольная металлическая труба служит примером электромагнитного волновода. Таким образом, если взять прямоугольную трубу шириной  $b \approx \frac{\lambda}{2}$ , то центральные

линии этой трубы будут работать как двухпроводная линия, шунтированная в каждом сечении двумя четвертьволновыми опорами.

Если в точках  $AA_1$  подключить источник, то по этой трубе будет распространяться волна, как в двухпроводной линии. Когда волновод действительно эквивалентен линии? Если расстояние

между «проводами» меньше  $\frac{\lambda}{4} (AA_1 \leq \frac{\lambda}{4})$  и можно считать, что между этими проводами существует постоянное вдоль поперечной координаты электрическое поле, тогда можно говорить о напряжении и токе в «линии», так как в этом случае между проводами не может быть стоячей волны, не может быть поля, напряженность которого зависит от  $y$ , и можно считать, что фаза поля одинакова во всех точках на оси  $y$  (между проводами). В этом случае разность потенциалов между проводами  $u = \int_0^a E_y dy = E_y a$  (здесь  $a$  — расстояние между проводами).

С помощью волноводов создают линии передачи в диапазонах волн от метровых до сантиметровых и миллиметровых. Обычно волноводы строят таким образом, чтобы их можно было описывать как двухпроводные линии, шунтированные четвертьволновыми опорами. Преимущества волноводов перед двухпроводными и коаксиальными линиями следующие:

1) Волноводы — полностью экранированные линии; в этом смысле они эквивалентны коаксиальным линиям.

2) При определенных условиях потери в волноводах оказываются меньшими, чем в коаксиальных линиях, так как (при равной мощности передачи) поля у поверхности стенок волновода оказываются более слабыми, чем на поверхностях коаксиальных цилиндров.

3) По той же причине (при равных внешних размерах) по волноводу может передаваться большая мощность (без опасности электрического пробоя), так как в волноводе нет внутреннего провода, вблизи которого поле наиболее сильное.

#### § 4.5. Анализ зависимости входного сопротивления линий от их длины. Отрезки линий, эквивалентные катушкам индуктивности и конденсаторам

Рассмотрим вначале зависимость входного сопротивления короткозамкнутой или разомкнутой линии от расстояния до короткого замыкания (перемычки) или разрыва. На рис. 4.7 приведены графики зависимостей  $Z_{вх, кз}$  и  $Z_{вх, хх}$  от длины линии  $l$ , построенные по формулам (4.20) и (4.21). Можно сказать, что при определенной длине линии ее сопротивление имеет или индуктивный, или емкостный характер, так как положительное реактивное сопротивление — это индуктивное сопротивление, отрицательное реактивное сопротивление — емкостное. Таким образом, короткозамкнутая линия, длина которой меньше  $\frac{\lambda}{4}$ , эквивалентна индуктивности, линия

длиннее  $\frac{\lambda}{4}$  эквивалентна емкости. Линия длиной  $l = \frac{\lambda}{4}$  имеет очень большое сопротивление, а, как известно, большое сопротивление имеет параллельный контур при резонансе, т. е. такая линия эквивалентна параллельному контуру. Эта эквивалентность проявляется также и в том, что при увеличении длины волны (т. е. при уменьшении частоты) линия данной длины ( $l < \frac{\lambda_1}{4}$ ) обладает индуктивным сопротивлением, а при уменьшении длины волны ( $l > \frac{\lambda_2}{4}$ ) ее сопротивление

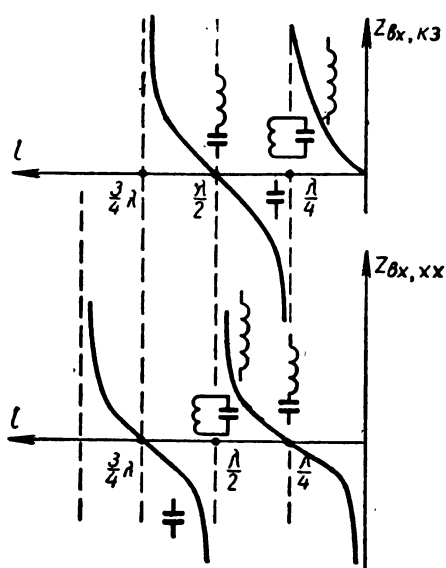


Рис. 4.7.

приобретает емкостный характер. Но именно так ведет себя и параллельный контур. Аналогичные рассуждения показывают, что полуволновая короткозамкнутая линия аналогична (в указанном выше смысле) последовательному контуру.

Разомкнутая линия ведет себя противоположно: при  $l = \frac{\lambda}{4}$  она эквивалентна последовательному контуру, а при  $l = \frac{\lambda}{2}$  — параллельному.

Если длина линии очень мала ( $l \ll \frac{\lambda}{4}$ ), то проведенные выше рассуждения приобретают наглядность: небольшой кусок короткозамкнутой линии вблизи пучности тока (магнитного поля) подобен витку и, следовательно, представляет индуктивность. Если же этот отрезок разомкнут, то он подобен емкости, так как у концов линии имеется сильное электрическое поле.

При удлинении отрезка эта аналогия теряет силу, так как по мере ослабления магнитного (электрического) поля все более проявляется электрическое (магнитное) поле, и знак нагрузки в конце концов (при  $l = \frac{\lambda}{4}$ ) меняется на противоположный. Таким образом, используя отрезки линии переменной длины, можно на нужной частоте создать необходимую индуктивность или емкость. Но следует иметь в виду, что эквивалентная емкость (или индуктив-



ность) отрезка линии длины  $l$  не равна характерной емкости  $C_0$  (индуктивности  $L_0$ ), умноженной на эту длину. Физическая причина этого — неравномерное (и сдвинутое вдоль линии) распределение электрического и магнитного полей, что и приводит к эквивалентным величинам емкости (индуктивности), определяемым электродинамическим расчетом.

Следует отметить также возможность использования свойств четвертьволновой линии (связанную с возможностью трансформации сопротивления этой линией) для согласования сопротивлений. Для того чтобы вся мощность бегущей волны поглощалась в нагрузке, нужно обеспечить  $Z_0 = Z_n$ , или, как говорят, согласовать нагрузку с линией. Если сопротивление  $Z_0 \neq Z_n$ , то необходимо включить такое устройство, у которого бы входное сопротивление было  $Z_{вх экв} = Z_0$ .

В § 4.4 было показано, что четвертьволновая линия позволяет приблизить сопротивление нагрузок к сопротивлению генератора (уравнение 4.22). Но при таком согласовании в линии все же может существовать отраженная волна.

Если же требуется при помощи линии с волновым сопротивлением  $Z_0$  передать (без отражения) мощность в чистоактивную нагрузку  $Z_n$ , то между основной линией и нагрузкой включают дополнительную четвертьволновую линию с волновым сопротивлением  $Z'_0$ , удовлетворяющим условию:

$$Z'_0 = \sqrt{Z_n Z_0}. \quad (4.23)$$

Легко убедиться (уравнение 4.18), что при этом получится

$$Z_{вх} = Z_0,$$

что и является условием отсутствия отражения. Этот метод широко используется не только в радиотехнике, но и в оптике, где в линзах нужно осуществить согласование стекла линз с воздухом. Чтобы уменьшить отражение света на границе и обеспечить максимальную передачу света, линзу покрывают слоем диэлектрика, толщина которого равна нечетному числу четвертей волны, и подбирают волновое сопротивление покрытия

$$Z_{0, покр} \approx \sqrt{Z_{0, ст} \cdot Z_{0, возд}}.$$

Для согласования смешанных нагрузок применяются более сложные комбинации отрезков линий (нечетвертьволновых).

Согласовывать сопротивления нужно там, где важно обеспечить передачу в нагрузку максимальной мощности. В качестве примера можно назвать нагрузку в виде антенны. Мы заинтересованы в том, чтобы антенна излучала (или передавала в приемник) максимальную мощность. Следовательно, в линии, подводящей энергию к антенне, не должно быть отраженной волны. Для этого нужно, что-

бы эквивалентное входное сопротивление антенны равнялось волновому сопротивлению линии  $Z_0$ . Если сама антенна имеет сопротивление, отличное от  $Z_0$ , то надо включить добавочные цепи; чтобы согласовать  $Z_0$  и эквивалентное сопротивление антенны. Например, телевизионные антенны часто снабжаются U-образными кусками кабеля, которые и представляют собой согласующие элементы.

## § 4.6. Антенны

Антенные устройства предназначены для излучения и приема электромагнитных волн в радиотехнике. Простейшим типом антенн является полуволновой диполь Герца — уединенный прямолинейный провод длиной  $\frac{\lambda}{2}$ , находящийся в вакууме; в нем можно создать стоячие электромагнитные волны, тогда он будет излучать в окружающее пространство. Теория излучения рассматривается в курсе электродинамики; здесь мы приведем только основные результаты, полученные для области, удаленной от диполя на расстояние, превышающее длину волны (волновая зона).

Излучение сосредоточено в плоскости, перпендикулярной оси диполя и проходящей через его середину; оно обладает круговой симметрией, так как все плоскости, содержащие диполь, равноправны. Излучение представляет собой чисто поперечные электромагнитные волны, причем напряженность электрического поля в точке  $A$  (рис. 4.8), созданная током

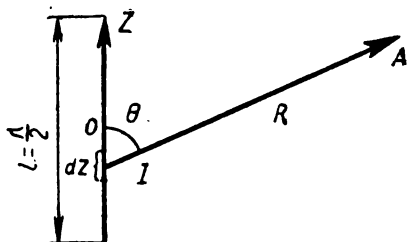


Рис. 4.8.

$$I = I(z) \exp \left[ j \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (4.24)$$

обтекающим элемент диполя длины  $dz$ , равна

$$dE = 9 \cdot 10^9 \frac{\omega I}{R} \sin \Theta dz \exp \left[ j \left( \omega t - \frac{R}{c} \right) \right]. \quad (4.25)$$

Если точка наблюдения расположена так далеко, что  $l \ll R$ , то угол  $\theta$  для всех элементов диполя постоянен. Тогда

$$E \sim \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz = I_m h_A. \quad (4.26)$$

Это произведение называют моментом тока, а  $h_A$  — действующей высотой антенны. Значение  $h_A$  показывает, какова должна быть

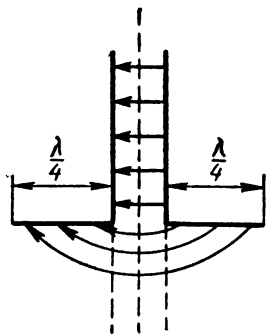


Рис. 4.9.

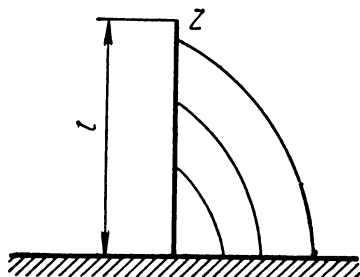


Рис. 4.10.

антенна для того, чтобы она создала такое же излучение, как реальная антенна, если по этой эффективной антенне течет ток, не зависящий от координаты вдоль антенны и равный  $I_m$  — максимальному значению тока в антенне.

Излучаемая антенной мощность может быть найдена по теореме Умова — Пойнтинга. Эта мощность пропорциональна квадрату тока и оказывается равной

$$P = 160 \pi^2 \left( \frac{h_d}{\lambda} \right)^2 I^2 = R_{\text{изл}} I^2, \quad (4.27)$$

где  $I$  — действующее значение тока, а

$$R_{\text{изл}} = 160 \pi^2 \left( \frac{h_d}{\lambda} \right)^2 \quad (4.28)$$

представляет собой сопротивление излучения антенны, характеризующее потери на излучение. Таким образом, чтобы обеспечить эффективное излучение мощности, надо строить антенны, соизмеримые с длиной волны.

Для увеличения  $h_d$  нужно делать антенны больших размеров.

Как найти распределение тока вдоль дипольной антенны? Можно представить, что такая антенна получена из двухпроводной линии, у которой концы отогнуты под прямым углом (рис. 4.9).

Вертикальная заземленная антенна длиной в четверть волны (рис. 4.10) подобна такой антенне, если представить, что она образована из двухпроводной линии, в средней плоскости которой размещен металлический экран. Так как поле перпендикулярно экрану, то экран является плоскостью симметрии, и от введения этого экрана распределение поля не изменяется, но, конечно, мощность излучения уменьшается вдвое.

При разгибании концов двухпроводной линии (для получения полуволнового диполя) во внешнем пространстве возникает поле излучения. При этом распределение тока в антенне будет практи-

чески таким же, каким оно было в исходном участке линии, из которого образована антенна, поэтому можно считать, что реактивное сопротивление антенны меняется так же, как у разомкнутой линии.

Если линия разомкнута, то распределение тока в антенне подчиняется закону стоячей волны  $I = I_m \cos kz$ , где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  — волновое число;  $z = 0$  соответствует середине антенны (рис. 4.8). Считая  $I = I_m$ , можно найти  $h_d$ , пользуясь формулой (4.26). При этом, конечно,  $h_d$  оказывается меньше геометрической длины антенны. Легко убедиться, что для полуволновой и четвертьволновой заземленной антенны

$$h_d \approx \frac{2}{3}l.$$

Из уравнения (4.25) для напряженности электрического поля в экваториальной плоскости получается практически важное выражение

$$E = 120 \pi \frac{l}{R} \cdot \frac{h_d}{\lambda} \frac{mB}{m} = \frac{300 \sqrt{P}}{R} \frac{mB}{m}, \quad (4.29)$$

называемое формулой «идеальной радиопередачи» (здесь  $R$  — расстояние в км,  $P$  — мощность в *квт*). Реальное поле, как указывалось в главе 1, искажается влиянием Земли и ионосферы.

Активная составляющая входного сопротивления антенны определяется в основном ее сопротивлением излучения  $R \approx R_{изл}$ . Так как она велика, то в отличие от сопротивления потерь в самой линии ею пренебрегать нельзя.

Если длина заземленной антенны  $l < \frac{\lambda}{4}$ , то антенна обладает емкостным реактивным сопротивлением. Для его компенсации вблизи пучности тока в антенну включают катушку с индуктивностью  $L$ , позволяющую настраивать антенну в резонанс при разных частотах возбуждения — антенну, как принято говорить, «удлиняют» (рис. 4.11, а).

Наоборот, при  $l > \frac{\lambda}{4}$  заземленная антенна обладает индуктивным сопротивлением, компенсация которого достигается включением емкости (рис. 4.11, б).

Возможно также использование параллельного контура, обеспечивающего одновременно и настройку в резонанс и согласование сопротивления антенны с сопротивлением внешней цепи (рис. 4.11, в).

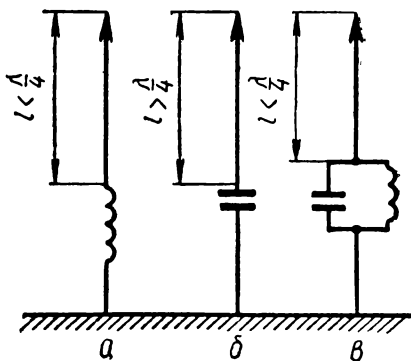


Рис. 4.11.

### § 4.7. Виды антенн

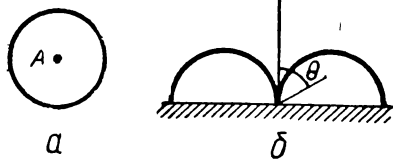


Рис. 4.12.

В качестве антенн весьма часто применяют рассмотренные выше вертикальный диполь ( $l = \frac{\lambda}{4}$ ) и горизонтальный диполь ( $l = \frac{\lambda}{2}$ ). Наряду с одиночными диполями применяют антенны с многими диполями, которые увеличивают направленность излучения по сравнению с излучением одного диполя.

Максимальное излучение диполя концентрируется в плоскости, перпендикулярной его оси. Там оно распределено симметрично по всем направлениям (всенаправленное излучение).

Для наглядной характеристики распределения излучения пользуются диаграммами направленности. На них в соответствующих направлениях откладывают отрезки, пропорциональные  $E/E_{\max}$  (или  $P/P_{\max}$ ), и концы их соединяют плавной кривой. Так, для вертикального четвертьволнового заземленного диполя диаграмма направленности в горизонтальной плоскости представляет окружность с центром на оси диполя (рис. 4.12, а), а в вертикальной плоскости — две полуокружности, касающиеся антенны (рис. 4.12, б).

Можно доказать, что диаграмма направленности излучения и диаграмма направленности приема (т.е. способность антенны принимать сигналы определенного направления) совпадают друг с дру-

Разница между токами по фазе		Расстояние между антеннами $\longleftrightarrow$								
в градусах	в долях периода	0	$1/8 \lambda$	$1/4 \lambda$	$3/8 \lambda$	$1/2 \lambda$	$5/8 \lambda$	$3/4 \lambda$	$7/8 \lambda$	$\lambda$
$0^\circ$	0									
$45^\circ$	$1/8 T$									
$90^\circ$	$1/4 T$									
$135^\circ$	$3/8 T$									
$180^\circ$	$1/2 T$									

Рис. 4.13.

гом. Чтобы создать направленность излучения (например, в экваториальной плоскости), применяют несколько четвертьволновых антенн; в них возбуждают когерентные колебания с некоторым постоянным сдвигом фаз. Благодаря интерференции излучения антенн создаются области повышенной интенсивности излучения (в других областях — суммарное излучение ослабляется). Можно управлять фазой колебаний в каждом диполе и тем самым изменять положение интерференционного максимума в пространстве. Это свойство широко используют в радиотехнике для создания антенн с переменным направлением излучения (сканирующие антенны).

На рис. 4.13 приведены диаграммы направленности системы из двух диполей при вариации сдвига фаз между токами в диполях и расстояния между ними.

По конструктивным соображениям применяются также «пассивные» излучатели, не получающие питания от генератора, но возбуждаемые «активными» излучателями, связанными с генератором. Так, например, пассивный излучатель, расположенный на расстоянии около четверти волны от активного, подавляет излучение в направлении к себе, одновременно усиливая его в противоположном направлении.

Дело в том, что электрическое поле, наведенное в пассивном вибраторе, отстает по фазе от тока  $i_a$  (в активном вибраторе) на  $180^\circ$ ; ток  $i$  пассивного вибратора отстает от поля еще на  $90^\circ$ , следовательно, от  $i_a$  он отстает на  $270^\circ$ . В любой точке, находящейся за пассивным вибратором на прямой, проходящей через основания вибраторов, поля последних окажутся сдвинутыми по фазе на  $180^\circ$  (из-за разности хода), т. е. получится ослабление поля.

В точках той же прямой, расположенных перед активным вибратором, поле пассивного вибратора, отстав еще на  $90^\circ$ , окажется в фазе с полем активного вибратора, что приведет к их взаимному усилению.

Предельным случаем системы пассивных излучателей, применяемых при ультракоротких и дециметровых волнах, является проволочная сетка (рис. 4.14), помещенная позади системы активных излучателей, либо металлическое зеркало, имеющее форму параболического цилиндра или параболоида вращения (рис. 4.15). Антенны, применяемые в телевидении, рассмотрены в главе 12.

Одним из видов антенн, который широко применяется в практике массовых радиоприемных устройств, является магнитный диполь — рамка, обтекаемая переменным током, т. е. рамочная антенна. Рамка излучает (и принимает) сигналы в своей собственной плоскости. Это особенно легко понять в случае принимающей

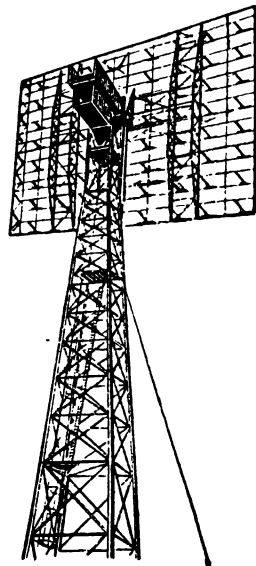


Рис. 4.14.

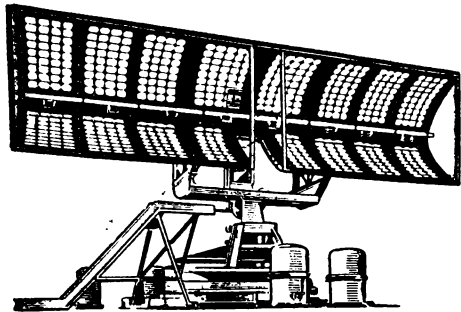


Рис. 4.15.

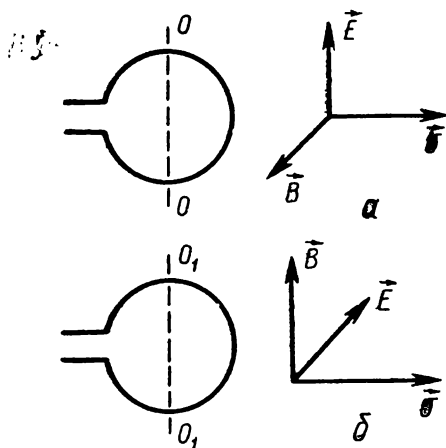


Рис. 4.16.

рамки. Если вектор скорости  $\vec{v}$  волны и вектор электрической напряженности  $\vec{E}$  лежат в плоскости рамки (рис. 4.16, а), то площадь рамки пронизывается максимальным магнитным потоком  $\Phi$ , создающим в рамке наибольшую э.д.с. индукции

$$e = - \frac{d\Phi}{dt}$$

и, следовательно, наиболее сильные колебания. При повороте рамки вокруг оси  $OO$  интенсивность приема меняется как квадрат косинуса угла поворота.

Если же в плоскости рамки лежит вектор магнитной индукции принимаемой волны, то интенсивность приема равна нулю и не меняется при вращении вокруг оси  $O_1O_1$  (рис. 4.16, б). Для повышения эффективности рамки ее внутренность заполняют ферритовым сердечником. Феррит (материал, получаемый при спекании

окислов ферромагнетика с другими материалами) обладает относительной магнитной проницаемостью  $\mu > 1$  и высоким удельным сопротивлением, что позволяет применять его при высоких частотах, где стальной сердечник неприменим, так как в нем велики потери и электромагнитное поле не проникает внутрь сердечника из-за поверхностного эффекта (оба недостатка связаны с малым удельным сопротивлением).

Миниатюрные антенны с ферритовыми сердечниками (ферритовые антенны) широко используются в современных приемниках.

Антенны передающих радиостанций, работающие с большими мощностями и высоким к.п.д., представляют сложные сооружения, детальное изучение которых здесь невозможно. Однако следует сказать несколько слов о конструкции простейших любительских антенн.

При длинных и средних волнах геометрическая длина вертикальной антенны всегда значительно меньше длины волны, поэтому момент тока и действующая высота получаются малыми. Для их увеличения применяют Г-образные антенны; на рис. 4.17 показан момент тока (пропорциональный заштрихованной площади) для прямой и Г-образной антенн (одинаковой геометрической высоты). В практических условиях, делая горизонтальную часть не короче вертикальной, удается добиться повышения действующей высоты на 15—30% (по сравнению с прямолинейной антенной той же длины). Аналогичный эффект дают и Т-образные антенны; их горизонтальный участок надо делать симметричным.

Для уменьшения напряжения на свободном конце антенны следует увеличить его емкость; это достигается применением нескольких горизонтальных лучей (у Г-образных антенн) или нескольких расходящихся проводников, образующих звезду или метелку (у верхнего конца прямолинейных антенн).

Схема включения наружной антенны показана на рис. 4.18.

Применение наружных антенн целесообразно только в сельских местностях, где мало помех промышленного характера, и лишь при приеме на детекторный приемник, когда вся мощность должна черпаться из поля принимаемой волны.

В городах, где промышленные помехи велики и где прием, как правило, производится на ламповые приемники, дающие большое усиление, применение наружных антенн нецелесообразно. Здесь лучше применить комнатную антенну, более защищенную от промышленных помех, радиус действия которых невелик.

Комнатные антенны могут иметь длину 4—6 м; их следует располагать перпендикулярно к проводам электрической проводки и не слишком близко к ним; крепить антенны, конечно, нужно на изоляторах.

В некоторых приемниках имеются приемные рамки, смонтированные внутри приемника. Применение рамок связано не только

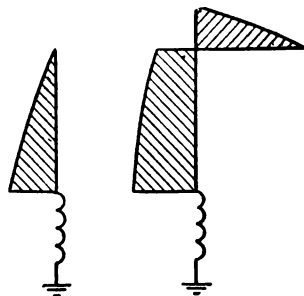


Рис. 4.17.



Рис. 4.18.



с экономией места; вблизи источника помех амплитуда электрического поля помех больше, чем магнитного, рамка же реагирует на изменения магнитного потока, в то время как прямолинейная антенна — на электрическое поле. Поэтому при приеме на рамку помехи сказываются меньше. В принимаемой же волне, приходящей издалека, оба поля равны по амплитуде, и рамка реагирует на приходящую волну так же хорошо, как и вертикальная антенна. Для уменьшения размеров рамки ее снабжают ферритовым сердечником («магнитная антенна»).

Комнатный прием коротких волн, где промышленные помехи сказываются меньше, лучше вести на вертикальную антенну. Обычно приемники, снабженные рамкой, допускают и включение наружной антенны.

Заземление ламповых приемников с питанием от сети желательное, но не обязательно, так как они имеют достаточную емкостную связь с землей через источники питания.

В передвижных установках заземление антенны заменяется так называемым противовесом. Противовес, представляющий суррогат горизонтального металлического экрана, выполняется из нескольких проводов, подвешенных в горизонтальной плоскости над землей (иногда просто лежащих на земле, но изолированных от нее). Несимметричное распределение проводов противовеса создает некоторую направленность. Так, если в качестве противовеса использовать один горизонтальный провод, а прямолинейную вертикальную антенну слегка наклонить так, что плоский угол между ней и противовесом становится тупым, то диаграмма направленности будет вытягиваться в сторону горизонтального провода.

## НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

### § 5.1. Введение

Рассмотренные выше линейные устройства с постоянными параметрами применяются в радиотехнике для целей фильтрации (выделения колебаний определенного диапазона частот), канализаии электромагнитных волн (длинные линии) и излучения или приема электромагнитных волн (антенны). Все эти радиотехнические функции осуществляются в пассивных линейных устройствах, не содержащих источников энергии. Поэтому энергия радиосигналов в них не может возрастать и в лучшем случае — при отсутствии заметного затухания в системе — остается практически постоянной.

При распространении радиоволн от передатчика до приемного устройства энергия радиосигналов обычно существенно уменьшается, и возникает необходимость усиления колебаний. Усиление колебаний требуется и в ряде других случаев. Предназначенные для этого радиотехнические устройства — усилители электрических колебаний (см. гл. 7) — должны содержать источник энергии. За его счет интенсивность колебаний на выходе усилителя может стать больше, чем на входе устройства. Такие системы называют активными.

Рис. 5.1 иллюстрирует принцип, чаще всего используемый при создании активных систем.

Входной сигнал воздействует на такой элемент схемы,

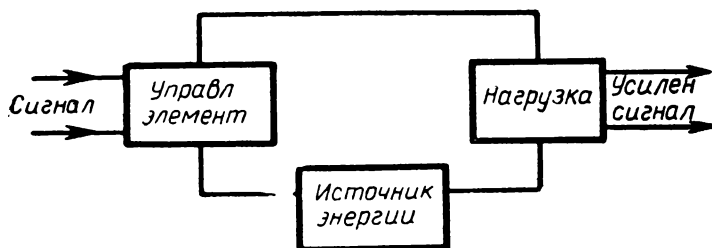


Рис. 5.1.

параметры которого (обычно сопротивление) зависят от интенсивности поступающих колебаний. Тогда ток в цепи, содержащей этот элемент, источник постоянного тока и нагрузку, будет изменяться под действием сигнала. Это приведет к появлению в нагрузке соответствующих сигналу электрических колебаний; их интенсивность, зависящая от параметров цепи и источника тока, может превышать интенсивность поданного на вход сигнала.

Роль сигнала в такой схеме сводится к управлению током источника, протекающим через нагрузку, с которой снимается усиленный сигнал. К управляемому элементу, имеющему по два входных и выходных зажима (см. рис. 5.1), т. е. являющемуся четырехполюсником, у которого под действием сигнала изменяется один из параметров, например сопротивление, предъявляется ряд требований. Если необходимо, чтобы усиление сигнала происходило без искажений, то требования сводятся к следующему.

Во-первых, управляемый элемент должен быть достаточно чувствителен к внешнему воздействию. Так, его сопротивление должно изменяться достаточно сильно при подаче на него сравнительно малого переменного напряжения, создаваемого сигналом.

- Во-вторых, управляемый элемент должен быть безынерционным, т. е. изменение его сопротивления должно успевать происходить с той высокой частотой, которая определяется сигналом.

В-третьих, сопротивление управляемого элемента должно изменяться по такому закону, чтобы ток через линейную нагрузку и, следовательно, снимаемое с выхода усилителя напряжение воспроизводило поданный на вход схемы сигнал без искажений.

В качестве компонентов радиосхем, которые используются как управляемые элементы, удовлетворяющие этим требованиям, в подавляющем большинстве случаев применяются электронные (вакуумные) и полупроводниковые приборы; сопротивление которых может изменяться под действием подведенных к ним напряжений или протекающих по ним токов (триоды, транзисторы и т. п.). Как известно, электронные (вакуумные) и полупроводниковые приборы представляют собой элементы, обладающие нелинейным сопротивлением (см. гл. 6). Поэтому при использовании их для целей управления в активных линейных устройствах необходим специфический режим их работы; он будет рассмотрен в § 5.6.

Наряду с этим электронные компоненты радиосхем (диоды, триоды и т. п.) находят широкое применение в качестве нелинейных элементов для осуществления нелинейных радиотехнических операций: модуляции, демодуляции (детектирования) и ряда других (см. гл. 9).

Необходимость нелинейных систем ясна уже из рассмотрения блок-схемы радиосвязи (§ 1.2). Наряду с линейными устройствами, в которых радиосигналы не искажаются, а лишь фильтруются, усиливаются и т. п., радиотехнические устройства должны содержать нелинейные системы, где спектральный состав колебаний

обогащается. Характерной особенностью нелинейных систем является изменение спектрального состава колебаний и связанное с этим изменение формы колебаний на выходе нелинейного устройства (по сравнению с поступившим на его вход сигналом). Например, в модуляторе высокочастотное напряжение под действием управляющего сигнала низкой частоты преобразуются так, что с выхода устройства снимается напряжение высокой частоты, более сложное по спектральному составу, чем исходное (см. § 2.2). Роль демодулятора (детектора) сводится к преобразованию высокочастотного модулированного сигнала, в результате чего в составе протекающего через детектор тока возникает составляющая низкой частоты, воспроизводящая модулирующий сигнал, отсутствующий в спектре модулированных колебаний. Выполнение этих и ряда других нелинейных радиотехнических операций электронными компонентами радиосхем подробно рассматривается в главе 9, но имеет смысл предварительно обсудить, в чем проявляются основные отличия нелинейных элементов от линейных и к каким специфическим следствиям для радиотехники это приводит.

## § 5.2. Нелинейные элементы.

Как уже отмечалось в § 3.1, нелинейными являются элементы схем, параметры которых (например, сопротивление) зависят от величины протекающего по ним тока или приложенного к ним напряжения.

Вообще говоря, нелинейным может быть как сопротивление, так и емкость или индуктивность. Например, индуктивность  $L$  катушки с ферромагнитным сердечником по мере увеличения протекающего по ней тока  $I$  сначала практически постоянна, а затем убывает, когда ток станет настолько большим, что возникнет заметное уменьшение магнитной проницаемости сердечника. Область значений токов, при которых индуктивность начинает зависеть от величины тока, т. е. становится нелинейной, соответствует той части кривой намагничивания катушки (рис. 5.2), где индукция  $B$  испытывает насыщение.

В качестве нелинейной емкости может быть использована емкость  $p$ - $n$ -перехода полупроводникового диода при поданном на него запирающем напряжении, зависящая от величины этого смещения (см. § 6.5).

Чаще всего в качестве нелинейных элементов используют нелинейные активные сопротивления.

В § 3.1 было показано, что для нелинейных систем принцип суперпозиции не выполняется. Это, в частности, приводит к неприменимости закона Ома для нелинейных систем, так

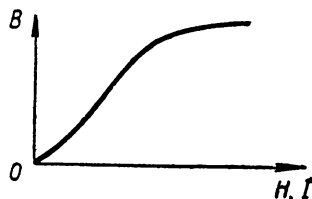


Рис. 5.2.

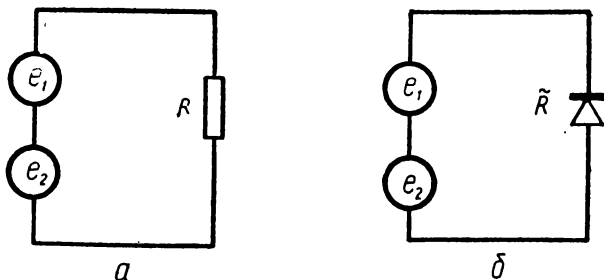


Рис. 5.3.

как он является следствием принципа суперпозиции. В этом легко убедиться.

Пусть линейное  $R$  (рис. 5.3,а) и нелинейное  $\tilde{R}$  (рис. 5.3,б) активные сопротивления подключаются к источникам э. д. с.  $e_1$  и  $e_2$  сначала к каждому порознь, а затем к обоим вместе. Будем считать, что нелинейное сопротивление  $\tilde{R}$  зависит от приложенного к нему напряжения простейшим образом, например, обратно пропорционально ему ( $\tilde{R} = \alpha \frac{1}{u}$ ).

Тогда при воздействии на линейное сопротивление  $R$  э. д. с. каждого из источников соответственно получим токи  $i_1 = \frac{1}{R} u_1$  и  $i_2 = \frac{1}{R} u_2$ , а при действии суммы э. д. с.  $e_1 + e_2$  получим ток  $i = \frac{1}{R} (u_1 + u_2) = i_1 + i_2$ , равный сумме токов, порождаемых каждой из э. д. с.; это и отражает принцип суперпозиции: действие суммы причин равно сумме действий каждой причины, отдельно взятой.

При воздействии на нелинейное сопротивление  $\tilde{R}$  э.д.с. каждого из источников токи будут такими:

$$i_1 = \frac{1}{\tilde{R}} u_1 = \frac{1}{\alpha \frac{1}{u_1}} u_1 = \frac{1}{\alpha} u_1^2$$

и

$$i_2 = \frac{1}{\tilde{R}} u_2 = \frac{1}{\alpha} u_2^2,$$

а при действии суммы э.д.с.  $e_1 + e_2$  ток будет равен:

$$i = \frac{1}{\alpha} (u_1 + u_2)^2 = \frac{1}{\alpha} u_1^2 + \frac{1}{\alpha} u_2^2 + \frac{2}{\alpha} u_1 u_2 \neq i_1 + i_2.$$

Здесь принцип суперпозиции не выполняется, и суммарный ток

оказывается сложнее суммы токов, получаемых от каждого источника э.д.с. в отдельности.

Как будет видно из дальнейшего (см., например, гл. 9), именно это обстоятельство используется для различных нелинейных преобразований сигнала. В то же время оно приводит к значительному усложнению анализа работы нелинейных систем.

Рассмотренные ранее линейные системы с постоянными параметрами описываются линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами, которые для цепей, содержащих лишь активные сопротивления, сводятся к алгебраическим линейным уравнениям (см. гл. 3). Нелинейные системы описываются соответствующими нелинейными уравнениями с коэффициентами, зависящими от величины токов и напряжений. Приведенный пример простейшей нелинейной системы, содержащей активное сопротивление и описывающейся нелинейным алгебраическим уравнением, где коэффициент  $\frac{1}{R} = f(u)$  не постоянен, а зависит от при-

ложенного к элементу напряжения, показывает, что исследование системы уже не может быть сведено к решению задачи для токов, порождаемых каждой э.д.с. в отдельности, и их суммированию, как это делалось при анализе линейных систем. Нужно учитывать сразу все составляющие э.д.с.

Для нелинейных систем не существует столь универсальных методов исследования, как, например, применяющийся при изучении линейных систем спектральный и иные методы анализа, основанные на разложении сложного сигнала на составляющие и, в частности, метод комплексных амплитуд, пригодный при линейных операциях над колебаниями.

Для их анализа широко применяют либо приближенные аналитические, либо графические методы исследования. Ниже некоторые из них будут рассмотрены применительно к наиболее часто используемым активным нелинейным сопротивлениям.

### § 5.3. Характеристики нелинейных сопротивлений

Свойства нелинейного активного сопротивления определяют зависимость протекающего через него тока  $I$  от приложенного напряжения  $U$

$$I = f(U), \quad (5.1)$$

называемую *вольт-амперной характеристикой* и графически изображаемую некоторой кривой (рис. 5.4, б).

Ясно, что для любого линейного активного сопротивления вольт-амперная характеристика  $I = \frac{1}{R} U$  представляет собой урав-

нение прямой линии (рис. 5.4, а), так как сопротивление — величина постоянная. Вид вольт-амперной характеристики нелинейного элемента определяется физическими процессами, происходящими в нем под действием приложенного напряжения, и нелинейность характеристики оказывается различной у разных элементов. На рис. 5.5 приведены в качестве примера вольт-амперная характеристика полупроводникового диода (рис. 5.5,а), двухэлектродной электронной лампы (рис. 5.5,б) и четырехэлектродной электронной лампы (рис. 5.5,в); их подробное объяснение будет дано в главе 6. Из рисунка видно, что вольт-амперные характеристики этих элементов существенно нелинейны, и зависимость тока от приложенного напряжения для них различна. Важно отметить, что эта функция не зависит от вида действующего напряжения и закона его изменения во времени.

Каждой точке графика вольт-амперной характеристики соответствует определенное значение сопротивления, изменяющееся в зависимости от величины приложенного напряжения.

В радиотехнических схемах на нелинейные элементы, как правило, поступает либо переменное напряжение, либо переменное напряжение вместе с постоянным.

Легко видеть (см. рис. 5.4,а), что сопротивление простого линейного элемента как для постоянного, так и для переменного тока всегда одинаково.

Действительно, сопротивление элемента постоянному току определяется как отношение падения напряжения на нем к протекающему через него току:

$$R = \frac{U}{I} = \operatorname{ctg} \beta = \operatorname{const} \quad (5.2)$$

для любой точки вольт-амперной характеристики.

Сопротивление элемента переменному току может быть определено в каждой точке характеристики как

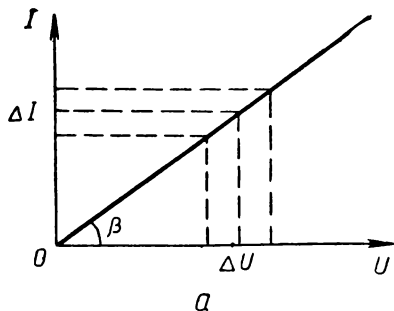
$$R_{\sim} = \lim_{\Delta U \rightarrow 0} \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{dU}{dI}, \quad (5.3)$$

когда изменение напряжения  $\Delta U$  и вызванное им изменение тока  $\Delta I$  соответствуют бесконечно малому участку характеристики у выбранной точки. Такое сопротивление часто называют дифференциальным сопротивлением (в отличие от сопротивления  $R = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ , характеризующего среднее значение сопротивления переменному току при конечных изменениях последнего).

Для линейного элемента (рис. 5.4,а)

$$R_{\sim} = \frac{dU}{dI} = \operatorname{ctg} \beta = R = \operatorname{const} \quad (5.4)$$

для любой точки вольт-амперной характеристики.



а

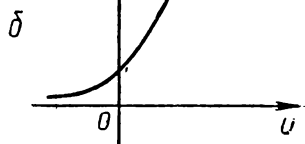
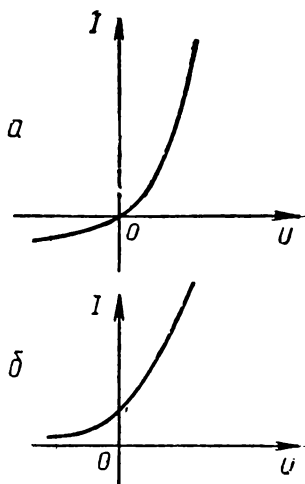


Рис. 5.5.

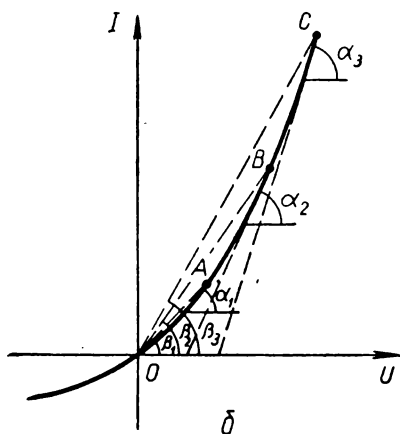
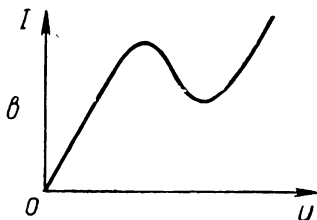


Рис. 5.4.



Иначе обстоит с сопротивлениями постоянному и переменному току нелинейного элемента (см., например, рис. 5.4,б).

Если под сопротивлением нелинейного элемента постоянному току по-прежнему понимать

$$R = \frac{U}{I}, \quad (5.5)$$

то, как видно из рис. 5.4,б, каждой точке характеристики будет соответствовать свое значение сопротивления; например, сопротивление элемента при  $U_1$ , соответствующее точке A на характеристике, не равно сопротивлению при  $U_2$  в точке B:

$$R_{=A} = \frac{U_1}{I_1} = \text{ctg } \beta_1 \neq R_{=B} = \frac{U_2}{I_2} = \text{ctg } \beta_2.$$

Графически  $R_{=}$  определяется наклоном секущей; ясно, что этот угол зависит от приложенного напряжения  $U$ . Следует отметить, что изменение напряжения даже в области практически линейного



участка нелинейной характеристики (например, между точками  $B$  и  $C$ , рис. 5.4,б) приводит к изменению сопротивления постоянно-му току:

$$R_{=B} = \operatorname{ctg} \beta_2' \neq R_{=C} = \operatorname{ctg} \beta_3.$$

Дифференциальное сопротивление нелинейного элемента переменному току

$$R_{\sim} = \frac{dU}{dI} = \operatorname{ctg} \alpha \quad (5.6)$$

определяется наклоном касательной к вольт-амперной характеристике в каждой точке.

Так как для нелинейной характеристики углы наклона касательной и секущей, вообще говоря, не совпадают ( $\alpha \neq \beta$ ), то  $R_{\sim} \neq R_{=}$ .

Сопротивление нелинейного элемента переменному току может быть как больше сопротивления постоянному току (например, вблизи точки  $A$ , где  $\alpha < \beta$ ), так и меньше него (например, вблизи точки  $C$ , где  $\alpha > \beta$ ). Оно также может быть бесконечно велико (например, в точке перегиба характеристики, рис. 5.5,в) или равняться нулю (если участок характеристики идет вертикально) и даже становиться отрицательным (правее точки перегиба, где характеристика имеет падающий участок, рис. 5.5,в), в то время как сопротивление постоянному току всегда остается конечным и положительным.

Практически может быть использована любая точка вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, если на него подается напряжение  $U_0 + u$ , где постоянное напряжение  $U_0$  задает положение *рабочей точки* и определяет постоянную составляющую тока в отсутствие колебаний.

Переменное напряжение  $u$  в простейшем случае является гармоническим:

$$u = U_m \cos \omega t;$$

в зависимости от его амплитуды процесс захватывает тот или иной участок характеристики вокруг рабочей точки. Используемый участок характеристики называют *рабочей областью характеристики*; в его пределах в каждый момент времени величина тока определяется текущим значением напряжения  $U_0 + u$ , соответствующим *изображающей точке*.

Изменяя  $U_0$ , можно перемещать рабочую точку вдоль характеристики, выбирая на ней нужную рабочую область. Так, используя область характеристики вблизи точки в области со значительной кривизной (например, вблизи точки  $A$ , рис. 5.4,б), можно применять нелинейный элемент в режиме, когда сопротивление переменному току значительно варьируется даже при сравнительно мало изменяющемся  $u$ . Поместив подбором соответствующего по-

стоянного напряжения рабочую точку на практически линейном участке характеристики (например, вблизи точки  $C$ , рис. 5.4, б), можно применять нелинейный элемент так, что дифференциальное сопротивление будет оставаться неизменным при значительных амплитудах переменного напряжения, так как на этом участке характеристики наклон касательной практически не меняется. Еще раз подчеркнем, что в этой области характеристики, хотя сопротивление переменному току неизменно, сопротивление нелинейного элемента постоянному току меняется, так как наклон секущих, соответствующих различным точкам линейного участка, разный.

При рассмотрении вольт-амперных характеристик нелинейных элементов вместо дифференциального сопротивления  $R_{\sim} = \frac{dU}{dI}$  часто применяют обратную величину

$$S = \frac{dI}{dU} = \operatorname{tg} \alpha, \quad (5.7)$$

геометрически определяющую угол наклона касательной к характеристике в данной точке по отношению к оси напряжений. Величину  $S$  называют *дифференциальной крутизной* вольт-амперной характеристики. Естественно, что при нелинейной характеристике крутизна  $S$  от точки к точке меняется; введение этой величины делает изучение характеристики более наглядным, так как она определяет наклон кривой в каждой точке. Размерность  $S$  совпадает с размерностью проводимости.

Если для нелинейного активного сопротивления известен вид вольт-амперной характеристики  $I = f(U)$ , то, задавшись напряжением  $u$  в функции времени, можно определить ток через нелинейный элемент как функцию времени.

Для реальных нелинейных элементов, как правило, строгое аналитическое задание вольт-амперной характеристики при любых значениях напряжения (т. е. произвольно выбранных постоянных напряжениях  $U_0$ , определяющих положение рабочей точки, и каких угодно амплитудах поданного переменного напряжения  $u$ ) невозможно, так как вид характеристики сложен. В то же время для любого нелинейного элемента график вольт-амперной характеристики может быть получен экспериментально, например, сняв по точкам, когда для каждого значения приложенного к элементу постоянного напряжения измеряется соответствующий ток.

Если график вольт-амперной характеристики известен, то для нахождения тока через нелинейный элемент по заданному напряжению используют либо графический метод, либо приближенный аналитический, когда для реально используемого участка вольт-амперной характеристики находят аналитическое выражение, достаточно точно представляющее действительную зависимость тока от напряжения.

При такой замене истинной вольт-амперной характеристики приближенно представляющей ее аналитической функцией, которая называется аппроксимацией характеристики, полученное аналитическое выражение должно представлять аппроксимируемую зависимость по возможности точно, но в то же время быть достаточно простым для анализа.

Рассмотрим оба метода анализа процессов в нелинейной цепи.

#### § 5.4. Графический метод анализа нелинейных характеристик

При графическом рассмотрении, которое иллюстрирует рис. 5.6, вольт-амперная характеристика соответствующего нелинейного элемента вычерчивается в системе координат, где по оси абсцисс откладываются напряжения  $u$ ,  $U$ , а по оси ординат — токи  $i$ ,  $I$ . Для простоты будем считать переменное напряжение изменяющимся во времени по гармоническому закону:

$$u = U_m \cos \omega t.$$

Изменение во времени поданного на нелинейный элемент переменного напряжения отображается с помощью дополнительной оси времени  $t$ , проведенной перпендикулярно оси абсцисс через точку, соответствующую приложенному к элементу постоянному напряжению  $U_{01}$ , определяющему положение рабочей точки  $A$  на вольт-амперной характеристике. Тогда ток через нелинейный элемент

$$I_{01} + i$$

может быть найден графическим построением по точкам. Его величина в каждый момент и изменение во времени изображаются на дополнительном графике с осями координат  $I$ ,  $i$  и  $t$ , где масштабы соответствующих величин у правой и левой части рисунка совпадают; график  $i = f(t)$  получается простым построением. Ясно, что графический метод анализа недостаточно точен, трудоемок и становится особенно громоздким при изучении воздействия на нелинейный элемент переменных напряжений, имеющих сложную временную зависимость (или, что то же, сложный спектральный состав).

Основным достоинством графического метода является его наглядность. В частности, на рис. 5.6 отчетливо видно, что при выборе рабочей точки в положении  $A$  на существенно нелинейном участке характеристики форма кривой тока  $i(t)$  значительно отличается от синусоидальной, не совпадая с формой кривой напряжения. Как уже говорилось, это характерно для нелинейных элементов. Если вольт-амперная характеристика соответствует линейному элементу, то ее крутизна постоянна, и кривая тока имеет ту же форму, что и кривая напряжения. Но и на нелинейной характери-

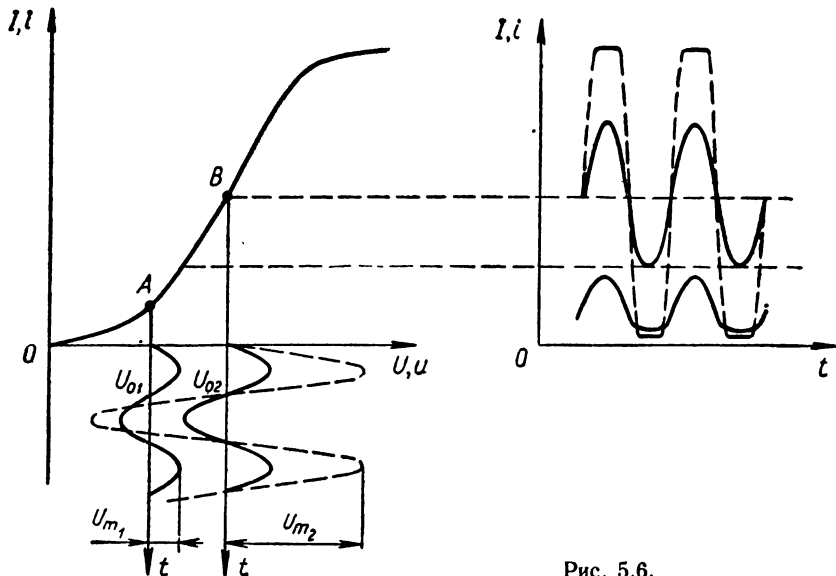


Рис. 5.6.

стике при соответствующем выборе рабочей точки при достаточно малых амплитудах переменного напряжения может быть выбран линейный участок. Так, при увеличении постоянного напряжения до значения  $U_{02}$  (рис. 5.6) рабочая точка оказывается в положении  $B$ , и при той же амплитуде переменного сигнала форма кривой тока практически совпадает с формой кривой напряжения. Естественно, что увеличение амплитуды колебаний приложенного напряжения приводит к увеличению рабочей области характеристики. Если амплитуда напряжения становится такой (например,  $U_{m2}$ , рис. 5.6), что рабочая область характеристики захватывает криволинейные участки, нелинейность элемента начинает вновь проявляться, и форма кривой тока воспроизводит напряжение с искажениями.

В то же время из графика видно, что наличие изгиба вольт-амперной характеристики приводит к тому, что кривая тока становится несимметричной, и постоянная составляющая тока под действием гармонического напряжения изменяется. Например, при выборе рабочей точки  $A$  на нижнем изгибе характеристики постоянная составляющая тока через нелинейный элемент под действием переменного напряжения с амплитудой  $U_{m1}$  увеличивается, так как асимметрия кривой тока такова, что амплитуда верхних полупериодов больше нижних, и среднее значение постоянного тока через элемент увеличивается.

Следует отметить, что отличие постоянной составляющей тока (при колебаниях) от тока покоя, как и искажение формы колеба-

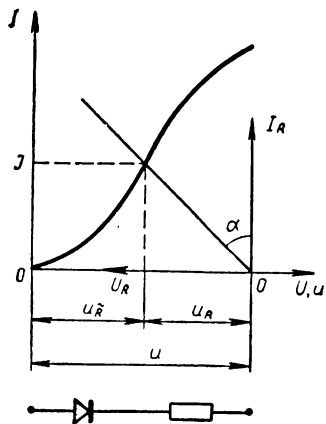


Рис. 5.7.

ний, является типичным для нелинейной цепи. Обычно характеристики нелинейных элементов таковы, что они в большей или меньшей степени обладают односторонней проводимостью (см., например, рис. 5.4 — 5.6), т. е. обладают значительно большим сопротивлением для одного из направлений тока, когда напряжения на соответствующих графиках «отрицательны». Эта зависимость тока от «знака» приложенного к нелинейному элементу напряжения используется для ряда операций (выпрямление, детектирование и т. п.).

Графический метод также легко позволяет выяснить распределение напряжений в цепи, содержащей последовательно включенные обычное линейное  $R$  и нелинейное  $\tilde{R}$  сопротивления, если вид вольт-амперной характеристики нелинейного элемента известен. С такими задачами часто приходится встречаться на практике (см., например, § 9.1). Пример необходимого построения представлен на рис. 5.7. Для нахождения мгновенных значений падения напряжения на каждом из элементов достаточно из точки на оси абсцисс, соответствующей мгновенному значению полного напряжения, приложенного к цепи, провести прямую под таким углом  $\alpha$  к вертикальной оси, чтобы  $\operatorname{tg} \alpha$  был численно равен сопротивлению  $R$ . Тогда эта прямая изобразит вольт-амперную характеристику линейного элемента  $R$ , а координаты точки пересечения прямой с нелинейной вольт-амперной характеристикой определяют ток в цепи и распределение напряжения на ее элементах, как это показано на рисунке.

Аналогично может быть решен вопрос о распределении напряжений при соединении двух нелинейных сопротивлений.

Естественно, что графический метод может быть применен и для нахождения формы приложенного напряжения, если задан ток.

## § 5.5. Аппроксимация нелинейных характеристик

Перейдем теперь к рассмотрению аналитических методов изучения процессов в цепи с нелинейным сопротивлением. В этом случае реальная вольт-амперная характеристика нелинейного элемента обычно аппроксимируется посредством подходящей аналитической функции, которая должна дать достаточно точное выражение характеристики в рабочей области и в то же время быть по

возможности простой. Есть много способов аппроксимации характеристик.

Чаще всего аппроксимация вольт-амперных характеристик нелинейных элементов осуществляется с помощью степенных полиномов.

Вообще говоря, если характеристика

$$i = f(u)$$

и ее производные непрерывны, то она может быть аппроксимирована (т. е. приближенно представлена) степенным полиномом вида

$$i = I_0 + au + bu^2 + cu^3 + \dots + lu^k \quad (5.8)$$

при достаточно большом числе членов со сколь угодно большой степенью точности. Однако при большом числе членов анализ существенно усложняется. Как будет видно из дальнейшего, в радиотехнике очень многие практические задачи анализа нелинейных систем могут быть успешно решены при степени полинома  $k \leq 3$ ; часто удается ограничиваться и меньшим числом членов.

Остановимся на наиболее употребительных видах аппроксимации.

На рис. 5.8 изображена нелинейная вольт-амперная характеристика достаточно общего вида, в которой отображены следующие основные черты, важные для радиотехнических применений.

а) Характеристика принадлежит нелинейному элементу, имеющему преимущественно одностороннюю проводимость (сопротивление элемента для  $U > 0$  значительно меньше, чем для  $U < 0$ ). При значительных отрицательных напряжениях его сопротивление практически бесконечно).

б) Вблизи начала координат характеристика существенно нелинейна, причем форма кривой приближается к форме квадратичной параболы.

в) Характеристика имеет практически линейный участок, где ее крутизна остается почти постоянной.

г) При значительных  $U > 0$  наклон характеристики начинает уменьшаться, затем достигается максимум тока и в дальнейшем — его спад.

Выбор вида простейшей аппроксимирующей функции зависит от режима использования нелинейного элемента, который, в свою очередь, определяется заданным постоянным напряжением  $U_0$  (рабочей точкой) и применяющейся рабочей областью характеристики (при гармоническом воздействии эта область равна удвоенной амплитуде переменного напряжения). На рис. 5.8 для наглядности показаны размах переменного напряжения и положение рабочей точки, соответствующие каждому из рассматриваемых ниже режимов.

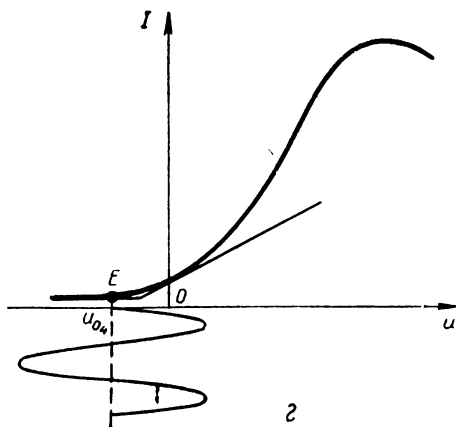
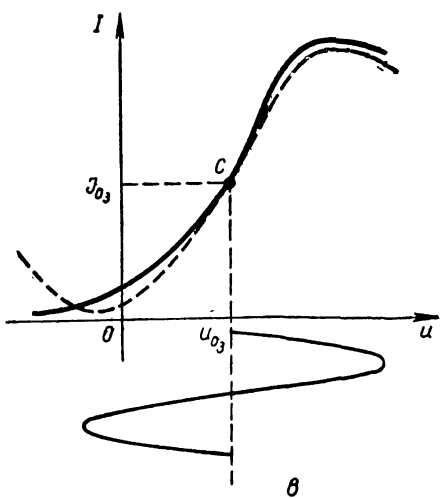
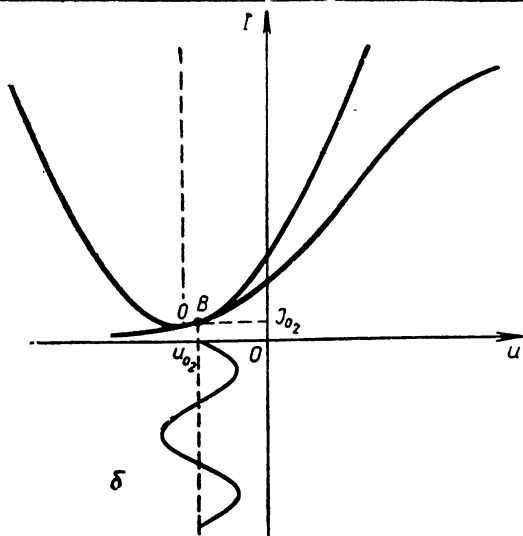
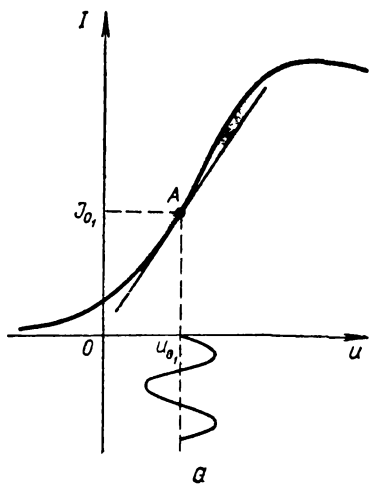


Рис. 5.8.

Рассмотрим несколько частных случаев.

**I. Аппроксимация прямой линией (полином 1-й степени).** Если рабочая область охватывает участок характеристики, близкий к линейному, то возможна аппроксимация характеристики прямой линией (рис. 5.8,а), т. е. можно ограничиться линейными членами степенного полинома (5.8):

$$i \cong I_{01} + au, \quad (5.9)$$

где в первом приближении аппроксимирующая характеристику прямая проводится через граничные точки линеаризуемого (т. е. рассматриваемого как линейный) участка («по хорде»).  $I_{01}$  соответствует значению тока в отсутствие колебаний (ток покоя); при заданной рабочей точке  $A$ , соответствующей  $U_{01}$ , коэффициент  $a = \frac{di}{du} = S$  есть крутизна линеаризованного участка характеристики<sup>1</sup>.

**II. Аппроксимация квадратичной параболой (полином 2-й степени).** Если рабочая область охватывает участок характеристики вблизи начала координат, где форма характеристики приближается к квадратичной параболе, то характеристика может быть аппроксимирована полиномом 2-й степени:

$$i \cong I_{02} + au + bu^2, \quad (5.10)$$

график которого представлен на рис. 5.8,б. Коэффициенты полинома определяются так, чтобы в пределах рабочей области парабола возможно ближе подходила к аппроксимируемой характеристике.  $I_{02}$  соответствует значению тока покоя при рабочей точке  $B$ , определяемой напряжением  $U_{02}$ ;  $a = \frac{di}{du} = S$  — крутизне характеристики в рабочей точке  $B$ ;  $b = \frac{1}{2!} \cdot \frac{d^2i}{du^2}$  — первой производной от крутизны  $S$  в рабочей точке (с коэффициентом  $\frac{1}{2!}$ ).

**III. Аппроксимация неполным полиномом 3-й степени.** Если рабочая часть охватывает участок характеристики, доходящий до перегибов кривой, причем рабочая точка  $C$  при  $U_{03}$  может приближенно рассматриваться как точка симметрии характеристики, то все четные производные  $i = f(u)$  равны нулю. Поэтому коэффи-

---

<sup>1</sup> Здесь и далее коэффициенты при членах степенного полинома (5.8)  $a, b, c, \dots$  находятся как соответствующие коэффициенты ряда Тейлора:

$$a = \left( \frac{di}{du} \right)_{U=U_{0i}}, \quad b = \frac{1}{2!} \left( \frac{d^2i}{du^2} \right)_{U=U_{0i}}, \\ c = \frac{1}{3!} \left( \frac{d^3i}{du^3} \right)_{U=U_{0i}} \quad \text{и т. д.}$$



центы в членах с четными степенями в выражении (5.8) обращаются в нуль, и характеристика может быть аппроксимирована неполным полиномом 3-ей степени (т. е. не содержащим квадратичного члена):

$$i \cong I_{03} + au + cu^3, \quad (5.11)$$

график которого представлен на рис. 5.8, в.

$I_{03}$  соответствует значению тока покоя при рабочей точке  $C$ ,  $a = \frac{di}{du} = S$  — крутизне характеристики в рабочей точке  $C$ . Коэффициент  $c = \frac{1}{3!} \left( \frac{d^3i}{du^3} \right)$  может быть определен из следующих соображений. Когда амплитуда переменного напряжения  $U_m$  такова, что результирующее напряжение на нелинейном сопротивлении  $U_{03} + U_m$  достигает значения, соответствующего экстремуму (насыщению) тока, то в этой точке производная от выражения (5.11) по напряжению должна быть равна нулю:

$$\left( \frac{di}{du} \right)_{u=U_m} = a + 3cU_m^2 = 0,$$

откуда

$$c = -\frac{S}{3U_m^2}.$$

Заметим, что знаки коэффициентов  $a$  и  $c$  противоположны.

**IV. Кусочно-линейная аппроксимация.** Если рабочая точка выбрана вблизи нижнего изгиба характеристики (точка  $E$  на рис. 5.8, з) и амплитуды переменного напряжения велики, то для удовлетворительной аппроксимации характеристики требуется использование полинома высокой степени. При этом анализ существенно усложняется, и метод становится непрактичным.

В этом случае реальную характеристику обычно заменяют линейно-ломаной, составленной из отрезков прямых линий (рис. 5.8, з). Такое представление характеристики называется кусочно-линейной аппроксимацией.

Так, в рассматриваемом примере характеристика может быть задана системой уравнений двух прямых:

$$\begin{aligned} i &= 0 \text{ при } u < U_{04}, \\ i &= a(u - U_{04}) \text{ при } u > U_{04}, \end{aligned} \quad (5.12)$$

где  $a = S$  — крутизна линеаризованного участка характеристики (если «излом» характеристики соответствует началу координат, то  $U_{04} = 0$ ).

Следует подчеркнуть, что замена реальной нелинейной характеристики совокупностью линейных отрезков не означает ее линеаризации, так как характеристика в целом остается по-прежнему существенно нелинейной.

Рассмотренные способы аппроксимации участков нелинейной вольт-амперной характеристики могут быть применены для аналитического выражения вольт-амперных характеристик различных нелинейных сопротивлений. Как правило, нелинейный элемент в радиотехнической схеме служит для выполнения лишь одной или небольшого числа операций. Поэтому при конкретном анализе не приходится рассматривать одновременно всевозможные режимы его использования, т. е. любые положения рабочей точки и рабочей области характеристики, а можно ограничиться лишь одной из аппроксимаций, отражающей все наиболее существенные при данном применении черты характеристики.

Остановимся на этом более подробно. Как уже отмечалось в § 5.1, нелинейные элементы в радиотехнических схемах в основном применяются в двух направлениях. Во-первых, они могут быть использованы как управляемые элементы в активных линейных системах (например, в усилителях электрических колебаний) и, во-вторых, как собственно нелинейные сопротивления в устройствах для разнообразных нелинейных преобразований сигналов (модуляторах, демодуляторах и т. п.).

1. При использовании нелинейных сопротивлений как управляемых элементов в линейных радиотехнических цепях они обычно должны работать в таких режимах, когда нелинейность элемента для переменного тока не проявляется. Только в этом случае форма сигнала не будет искажена; например, гармоническое напряжение, поданное на нелинейный элемент, будет вызывать гармонические же изменения протекающего через него тока (случай 1 § 5.5).

В качестве нелинейного элемента в этом случае стремятся использовать устройство с достаточно ярко выраженным линейным участком характеристики, где дифференциальное сопротивление

$$R_{\sim} = \frac{dU}{dI}$$

остается практически постоянным. Рабочая точка обычно выбирается в середине этого линейного участка, а максимальные значения переменного напряжения не должны приводить к выходу изображающей точки за пределы линейной области.

Суть применения такого элемента для управления состоит в том, что при перемещении изображающей точки по линейному участку вольт-амперной характеристики нелинейного элемента под действием сигнала сопротивление нелинейного элемента постоянному току

$$R_{=} = \frac{U}{I}$$

меняется. Это приводит к тому, что переменное напряжение управляет постоянным током в некоторой нагрузке, включенной после-

довательно с нелинейным элементом. Нелинейный элемент при этом выполняет роль устройства, параметры которого безынерционно изменяются под действием управляющего напряжения. Таким образом, подобная система может рассматриваться как линейное устройство для переменного тока, параметры которого для постоянного тока меняются во времени под действием входящего сигнала.

Наиболее простые нелинейные элементы (например, двухэлектродные лампы или полупроводниковые диоды) представляют из себя двухполюсники, т. е. устройства с двумя зажимами. Поэтому при использовании их для целей управления переменное и постоянное напряжения прикладываются к одним и тем же точкам схемы. Это приводит к тому, что в цепи, содержащей такой управляемый элемент, не может быть получено усиление переменного сигнала<sup>1</sup>. Для создания активных линейных устройств (см. § 5.1), предназначенных для усиления сигналов, используются более сложные нелинейные элементы (например, трехэлектродные лампы, транзисторы и т. п.), которые могут рассматриваться как четырехполюсники, аналогичные изображенному на рис. 5.1. В них переменное и постоянное напряжения подаются на разные электроды, причем переменное напряжение на нагрузке может существенно превышать входящий сигнал из-за того, что напряжение, подводимое к дополнительным зажимам, влияет на ток через нелинейный элемент значительно сильнее, чем подводимое непосредственно к зажимам, соединяющим элемент с нагрузкой. Так, напряжение, прикладываемое между сеткой и катодом трехэлектродной лампы, влияет на анодный ток гораздо сильнее, чем напряжение между анодом и катодом (см. § 6.4).

В управляемых элементах, применяемых как четырехполюсники, ток может являться функцией нескольких напряжений. Например, ток через триод зависит от напряжения на сетке и напряжения на аноде (см. § 6.3). Эти зависимости можно представить в виде

$$i = f(u_a) \quad \text{при} \quad u_c = \text{const}, \quad (5.13)$$

$$i = \phi(u_c) \quad \text{при} \quad u_a = \text{const}, \quad (5.14)$$

причем только первая из них представляет собой обычную вольт-амперную характеристику нелинейного сопротивления. Вторая функция выражает особую характеристику лампы как нелинейного элемента, так как  $u_c$  не есть напряжение на самом нелинейном

<sup>1</sup> Исключением является случай, когда нелинейный элемент обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением (проводимостью), т. е. вольт-амперная характеристика имеет падающий участок, соответствующий  $R_{\sim} < 0$ . При этом положительному приращению напряжения соответствует отрицательное приращение тока, и отрицательное сопротивление может рассматриваться как источник энергии, в то время как положительное сопротивление ее потребляет.

элементе (им является  $u_a$ ). Графически типы соответствующих нелинейных зависимостей не отличаются от характеристик, рассмотренных нами ранее, но имеют другой смысл. Так,  $R_{\sim}$ , определяемое из (5.14), не характеризует дифференциального сопротивления лампы, которое может быть найдено из (5.13). Аналогично, геометрическая крутизна характеристики (5.14):

$$S = \frac{di}{du_c},$$

являющаяся важным параметром прибора, не является дифференциальной проводимостью лампы, определяемой из (5.13). Подробное рассмотрение этих характеристик будет проведено в дальнейшем. Укажем лишь, что при использовании таких нелинейных приборов для усиления необходимо работать на линейных участках характеристик, чтобы получить на нагрузке усиленные сигналы без искажений их формы.

Следует отметить, что при подаче на нелинейное сопротивление переменного и постоянного напряжений характеристика нелинейного элемента при амплитудах переменного напряжения, достаточно малых по сравнению с величиной постоянного, может быть линеаризована для переменного тока. Поясним это на частном примере.

Пусть дана квадратичная характеристика

$$i = bu^2. \quad (5.15)$$

Ясно, что эта нелинейная зависимость (при конечных значениях  $u$ ) никак не может быть заменена даже приближенно линейной. Но предположим, что амплитуда поданного на элемент переменного напряжения  $u$  много меньше постоянного напряжения  $U_0$ , задающего положение рабочей точки.

Тогда

$$i = b(U_0 + u)^2 = b(U_0^2 + 2U_0u + u^2) = I_1 + i_1 + i_2,$$

и переменная составляющая тока (постоянная составляющая  $I_1 = bU_0^2$  нас не интересует)

$$i_1 + i_2 = 2bU_0u + bu^2 = 2bU_0u \left(1 + \frac{1}{2} \frac{u}{U_0}\right),$$

содержащая линейный и квадратичный компоненты, при  $\frac{u}{U_0} \ll 1$ , когда вторым членом в скобке можно пренебречь, приобретает вид

$$i = 2bU_0u.$$

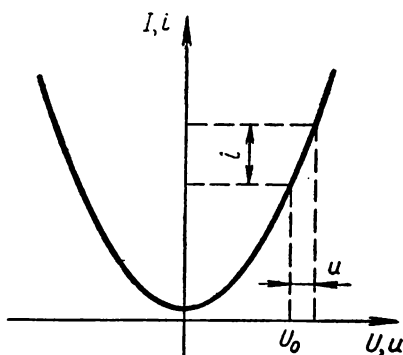


Рис. 5.9.

Таким образом, характеристика (5.15) для малых изменений напряжения может рассматриваться как линейная с тем лучшим приближением, чем меньше  $u$  и больше  $U_0$ . Это хорошо видно из рис. 5.9, где представлена зависимость  $i = bu^2$ : увеличение  $U_0$  переводит рабочую точку на участок параболы с меньшей кривизной.

2. При использовании нелинейных сопротивлений для выполнения нелинейных операций они должны работать в таких режимах, когда нелинейность вольт-амперной характеристики для переменного тока существенна. Рабочая точка на характеристике в этом случае чаще всего выбирается у нижнего изгиба характеристики, а амплитуда переменного напряжения задается такой, чтобы изменение крутизны проявилось на рабочей области характеристики. При этом выбор аппроксимирующей функции определяется размером рабочей области; при малых амплитудах переменного напряжения применяется аппроксимация полиномом второй степени (случай II § 5.5), при очень больших — кусочно-линейная аппроксимация (случай IV § 5.5; см., например, главу 9 о детектировании).

Аппроксимация полиномом третьей степени (случай III, § 5.5) используется, когда переменное напряжение захватывает область характеристики, содержащую максимум тока (см., например, главу 8, где рассматриваются процессы в генераторе).

Нужно отметить что широкое применение при анализе нелинейных процессов имеет квадратичная аппроксимация. Это связано, во-первых, с тем, что квадратичный полином вида (5.10) или (5.15) представляет собой простейшую функцию, позволяющую учесть нелинейность характеристики, и во-вторых, с тем, что при сравнительно небольшой рабочей области характеристики, соответствующей умеренному размаху колебаний переменной составляющей, практически любая криволинейная характеристика может быть аппроксимирована функцией (5.10).

Важно еще одно обстоятельство. Если режим использования нелинейного сопротивления таков, что характеристика может быть аппроксимирована полиномом второй степени, то изменение ее крутизны линейно связано с изменением переменного напряжения на элементе.

Действительно, если

$$i = I_0 + au + bu^2,$$

то крутизна

$$S = \frac{di}{du} = a + 2bu. \quad (5.16)$$

Линейная зависимость крутизны характеристики от переменного напряжения находит широкое применение в целом ряде радиотехнических операций (см., например, § 9.1).

Выбрав вид функции, аппроксимирующей характеристику

$$i = f(u),$$

который учитывает специфику режима использования нелинейного элемента, можно найти ток через нелинейный элемент, задавшись зависимостью напряжения от времени.

На рис. 5.6 это было сделано графически. Из рисунка видно, что форма тока в нелинейном элементе отличается от формы напряжения: при подаче гармонического напряжения возникает негармонический ток. Естественно, что если бы был задан гармонический ток, то напряжение на нелинейном элементе оказалось негармоническим. Описывая эти процессы с позиций изучения их спектрального состава, мы должны сказать, что спектр напряжения отличается от спектра тока.

Изменение формы гармонического сигнала, воздействующего на систему, показывает, что спектр отклика нелинейной системы отличается от спектра воздействия — он богаче. В нем присутствуют новые спектральные компоненты, отсутствовавшие в исходном сигнале.

Покажем это аналитически на нескольких примерах, используя полученные в § 5.5 аппроксимации для режимов нелинейных элементов, рассмотренных в § 5.6.

I. Начнем с простейшего случая, когда нелинейный элемент применяется в таком режиме, что его нелинейностью для переменного тока можно пренебречь.

В этом случае переменный ток в элементе воспроизводит форму приложенного напряжения, т. е. имеет тот же спектральный состав, а постоянная составляющая тока не изменяется при подаче переменного напряжения. Это иллюстрируется кривой и спектрограммой (рис. 5.10а,б).

II. Если нелинейный элемент используется в таком режиме, когда его характеристика может быть аппроксимирована полиномом второй степени (5.10) (например, когда переменное напряжение мало, но уже необходим учет нелинейности или когда форма характеристики близка к параболической)

$$i = I_0 + au + bu^2,$$

то гармоническое напряжение (5.7) вызывает в нем ток

$$i = I_0 + aU_m \cos \omega t + bU_m^2 \cos^2 \omega t = I_0 + aU_m \cos \omega t + \frac{bU_m^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) = \left[ I_0 + \frac{bU_m^2}{2} \right] + aU_m \cos \omega t + \frac{bU_m^2}{2} \cos 2\omega t.$$

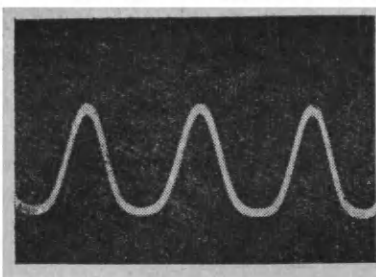


Рис. 5.10а.

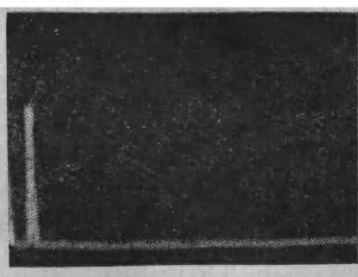


Рис. 5.10б.

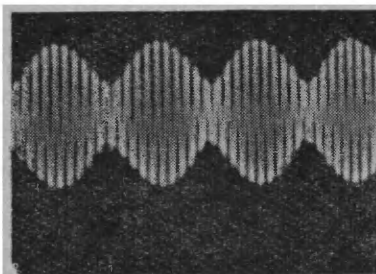


Рис. 5.10в.

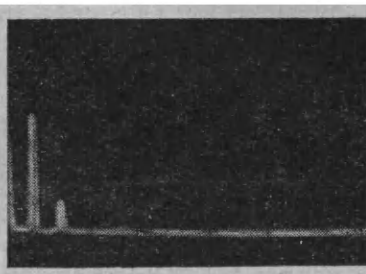


Рис. 5.10г.

В этом случае под действием гармонического напряжения, изменяющегося с частотой  $\omega$ , через нелинейный элемент течет негармонический переменный ток, имеющий компоненты как частоты  $\omega$ , так и удвоенной частоты  $2\omega$  (вторую гармонику). Одновременно с этим наличие члена, содержащего квадрат косинуса, приводит к появлению дополнительной постоянной составляющей тока  $\frac{b U_m^2}{2}$ . Полученный результат иллюстрируется рис. 5.10 в, г.

Таким образом, нелинейность характеристики обуславливает усложнение состава тока, появление в нем новых спектральных компонентов по сравнению с поданным напряжением (появилась вторая гармоника сигнала и приращение постоянной составляющей тока).

III. Нетрудно убедиться, что спектральный состав отклика системы на гармоническое воздействие усложняется при усложнении характера нелинейности. Так, если необходим учет полинома третьей степени, то в составе тока, вызываемого гармоническим напряжением, появится компонент утроенной частоты поданного сигнала.

Если характеристика нелинейного элемента должна аппроксимироваться полиномом  $k$ -й степени (5.8), то отклик содержит ряд колебаний кратных частот с наивысшей кратностью, равной  $k$ . Отметим, что при этом:

члены полинома с нечетными степенями ( $k = 1, 3, 5, \dots$ ) приводят к появлению спектральных составляющих тока с частотами нечетной кратности ( $\omega, 3\omega, 5\omega, \dots$ );

члены полинома с четными степенями ( $k = 2, 4, 6, \dots$ ) дают составляющие четной кратности ( $2\omega, 4\omega, 6\omega, \dots$ );

составляющая основной частоты  $\omega$  образуется всеми членами полинома с нелинейными степенями;

постоянная составляющая тока определяется первым членом полинома ( $I_0$ ) и всеми членами с четными степенями.

IV. В предыдущих случаях мы принимали, что на нелинейный элемент воздействует гармоническое напряжение. Ситуация значительно усложняется, если сигнал более сложен. Пусть, например, на нелинейное сопротивление действуют два напряжения с разными частотами:

$$u = u_1 + u_2 = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t. \quad (5.18)$$

Если нелинейность элемента учитывается простейшим образом (5.10):

$$i = I_0 + au + bu^2,$$

то под действием напряжения (5.18) получаем для протекающего через элемент тока выражение:

$$\begin{aligned} i = I_0 + a(u_1 + u_2) + b(u_1 + u_2)^2 = I_0 + aU_{m1} \cos \omega_1 t + \\ + aU_{m2} \cos \omega_2 t + bU_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t + 2bU_{m1}U_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \\ + bU_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t, \end{aligned}$$

которое после тригонометрических преобразований принимает вид:

$$\begin{aligned} i = \left[ I_0 + \frac{bU_{m1}^2}{2} + \frac{bU_{m2}^2}{2} \right] + aU_{m1} \cos \omega_1 t + aU_{m2} \cos \omega_2 t + \\ + \frac{bU_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{bU_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t + bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \\ + bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \end{aligned}$$

Здесь спектр тока отличается от спектра напряжения, поданного на нелинейный элемент. Как и в рассмотренных ранее нелинейных случаях, изменилась величина постоянной составляющей тока, появились вторые гармоники каждого из сигналов  $2\omega_1$  и  $2\omega_2$ . Но наряду с этим образовались колебания с суммарной ( $\omega_1 + \omega_2$ ) и разностной ( $\omega_1 - \omega_2$ ) частотами. Такие частоты называются комбинационными. Вообще говоря, разность  $\omega_1 - \omega_2$  может быть как больше, так и меньше исходных частот  $\omega_1, \omega_2$ .



При более сложном виде нелинейности, когда приходится пользоваться аппроксимацией характеристики полиномом третьей и более высоких степеней или при более сложном сигнале, спектр дополнительно усложняется. Можно показать (см., например, «Основы радиотехники» А. А. Харкевича), что при воздействии двух гармонических напряжений на нелинейное сопротивление, характеристики которого аппроксимируются полиномом  $k$ -й степени, в составе тока образуются частоты, выражаемые общим соотношением

$$n\omega_1 \pm m\omega_2,$$

где  $n$  и  $m$  — любые целые числа, не исключая нуля. При  $m \neq 0$  получается последовательность гармоник  $n\omega_1$ ; при  $n = 0$  — последовательность гармоник  $m\omega_2$ . Когда  $m$  и  $n$  не равны нулю, то соотношение характеризует всевозможные комбинационные частоты.

Из приведенного рассмотрения преобразований спектра сигнала нелинейным элементом можно сделать следующие выводы.

Во-первых, в нелинейных системах спектр тока по сравнению со спектром приложенного напряжения существенно обогащен вследствие нарушения принципа суперпозиции. Это дает возможность осуществить ряд радиотехнических операций (см. гл. 9).

Во-вторых, строгий анализ процессов в нелинейных системах невозможен. Необходимо упрощать рассмотрение, например, с помощью аппроксимации характеристик, чтобы сохранять основные черты изучаемого явления с необходимой степенью точности.

В-третьих, нелинейное сопротивление может быть использовано не только в существенно нелинейном режиме, когда спектральный состав сигнала с его помощью изменяется, но и как система линейная по переменному току и пригодная для управления постоянным током.

В заключение еще раз подчеркнем различие в изменении состава сигналов, происходящее в линейных и нелинейных системах.

В линейной системе с постоянными параметрами (например, фильтрах) возможны лишь такие преобразования сигналов, в результате которых могут происходить изменения в соотношении амплитуд и фаз спектральных составляющих, присутствующих в исходном сигнале. Так, скажем, фильтр может практически подавить те или иные частоты.

В нелинейной системе, кроме этих изменений, спектральный состав сигнала может быть обогащен, т. е. в нем появляются спектральные компоненты, отсутствовавшие в исходном сигнале.

## ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

## § 6.1. Введение

Электронные лампы и полупроводниковые приборы являются основными нелинейными устройствами, применяющимися в радиотехнике. Наряду с выполнением собственно нелинейных операций, как уже отмечалось в главе 5, они широко используются для целей управления в цепях переменного тока, и прежде всего для осуществления усиления.

Несмотря на то что устройство электронных ламп и полупроводниковых приборов основано на разных физических явлениях, в принципе действия этих электронных приборов много общего.

В электронных лампах, как правило, используется поток свободных электронов, испускаемых (эмиттируемых) нагретым металлическим электродом; электроны движутся в вакууме под действием поля, созданного между этим электродом и другими, служащими для управления потоком и сбора электронов.

В полупроводниковых приборах используется либо поток свободных электронов, движущихся в кристаллической решетке полупроводника под действием приложенного к нему электрического поля, либо (при наличии в полупроводнике, кроме электронов, достаточного количества свободных носителей положительного заряда — дырок) встречные потоки свободных электронов и дырок.

Для обоих классов электронных приборов характерны нелинейные вольт-амперные характеристики, так как эти приборы обладают более или менее ярко выраженной односторонней проводимостью. У электронных вакуумных приборов односторонняя проводимость связана с наличием потенциального барьера для свободных электронов, находящихся в металле. Чтобы электрон покинул металл и принял участие в создании тока в вакууме, ему должна быть сообщена определенная энергия, например, за счет нагревания металла.

Так как в лампе нагревается лишь один из электродов, то ток существует только при такой полярности напряжения на электро-

даж, когда на собирающем электроны электроде потенциал оказы-  
вается выше, чем на эмиттирующем.

В полупроводниковых приборах односторонняя проводимость  
связана с тем, что используемый полупроводник содержит две  
области с проводимостью разных типов — электронной ( $n$ -тип)  
и дырочной ( $p$ -тип), имеющие границу раздела ( $p$ — $n$ -переход), ко-  
торая также приводит к возникновению в полупроводнике потен-  
циального барьера для свободных носителей заряда. Ток возникает  
лишь при приложении к полупроводниковому прибору напряже-  
ния такой полярности, когда потенциал  $p$ -области оказывается  
более высоким.

Потоком свободных носителей заряда можно управлять лишь  
при наличии в приборе третьего — управляющего электрода (или —  
при необходимости управления несколькими сигналами од-  
новременно — нескольких управляющих электродов). В электрон-  
ных вакуумных приборах такое управление обычно осуществляют-  
ся изменением напряжения на дополнительном электроде, изме-  
няющем плотность и скорость потока электронов между двумя  
другими электродами. При этом количество эмиттируемых метал-  
лом электронов практически не изменяется.

В полупроводниковом приборе электронный поток управляет-  
ся третьим электродом прежде всего путем изменения числа элек-  
тронов, участвующих в токе. Поэтому часто говорят, что в электрон-  
ных вакуумных приборах осуществляется управление «напряже-  
нием», а в полупроводниковых — «током». Но, конечно, термино-  
логия эта совершенно условна.

Тем не менее и в том и в другом случае мощность, требуемая  
для управления, может быть значительно меньше мощности самого  
управляемого потока. Поэтому эти приборы можно использовать  
для целей усиления.

Таким образом, как в электронном вакуумном, так и в полу-  
проводниковом приборе могут быть выделены следующие основ-  
ные элементы:

а) излучатель свободных носителей заряда; в электронной  
лампе он называется катодом, в полупроводниковом приборе —  
эмиттером;

б) управляющее устройство — управляющая сетка (или си-  
стема сеток) в электронной лампе или база в полупроводниковом  
приборе;

в) собиратель электронов — анод в электронной лампе или  
коллектор в полупроводниковом приборе.

Наряду с этими общими принципиальными чертами у электрон-  
ных ламп и полупроводниковых приборов имеются существенные  
различия, делающие их, несмотря на то, что они могут выполнять  
одни и те же функции, невзаимозаменяемыми в конкретных радио-  
технических схемах. Об этом речь пойдет ниже.

Следует отметить еще одно обстоятельство. Электронные лампы были изобретены в начале XX века и к настоящему времени достигли высокой степени совершенства. Широкое применение полупроводниковых приборов началось лишь в конце 40-х годов; их усовершенствование продолжается до настоящего времени и перспективы дальнейшего улучшения очень велики.

Каждый из этих классов приборов обладает своими достоинствами и недостатками. Например, для полупроводниковых приборов характерны высокая надежность, малые размеры и вес, ненужность цепей накала и др., но наряду с этим — сильная зависимость параметров от температуры, значительная сложность изготовления, сравнительно низкие входные сопротивления, затрудняющие сопряжение каскадов и т. п. Лампы в значительной степени свободны от этих недостатков.

Поэтому оба класса приборов не столько конкурируют, сколько дополняют друг друга, и каждый класс находит свою область применения.

Перейдем к рассмотрению устройства и принципов действия различных электронных приборов. Там, где это целесообразно, электронные лампы и полупроводниковые приборы будут изучаться параллельно. Следует иметь в виду, что в этой главе рассматриваются только свойства самих электронных приборов. В реальных условиях эти приборы имеют ту или иную нагрузку (активное или реактивное сопротивление), включение которой влияет на режим прибора. Это влияние будет изучаться в последующих главах.

## § 6.2. Катоды и эмиттеры

В электронной лампе используется процесс термоэлектронной эмиссии — испускания электронов накалившимся металлом, находящимся в вакуированном баллоне. Давление остатков газа настолько ничтожно, что разряд в лампе практически можно считать чисто электронным, так как ток положительных ионов исчезающе мал по сравнению с электронным током.

Из общего курса физики известно, что плотность тока электронной эмиссии (с единицы поверхности катода) определяется уравнением

$$j = AT^2 \exp\left(-\frac{\varphi}{kT}\right),$$

где  $T$  — абсолютная температура катода,  $\varphi$  — работа выхода электрона из металла,  $kT$  — мера кинетической энергии свободных электронов; если  $\varphi$  выражено в эв, то  $k = 8,65 \cdot 10^{-5}$  эв/град;  $A$  — константа. Это уравнение определяет ток насыщения, т. е. максимальный ток, получающийся при данной температуре,

когда все излученные накаливаемым катодом электроны увлекаются внешним полем, созданным между катодом и анодом.

Очевидно, для получения большой эмиссии желательнее иметь малые  $\varphi$  и большие  $T$ .

В первых типах ламп (а в настоящее время в мощных лампах) в качестве катода применялась вольфрамовая нить, имеющая  $\varphi = 4,5$  эв и температуру плавления, большую  $3000^\circ$ ; это позволяло работать при высокой температуре катода (до  $2700^\circ\text{K}$ ). Однако экономичность вольфрамового катода, характеризующаяся «удельной эмиссией», равной отношению тока эмиссии (в  $ma$ ) к мощности, расходуемой на нагревание катода (в  $вт$ ), невелика; при нормальных рабочих температурах (около  $2400^\circ\text{K}$ ), обеспечивающих достаточную продолжительность жизни катода, удельная эмиссия составляет  $4-7$   $ma/vt$ .

Преимуществами вольфрамового катода являются простота изготовления нити накала, значительный срок службы, измеряемый сотнями и тысячами часов, а также сохранение эмиссионных свойств при перекале или недокале нити.

Прибавление к вольфраму окиси тория или покрытие поверхности вольфрама слоем окислов щелочноземельных металлов значительно увеличивает экономичность катода. Поэтому в лампах небольшой мощности используются по преимуществу оксидные катоды, работающие при температуре около  $1000^\circ\text{K}$  и обладающие удельной эмиссией порядка  $200$   $ma/vt$ . В мощных лампах оксидные катоды не применяются, так как при высоких напряжениях они разрушаются положительно заряженными ионами остатков газа. В современных лампах применяются катоды двух видов: катоды непосредственного накала и катоды косвенного накала. Катоды непосредственного (прямого) накала выполняются в виде нити или ленты, накаливаемой током от аккумулятора или трансформатора. Катоды косвенного накала (подогревные) устроены сложнее: вольфрамовая нить накала — нагреватель — изолируется теплоустойчивым слоем керамики или окислов алюминия и помещается внутри никелевого цилиндрика, покрытого снаружи оксидным слоем; цилиндрик нагревается благодаря теплообмену с нагревателем.

Благодаря тепловой инерции цилиндра температура его, даже при питании переменным током, практически постоянна. Оксидный слой, дающий заметную эмиссию при низких температурах, служит катодом. Недостатком оксидного катода является неустойчивость его работы при недокале или перекале. Последний может получиться при слишком большом анодном токе, так как из-за большого сопротивления катод перегревается, оксидный слой теряет эмиссию и может даже разрушиться. К преимуществам подогревного катода можно отнести отсутствие падения напряжения вдоль него (обусловленное током накала при прямом накале) и возможность питать нагреватели нескольких ламп от общего источника при полной независимости потенциалов их катодов.

В дальнейшем потенциал катода всегда считается равным нулю; на схемах нагреватель изображаться не будет.

Созданные за счет термоэлектронной эмиссии свободные электроны в отсутствие внешнего электрического поля располагаются вблизи катода, образуя «электронное облако», т. е. пространственный заряд, отрицательный относительно катода: на катоде в результате выхода из него электронов возникает положительный заряд. Электроны в облаке непрерывно обновляются. Часть их под действием возникшего между электронным облаком и катодом электрического поля снова оседает на катод, им на смену из нагретого катода вылетают новые электроны. В результате устанавливается некоторое динамическое равновесие, при котором величина пространственного заряда, образовавшегося вокруг катода, в среднем остается неизменной. Повышение температуры катода приводит к возрастанию величины объемного заряда.

Создание на аноде лампы потенциала, положительного по отношению к катоду, вызывает уход электронов от катода, так как они увлекаются полем; следовательно, плотность электронного облака уменьшается. В предельном случае достаточно высокого потенциала анода все электроны, эмиттируемые катодом, участвуют в создании тока через лампу, который при этом должен достигать насыщения.

Практически в лампах с оксидными катодами ток насыщения не достигается, так как работа выхода электрона уменьшается благодаря действию сильного поля анода. Этот эффект, называемый эффектом поля, отсутствует лишь в лампах с вольфрамовым катодом.

В полупроводниковом приборе роль излучателя свободных носителей заряда выполняет эмиттер.

Большинство современных полупроводниковых приборов выполняется из германия и кремния — элементов IV группы таблицы Д. И. Менделеева, обладающих наиболее ярко выраженными полупроводниковыми свойствами.

Как известно из общего курса физики, в полупроводнике возможны различные механизмы проводимости электрического тока.

Идеально чистый полупроводник при очень низкой температуре в отсутствие внешних воздействий ведет себя как диэлектрик. В нем нет свободных носителей заряда, так как все четыре валентных электрона каждого атома участвуют в создании парных (ковалентных) связей между соседними атомами. При повышении температуры или под действием внешних факторов (света, облучения энергичными частицами и т. п.) в полупроводнике появляется *собственная проводимость*, так как часть ковалентных связей между атомами кристалла разрывается. При этом в равном количестве появляются положительные и отрицательные свободные носители заряда — электроны и дырки. Энергия, необходимая для нарушения валентных связей, называемая также энергией ионизации,

составляет в германии 0,72 эв, в кремнии — 1,12 эв. Так как при комнатной температуре средняя энергия беспорядочного движения  $kT$  составляет всего 0,025 эв, то ионизируется лишь очень незначительная часть атомов. Например, в чистом германии при комнатной температуре концентрация термически генерированных свободных носителей достигает  $5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , что соответствует удельному сопротивлению материала — 60 ом · см.

Если в полупроводнике содержатся примеси, например сурьма или фосфор (элементы V группы таблицы Д. И. Менделеева) либо галлий или бор (элементы III группы таблицы Д. И. Менделеева), то часть атомов в кристаллической решетке германия или кремния замещается примесными атомами, содержащими иное число валентных электронов, чем атомы основного элемента. Поэтому при создании ковалентных связей с соседними атомами основного элемента, в каждой из которых участвует по одному электрону от каждого атома, у атомов элементов V группы останется по одному лишнему электрону, а у атомов элементов III группы одного электрона будет не хватать.

Лишний электрон, скажем у атома сурьмы в германии, оказывается слабо связанным с кристаллической решеткой, и атом может быть легко ионизован, например, термически.

Энергия ионизации примесных атомов составляет обычно около 0,01 эв. Поэтому при комнатной температуре все атомы сурьмы уже теряют свои лишние электроны за счет взаимодействия с атомами кристаллической решетки, участвующими в тепловых колебаниях, и становятся благодаря этому поставщиками свободных электронов — носителей отрицательных зарядов.

Аналогично наличие вакансии в связи атома примеси (например, атома бора в кремнии) с атомом полупроводника приведет к потере одним из атомов основного элемента электрона, который заполнит соответствующую вакансию, но создаст нескомпенсированный свободный положительный заряд в кристалле, называемый, как известно, дыркой.

Примеси, создающие свободные электроны в полупроводнике, называются донорными (а атомы примеси — донорами); примеси, создающие свободные дырки, — акцепторными (а атомы примеси — акцепторами). Проводимость в полупроводнике, созданная за счет этих свободных носителей, называется *примесной проводимостью*.

Для создания полупроводниковых приборов в полупроводниковые кристаллы специально вводятся примеси. Концентрация примесей может достигать  $10^{16} — 10^{19} \text{ см}^{-3}$ , удельное сопротивление полупроводника при этом составляет сотые и тысячные доли ом · см.

Полупроводник, в который введена донорная примесь, обладает электронной проводимостью и часто называется полупроводником *n*-типа (*negative* — отрицательный); введение акцепторной

примеси приводит к дырочной проводимости; в этом случае полупроводник называется полупроводником  $p$ -типа (positive — положительный).

В каждом полупроводнике наряду с основными свободными носителями заряда практически всегда имеется определенная концентрация неосновных свободных носителей, например, за счет вклада собственных свободных носителей, которые всегда генерируются парами.

Избыточное количество неосновных носителей в полупроводниковом материале, используемом для создания приборов, часто является вредным. Это станет ясным из дальнейшего. Поэтому, например, повышение температуры, которое приводит к появлению большого количества свободных носителей обоих знаков, вызывает ухудшение характеристик или даже невозможность использования прибора.

Приведенные выше сведения о проводимости полупроводников могут быть дополнены представлениями, основанными на зонной теории.

Из квантовой механики известно, что в твердом теле из-за взаимодействия соседних атомов уровни энергии, соответствующие дискретным значениям энергии, характерным для электронов в изолированных атомах, расщепляются. В результате образуются зоны разрешенных значений энергии, отделенные друг от друга запрещенными зонами.

Для глубоких электронных уровней расщепление невелико, так как находящиеся на них электроны практически не взаимодействуют с соседними атомами. Для внешних, валентных, электронов расщепление значительно (ширина разрешенной зоны может достигать нескольких электрон-вольт). Зона, образующаяся из этих уровней, называется *валентной зоной*.

Незанятые электронами более высокие энергетические уровни в твердом теле также расщепляются и образуют незаполненные зоны. Ближайшая из них (к валентной зоне) называется *зоной проводимости*.

В соответствии с принципом Паули максимальное число электронов, которые могут находиться на данном энергетическом уровне, ограничено. Также ограничено и число мест (разрешенных энергий) для электронов в зоне. Если зона образовалась из уровней, полностью занятых электронами, то и зона будет целиком заполнена. В противном случае в ней будут свободные места.

Если зона не содержит пустых мест, то действующее на твердое тело внешнее электрическое поле не может изменить распределения электронов по скоростям, и увеличение скорости каждого электрона должно компенсироваться уменьшением скорости другого. Это связано с тем, что все возможные состояния энергии, отвечающие разным скоростям, заняты, причем в каждом состоянии находится лишь один электрон. В результате суммарная энергия



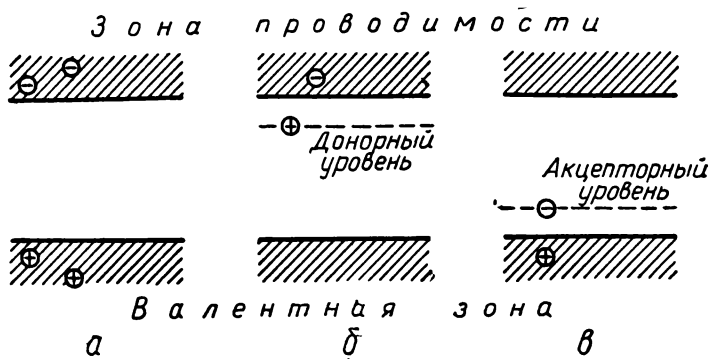


Рис. 6.1.

всех электронов заполненной зоны не изменяется, и такая зона не может дать вклада в электрический ток.

Если валентная зона заполнена лишь частично или если в зоне проводимости по той или иной причине (например, за счет термической ионизации атомов) имеется некоторое число электронов, то такое твердое тело обладает электропроводностью.

Напомним, что изолятор — это такое вещество, в котором все зоны либо целиком заполнены, либо совершенно пусты. В металле верхняя из заполненных зон заполнена лишь частично. Полупроводники обладают свойствами, промежуточными между свойствами металлов и изоляторов.

Для их кристаллов характерна узкая запрещенная зона (как уже отмечалось, в германии она составляет только 0,72 эв). Поэтому при повышении температуры часть электронов из валентной зоны может перейти в зону проводимости. Это создаст возможность возникновения электрического тока (при наложении внешнего электрического поля) как за счет электронов зоны проводимости, в которой остались еще незаполненные места, так и электронов валентной зоны, где также возникли свободные места вследствие ухода части электронов в зону проводимости.

При описании движения носителей зарядов валентной зоны удобно рассматривать не движение самих электронов, а перемещение пустых мест — дырок; с ростом их числа растет проводимость вещества.

Очевидно, если электроны проводимости и дырки возникают благодаря перебросу электронов из заполненной валентной зоны в зону проводимости, то число электронов проводимости равно числу дырок (рис. 6.1, а); такая проводимость называется *собственной проводимостью* полупроводника.

Если в полупроводнике имеются примесные атомы, то уровни энергии чужеродных атомов могут попасть в запрещенную зону.

В результате этого в запрещенной зоне образуются дополнительные (примесные) разрешенные уровни энергии. Если такой уровень лежит близко ко дну зоны проводимости (например, для примесей пятой группы периодической системы Д. И. Менделеева в германии характерен энергетический зазор всего в  $0,01 \text{ эВ}$ ), то возможна термическая ионизация атома примеси. Электрон атома примеси, перейдя в зону проводимости, получит возможность участвовать в создании тока. При этом возникает примесная электронная проводимость, а уровни, отдающие электроны, называются *донорными* (рис. 6.1, б).

Если образованные примесными атомами дополнительные уровни энергии в нормальном состоянии не заняты электронами и располагаются вблизи верхнего края валентной зоны, как например у примесей третьей группы в германии, то возможен захват ими электронов валентной зоны, сопровождающийся появлением дырок в валентной зоне. Для такого полупроводника характерна примесная дырочная проводимость. Уровни, захватывающие электроны, называются *акцепторными* уровнями (рис. 6.1, в).

Все основные типы применяющихся в настоящее время в радиотехнике полупроводниковых приборов основаны на использовании явлений, возникающих в объеме полупроводникового кристалла, где искусственно создаются области с проводимостью разных типов —  $p$  и  $n$ . В этом случае одна часть кристалла обладает дырочной, а другая — электронной проводимостью. Между ними имеется переходный слой — электронно-дырочный переход ( $p-n$ - или  $n-p$ -переход). Практически создание  $p$ - и  $n$ -областей и  $p-n$ -перехода между ними достигается либо сплавлением или диффузией примеси  $n$ -типа в кристалл с  $p$ -типом проводимости (или наоборот), либо сплавлением или сваркой металла (обычно металлической проволоки) с полупроводником, так как в последнем случае в пограничном слое между металлом и полупроводником также возникает  $p-n$ -переход.

Рассмотрим на примере образца полупроводника, изображенного на рис. 6.2, а, принцип создания излучателя свободных электронов в полупроводнике — эмиттера.

Если в объеме кристалла имеется  $p-n$ -переход, с одной стороны которого расположена область полупроводника с  $n$ -типом проводимости, а с другой — с  $p$ -типом, то в отсутствие внешнего электрического поля на  $p-n$ -переходе возникает барьерная разность потенциалов. Ее возникновение связано с тем, что за счет теплового движения часть электронов из  $n$ -области перейдет в  $p$ -область; им навстречу будут диффундировать дырки. Обратное движение электронов и дырок через переход будет значительно менее существенным, так как в полупроводнике  $n$ -типа дырки являются неосновными носителями заряда и там их мало, в области  $p$ -типа по той же причине имеется незначительное число электронов.

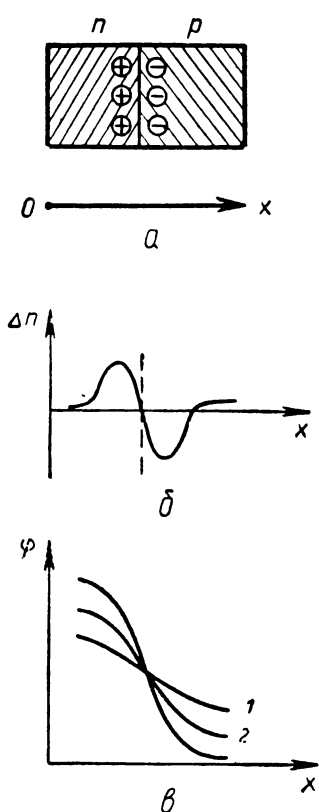


Рис. 6.2.

Когда электроны переходят из области, имеющей  $n$ -тип проводимости, эта область вблизи перехода заряжается положительно из-за недостатка электронов, а в области с проводимостью  $p$ -типа будет расти отрицательный потенциал. Движение дырок в обратном направлении усугубляет это явление. В результате возникает разность потенциалов (рис. 6.2, б), препятствующая дальнейшему перемещению зарядов, при которой в  $n$ - и  $p$ -областях вблизи перехода создается двойной слой электрических зарядов (рис. 6.2, б), находящихся (в среднем) в состоянии динамического равновесия: уход через переход любого из носителей компенсируется приходом встречных.

Рассматриваемые явления могут происходить не только в области границы полупроводников с различными типами проводимости. Когда полупроводник контактирует с металлом, то у границы между ними в приповерхностном слое полупроводника тоже образуется  $p$ - $n$ -переход, если контактная разность потенциалов, зависящая от работы выхода электронов из полупроводника и металла, достаточно велика.

Если к  $p$ - $n$ -переходу приложить внешнее напряжение такой полярности, чтобы потенциал  $p$ -области оказался выше, чем  $n$ -области, то барьерная разность потенциалов понизится (см. кривую 1 на рис. 6.2, в) и через  $p$ - $n$ -переход пойдет электрический ток. При этом в полупроводник  $p$ -типа будут инжектироваться («впрыскиваться») электроны, в полупроводник  $n$ -типа — дырки. Следовательно,  $n$ -область полупроводника, имеющая большое количество свободных электронов, служит излучателем электронов в  $p$ -область, т. е. ее можно использовать в качестве эмиттера.

Легко видеть, что при приложении внешнего напряжения обратной полярности (плюса к  $n$ -области, минуса к  $p$ -области) барьерная разность потенциалов на  $p$ - $n$ -переходе возрастет (см. кривую 2 на рис. 6.2, в), и ток основных носителей через переход будет невозможным.

Поэтому прибор с  $p$ - $n$ -переходом, так же как и электровакуумная лампа, обладает односторонней проводимостью. Правда,

односторонняя проводимость электронной лампы выражена значительно резче. Это связано с тем, что в полупроводнике всегда присутствуют неосновные носители заряда. Для них напряжение, являющееся «запирающим» для основных носителей заряда, будет пропускным, поэтому ток через запертый  $p-n$ -переход будет хотя и достаточно малым, но отличным от нуля.

Таким образом, несмотря на то что эмиттеры полупроводниковых приборов и катоды электронных ламп выполняют практически одни и те же функции — являются излучателями свободных электронов, устройство их существенно различается.

В заключение сделаем еще одно замечание. Следуя принятой в физике терминологии, электроны в твердом теле, не связанные с атомами кристаллической решетки, мы называем свободными. Тем не менее нужно отчетливо сознавать, что между ними и свободными носителями заряда в вакууме существует значительная разница. Электроны, движущиеся в вакууме, созданном в баллоне электронной лампы, являются действительно свободными. Практически вакуум достигает такой степени, что длина свободного пробега электрона значительно превышает геометрические размеры баллона. Поэтому электроны можно считать движущимися в электрическом поле без соударений и не взаимодействующими друг с другом. В полупроводнике свободные носители заряда движутся, непрерывно взаимодействуя с кристаллической решеткой и между собой. При движении в электрическом поле они рассеиваются, часть их рекомбинирует, а на смену им генерируются новые свободные носители. Поэтому их движение в электрическом поле можно рассматривать как своеобразный дрейф, средняя скорость которого в направлении поля оказывается значительно меньшей, чем у свободных электронов в вакууме.

Тем не менее время прохождения электронов между электродами в обоих классах приборов может мало различаться, так как в полупроводниковых приборах межэлектродные расстояния могут быть сделаны значительно меньшими, чем в электронных лампах (в полупроводниковых приборах они составляют в ряде случаев десятки микрон, в то время как в лампах они обычно измеряются миллиметрами или даже сантиметрами). Поэтому полупроводниковые приборы могут быть столь же малоинерционными, как и вакуумные.

### § 6.3. Электровакуумный и полупроводниковый диоды

! Двухэлектродная электронная лампа (диод) состоит из стеклянного или металлического баллона, в котором создан высокий вакуум (порядка  $10^{-8}$  мм рт. ст.); внутри баллона располагаются катод, нагреваемый током от вспомогательного источника, и металлический анод. Электроды отделены друг от друга вакуум-

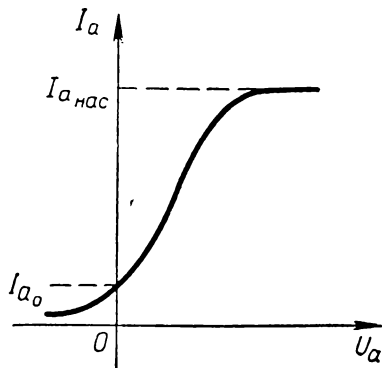


Рис. 6.3.

Во всех практических применениях диода наиболее важна присущая ему зависимость анодного тока  $I_a$  от напряжения между анодом и катодом  $U_a$

$$I_a = f(U_a)$$

при фиксированной температуре катода. Эта зависимость называется *статической анодной характеристикой диода*.

Познакомимся с основными чертами диода на типичном примере его вольт-амперной характеристики, изображенной на рис. 6.3.

Вид вольт-амперной характеристики свидетельствует о том, что диод представляет собой устройство с нелинейным сопротивлением, обладающее односторонней проводимостью.

При отрицательном напряжении на аноде (по отношению к катоду) ток через лампу не идет, так как эмиттируемые из катода электроны не могут достигнуть отталкивающего их анода. В отсутствие разности потенциалов между электродами (например, если анод и катод замкнуты проводником) через диод может протекать очень малый ток  $I_{a_0}$  (который иногда называют нулевым током). Его существование объясняется тем, что при отсутствии внешнего поля на анод попадают лишь те электроны, которые покидают катод с большой кинетической энергией, достаточной для преодоления противодействия ранее вылетевших электронов и поля зарядов, поляризованных на катоде. Так как этих электронов очень мало, вызываемый ими анодный ток оказывается настолько незначительным, что в большинстве практических случаев его можно не учитывать.

Но на практике лампы обычно применяются с целью получения некоторого анодного тока; для этого на анод подается положительное (относительно катода) напряжение. При этом поле, возникающее между анодом и катодом, ускоряет эмиттированные катодом электроны в направлении к аноду; через лампу идет ток. По мере уве-

лым промежутком и имеют выводы, которые в большинстве типов ламп соединяются со штырьками, смонтированными в цоколь лампы.

Чтобы максимально использовать все электроны, которые могут быть эмиттированы катодом, анод обычно имеет форму кругового или эллиптического цилиндра или прямоугольного полого параллелепипеда, внутри которого располагается катод.

Схематическое изображение диода с катодом косвенного накала приведено на рис. 6.7.

личения разности потенциалов между анодом и катодом ток увеличивается, пространственный заряд, имеющийся вблизи катода, постепенно рассасывается, и при значительных анодных напряжениях возникает предельное значение тока через диод —  $I_{a \text{ нас}}$ , когда все эмиттируемые катодом электроны достигают анода (см. § 6.2). (Еще раз отметим, что в лампах с оксидными катодами ток насыщения практически не достигается; об этом см. § 6.1.)

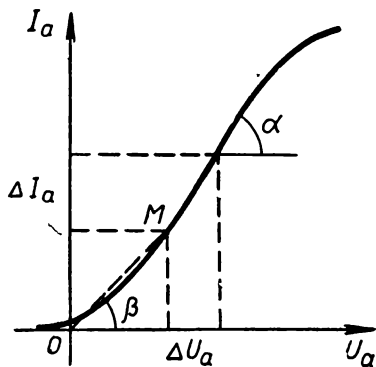


Рис. 6.4.

Аналитически вид идеализированной статической анодной характеристики диода при существовании заметного пространственного заряда может быть представлен «законом трех вторых»:

$$I_a = kU_a^{3/2} \quad (U_a > 0),$$

где  $k$  зависит от конструкции лампы (расстояния между катодом и анодом, формы электродов и т. п.).

Начальный участок реальной анодной характеристики (в пренебрежении нулевым током) близок к квадратичной параболе

$$I_a = bU_a^2 \quad (U_a > 0).$$

Поэтому при достаточно малых переменных напряжениях квадратичная аппроксимация характеристики (см. § 5.5) является вполне удовлетворительной.

В обоих случаях при  $U_a < 0$  можно считать  $I_a = 0$ .

При больших переменных напряжениях часто пользуются кусочно-линейной аппроксимацией (см. § 5.5):

при  $U_a < 0$   $I_a = 0$ ; при  $U_a > 0$   $I_a = kU_a$ .

В радиосхемах диод работает при переменном напряжении; его характеризуют с помощью статических параметров: крутизны характеристики или внутреннего сопротивления диода.

Крутизна анодной характеристики диода (рис. 6.4) равна (см. формулу (5.7):

$$S = \frac{dI_a}{dU_a} = \frac{i}{u} = \operatorname{tg} \alpha, \quad (6.1)$$

где  $i$  и  $u$  — мгновенные значения переменного тока и напряжения с бесконечно малыми амплитудами;  $S$  обычно выражается в миллиамперах на вольт ( $ma/\theta$ ).

$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a} = \frac{u}{i} = \frac{I}{S} = \operatorname{ctg}\alpha \quad (6.2)$$

часто называют его сопротивлением переменному току или дифференциальным сопротивлением.

В связи с тем что статическая анодная характеристика диода нелинейна,  $S$  и  $R_i$  зависят от величины анодного напряжения, определяющего положение рабочей точки на характеристике. Подробное рассмотрение этого вопроса было проведено в § 5.6.

Отметим, что только в области, где характеристика практически линейна, крутизну  $S$  и дифференциальное сопротивление  $R_i$  можно считать постоянными. Именно эти значения  $S$  и  $R_i$  приводятся в паспортных данных прибора и в справочниках.

Напомним, что сопротивление нелинейного элемента — в данном случае диода — постоянному току в рабочей точке (точка  $M$  на рис. 6.4)

$$R_{=M} = \frac{U_{aM}}{I_{aM}} = \operatorname{ctg}\beta \quad (6.3)$$

отлично от дифференциального сопротивления и в силу нелинейности анодной характеристики диода тоже зависит от величины напряжения, приложенного к диоду<sup>1</sup>. Только в том случае, когда характеристика может быть представлена ломаной линией, выходящей из начала координат, получается:

$$R_i = R_{=} .$$

При токе  $I_a$  и напряжении  $U_a$  лампа потребляет мощность

$$P = I_a U_a,$$

расходуемую на нагревание анода, бомбардируемого ускоренными в электрическом поле между анодом и катодом электронами. Предельная допустимая мощность растет с увеличением площади анода. При перегреве анод может расплавиться; может также возникнуть термоэлектронная анодная эмиссия, которая уничтожает одностороннюю проводимость лампы.

Полупроводниковый диод представляет прибор, основой которого является полупроводниковый кристалл, имеющий области с  $n$ - и  $p$ -типами проводимости и границей раздела ( $n$  —  $p$ -переходом) между ними. Каждая из областей контактирует с металлическими основами, посредством которых диод включается в элект-

<sup>1</sup> Заметим (см. § 5.3), что сопротивление диода, как и любого нелинейного элемента, переменному току при значительных амплитудах приложенного напряжения характеризуется значением  $R = \frac{U_m}{I_m}$ , являющимся по существу средним сопротивлением переменному току, которое, вообще говоря, отлично как от дифференциального, так и от сопротивления постоянному току.

рическую цепь. Полупроводник с контактами помещается в металлический, керамический или стеклянный герметический корпус.

Как уже говорилось ранее (см. § 6.2), роль катода в таком приборе выполняет участок полупроводника по одну сторону  $n$  —  $p$ -перехода, где искусственно создается значительная кон-

центрация свободных носителей одного знака (например, электронов).

В зависимости от назначения диода область электронно-дырочного перехода может иметь разную площадь; соответственно различают *плоскостные* и *точечные* диоды.

На рис. 6.5, *а* приведено условное обозначение полупроводникового диода, причем стрелка указывает направление, в котором диод пропускает ток; на рис. 6.5, *б* — схематическое изображение одного из типов плоскостных полупроводниковых диодов, где введены обозначения: 1 — германий, 2 — индий, 3 — верхний токосниматель, 4 — нижний токосниматель, 5 — контактные выводы, 6 — диэлектрическая (например, стеклянная) втулка, 7 — корпус.

Наиболее распространено изготовление плоскостных  $p$ — $n$ -переходов путем сплавления. Например, на пластинку германия  $n$ -типа помещают кусочек индия, который в германии является акцепторной примесью (см. § 6.2), и нагревают до  $T \approx 770^\circ\text{K}$  в вакууме. Индий расплавляется, смачивает поверхность германия; часть германия растворяется в индии. При понижении температуры германий кристаллизуется из расплава на основной пластинке, которая выполняет роль затравки. В процессе рекристаллизации возникает слой германия с избыточной акцепторной примесью. По мере удаления от пластинки концентрация индия возрастает, и, наконец, рекристаллизационная область переходит в чистый индий, который может использоваться как невыпрямляющий контакт с германием  $p$ -типа. Так, на границе пластинки из  $n$ -германия с образовавшейся областью германия  $p$ -типа возникает  $p$ — $n$ -переход, который соответствует рис. 6.5, *б*.

Возможны и другие методы получения  $p$ — $n$ -переходов: введение примесей в расплав по мере выращивания полупроводникового кристалла, диффузия примесей в поверхностный слой полупроводника при повышенных температурах и т. п.

В точечных диодах обычно создается контакт острия металли-

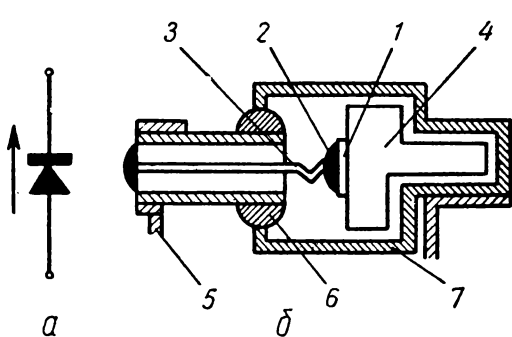


Рис. 6.5.



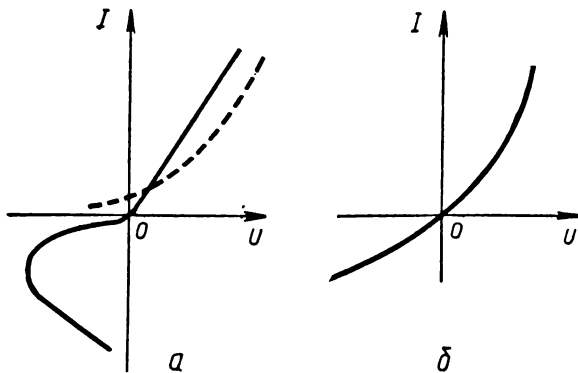


Рис. 6.6.

ческой проволоки с полупроводником. В большинстве типов этих приборов контакт «формируется» пропусканием импульса большого тока. При этом у контакта создается слой с обратной проводимостью (например,  $p$ -область в  $n$ -типе полупроводника) и образуется  $p$ - $n$ -переход.

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов (рис. 6.6,  $a$ ,  $b$ ) при умеренных напряжениях в основных чертах сходны со статическими анодными характеристиками вакуумных диодов: они также существенно нелинейны и свидетельствуют о преимущественной односторонней проводимости прибора. На рис. 6.6,  $a$  для сравнения приведены статические характеристики германиевого диода с точечным контактом и двухэлектродной лампы (пунктир), на рис. 6.6,  $b$  — плоскостного германиевого диода.

Односторонняя проводимость, как уже отмечалось (см. § 6.2), связана с тем, что основные носители заряда свободно проходят через  $p$  —  $n$ -переход лишь при «прямом» направлении приложенного к нему напряжения, когда потенциал  $p$ -области выше, чем у  $n$ -области полупроводника. При «обратной» полярности приложенного напряжения  $p$  —  $n$ -переход оказывается запертым для основных носителей заряда. Нелинейность характеристики для тока прямого направления связана с изменением плотности двойного слоя электрических зарядов на  $p$  —  $n$ -переходе при изменении напряжения, подобно тому как в ламповом диоде она определяется рассасыванием объемного заряда, создаваемого электронным облаком у катода, по мере увеличения анодного напряжения.

Идеализированная вольт-амперная характеристика полупроводникового диода аналитически представляется выражением:

$$I = I_s \left[ \exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1 \right].$$

Так как при комнатной температуре  $\frac{kT}{e}$  ( $e$  — элементарный электрический заряд) равно примерно  $0,02$  в, то при положительных напряжениях, превышающих  $0,1$  в, можно пренебречь единицей по сравнению с экспоненциальным членом. Напротив, при обратной полярности напряжений, имеющих тот же порядок величины, можно пренебречь показательным членом по сравнению с единицей. В этом случае обратный ток, образованный неосновными носителями, становится практически независимым от напряжения и остается постоянным в довольно широком интервале напряжений. Этот ток часто называют током насыщения.

Наряду со сходством в основных чертах, вольт-амперные характеристики полупроводниковых и ламповых диодов различаются в деталях.

Так, полупроводниковым диодам присущ хотя и малый, но отличный от нуля обратный ток, связанный с наличием свободных неосновных носителей заряда — электронов в  $p$ -области и дырок в  $n$ -области, для которых обратное напряжение является пропускным. Это их отрицательное качество более ярко выражено у плоскостных приборов.

При значительных обратных напряжениях на  $p$ — $n$ -переходе возможно явление электрического пробоя диода, проявляющееся в резком нарастании обратного тока. Оно связано с тем, что при больших напряженностях электрического поля неосновные носители заряда, проходя через  $p$ — $n$ -переход, могут ускориться до энергий, достаточных для освобождения электронов, связанных с атомами полупроводника. Возникновение за счет этого дополнительных свободных носителей, носящее характер лавинного размножения, приводит к уменьшению сопротивления запертого  $p$ — $n$ -перехода и сопровождается ростом тока (см. левый участок характеристики на рис. 6.6, а). Поэтому при обычных применениях полупроводниковые диоды могут использоваться лишь вплоть до некоторых максимальных обратных напряжений  $U_{\text{обр. макс}}$ , не приводящих к пробую<sup>1</sup>. Впрочем, допустимое максимальное значение обратного напряжения характерно и для ламповых диодов.

Практически статические характеристики полупроводниковых диодов при малых сигналах аппроксимируются, как и для ламповых, квадратичной зависимостью тока от напряжения, а при значительных напряжениях — линейно-ломаной.

Электривакуумные и полупроводниковые диоды в основном применяются для выпрямления переменных токов и нелинейных

<sup>1</sup> Отметим, что при значительных обратных напряжениях (при пробое) вольт-амперная характеристика полупроводникового диода имеет участок, где уменьшение напряжения сопровождается возрастанием тока (так называемая область падающей характеристики, где дифференциальное сопротивление отрицательно). Эта особенность (см. § 5.6) может быть использована для применения диодов в режиме генераторов электрических колебаний.

преобразований радиосигналов, прежде всего детектирования (см. гл. 9). Условия, в которых работают выпрямительный и детекторный диоды, существенно различны. С этим связано различие в конструкции и параметрах приборов.

Ламповые выпрямительные диоды обычно называют *кенотронами*, полупроводниковые — *выпрямительными* диодами. И те и другие в процессе работы обычно испытывают воздействие сравнительно высоких напряжений (сотни, иногда тысячи вольт) низкой частоты (обычно 50 гц). Основными параметрами диодов являются допустимые напряжения и мощность, рассеиваемая на электродах. Возможность рассеяния большой мощности достигается у ламп увеличением поверхности анода и в случае необходимости принудительным охлаждением. В полупроводниковых приборах — увеличением площади  $p-n$ -переходов, применением ребристых внешних радиаторов для улучшения теплоотвода и т. п.

Кенотроны, рассчитанные на низкие и средние напряжения, часто изготавливают с двумя отдельными анодами, имеющими независимые выводы. Двуханодные кенотроны удобно применять в двухполупериодных выпрямителях. Особенности выпрямительных приборов и схемы выпрямителей изучаются в курсе электротехники, поэтому на этих вопросах мы в дальнейшем останавливаться не будем.

Диоды для нелинейных преобразований радиосигналов применяются в цепях, где, как правило, мощность воздействующих сигналов мала, но к прибору предъявляются требования малой инерционности, так как сигналы имеют высокую частоту.

Малая инерционность достигается уменьшением расстояния между электродами, за счет чего уменьшается время  $t$  прохождения электронов между ними (для непроявления инерционности диода необходимо, чтобы  $t \ll T$ , где  $T$  — период колебаний воздействующего напряжения). Но при этом будет возрастать емкость между электродами, которая может шунтировать прибор для токов высокой частоты, в результате чего нелинейные свойства будут проявляться хуже. Уменьшение влияния емкости достигается уменьшением площади электродов (в электровакуумном) и площади  $p-n$ -перехода (в полупроводниковом) диодах. Так как рассеиваемые в приборах мощности невелики, это уменьшение допустимо. Поэтому обычно ламповые диоды, предназначенные для детектирования, имеют значительно меньшие размеры, чем кенотроны, а полупроводниковые диоды имеют  $p-n$ -переходы малой площади. В частности, полупроводниковые диоды с точечными контактами успешно используются для детектирования радиосигналов вплоть до СВЧ диапазона волн ( $f = 10^{10} - 10^{11}$  гц); ламповые диоды в этом отношении им уступают.

Обычно на практике нужны сведения о параметрах диодов (крутизна и форма статической анодной характеристики, допустимое напряжение, мощность и т. п.) берутся из соответствующих спра-

вочников. Тем не менее при необходимости основные сведения о характеристиках могут быть получены экспериментально.

Статическую характеристику диода можно снять при помощи установки, схема которой представлена на рис. 6.7. Изменяя с помощью потенциометра анодное напряжение на ламповом диоде, контролируемое соответствующим вольтметром, и измеряя анодный ток, можно построить статическую вольт-амперную характеристику диода по точкам (изменив полярность анодной батареи при съеме участка характеристики для  $U_a < 0$ ).

Задавшись несколькими значениями напряжения накала, можно построить ряд анодных характеристик («семейство» характеристик), где  $U_{\text{накала}}$  будет являться параметром.

Отметим, что сопротивление элементов схемы, являющихся нагрузкой диода (в данном случае амперметра), должно быть при этом исчезающе малым по сравнению с сопротивлением лампы; только в этом случае измеренная зависимость анодного тока от напряжения будет соответствовать *статической* характеристике.

Аналогичная схема используется для получения характеристик полупроводниковых диодов; естественно, что цепь накала в этом случае не нужна.

Вместо снятия характеристики по точкам, ее можно наблюдать на экране электронного осциллографа. Для этого на диод подается переменное напряжение, например от генератора низкой частоты  $3\Gamma$  (рис. 6.8, а); на вход горизонтально отклоняющих пластин

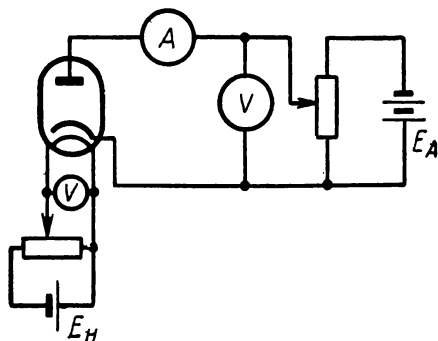


Рис. 6.7.

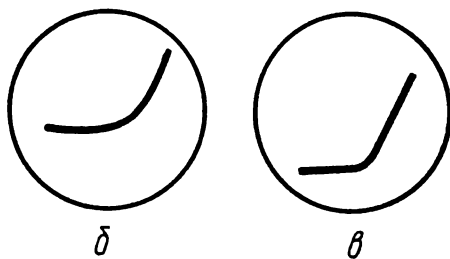
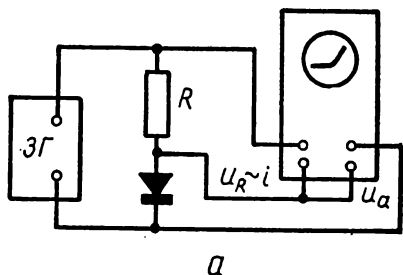


Рис. 6.8.

электроннолучевой трубки осциллографа<sup>1</sup> подается напряжение, лежащее на диод. На вход вертикального отклонения луча — напряжение, пропорциональное току, протекающему через диод; это напряжение снимается с резистора  $R$ , включенного последовательно с диодом и имеющего малое сопротивление по сравнению с ним.

Изменяя напряжение, подаваемое на диод, мы изменяем протекающий через него ток, поэтому на экране будет воспроизводиться статическая характеристика диода; частота изменения тока должна быть достаточно высокой, чтобы наблюдаемое изображение характеристики на экране не мерцало. Практически для этого достаточно частота  $\sim 50$  гц, поэтому для наблюдения характеристики можно воспользоваться переменным напряжением осветительной сети. Регулировкой усиления вертикального и горизонтального отклонения луча можно изменить масштабы тока и напряжения на экране электроннолучевой трубки и тем самым проследить в деталях вид характеристики в целом или интересующего ее участка. На рис. 6.8, б, в схематически изображены осциллограммы типичных характеристик электровакуумного и полупроводникового диодов.

Аналогичные способы снятия характеристик используются и для других электронных приборов — триодов, транзисторов и т. п.

## § 6.4. Трехэлектродные лампы

Электронные приборы применяются в радиосхемах не только для нелинейных преобразований сигналов, но и для целей управления. При этом к электронному прибору предъявляется ряд требований, сформулированных в § 5.1 и § 5.6, в частности чувствительность к внешнему воздействию. Она проявляется в том, что под действием управляющего сигнала сопротивление нелинейного элемента и, следовательно, ток, протекающий через него и соединенную с ним нагрузку, изменяются значительно, чем под действием напряжения, непосредственно подводимого к нагрузке. Это может быть использовано, например, для усиления сигналов.

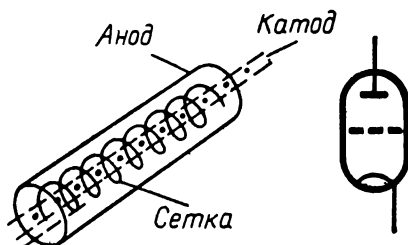


Рис. 6.9.

<sup>1</sup> Описание основной радиотехнической измерительной аппаратуры содержится в главе 12.

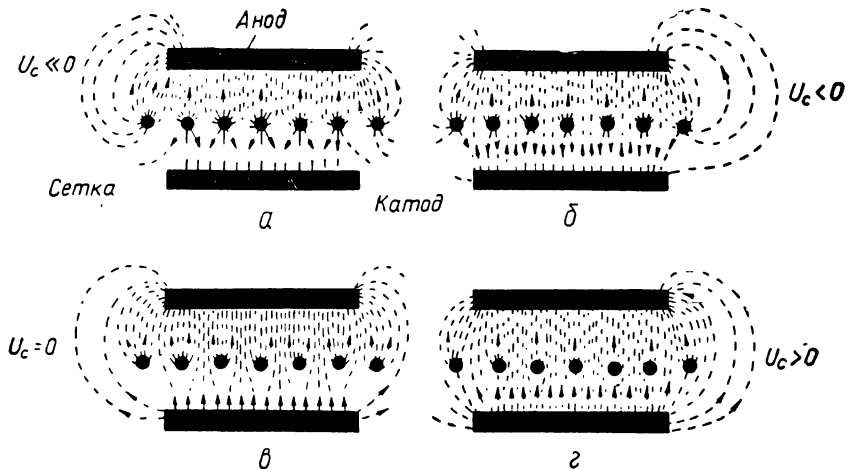


Рис. 6.10.

Для осуществления управления в электронный прибор вводится третий электрод, потенциал которого можно изменять независимо. Трехэлектродная вакуумная лампа называется *триодом*; ее полупроводниковый аналог — *транзистором*.

В триоде третьим электродом является сетка, выполненная в виде спирали, расположенной между катодом и анодом; схематический чертеж электродов и условное изображение триода показаны на рис. 6.9. Сетка предназначена для управления электронным потоком между катодом и анодом лампы и называется *управляющей сеткой*. В отличие от диода, имеющего для присоединения к внешней цепи два зажима и потому являющегося двухполюсником, триод представляет четырехполюсник: управляющее напряжение прикладывается между сеткой и катодом; второй парой зажимов, как и ранее, служат выводы анода и катода. Возможны и другие способы включения триода. Они будут рассмотрены в § 7.2.

При любом способе включения для входной и выходной цепи один из электродов является общим, так как триод имеет всего три электрода, а входная и выходная цепи — по два зажима.

В диоде анодный ток зависит только от анодного напряжения (накал лампы здесь и в дальнейшем предполагается нормальным и неизменным, что соответствует практике). В триоде же анодным током управляет также напряжение на сетке. Действительно, если сетке сообщен достаточный отрицательный потенциал, то линии поля, создаваемого анодом, будут заканчиваться на проводах сетки (рис. 6.10, а); поле между сеткой и катодом будет тормозить электроны, анодного тока не будет (лампа «заперта»); на рис. 6.10 стрелки указывают направление сил, действующих на электроны (силы направлены противоположно векторам напряженности поля

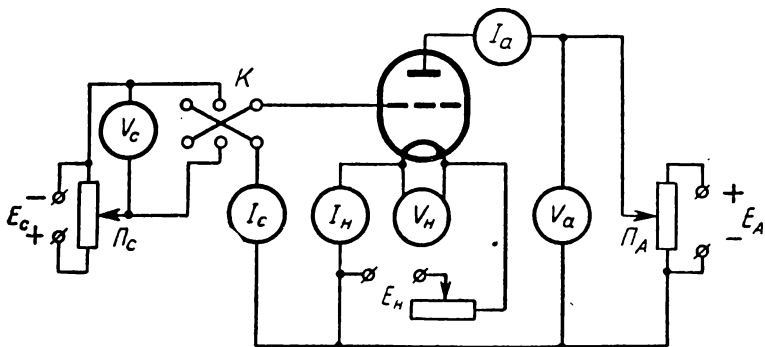


Рис. 6.11.

в тех же точках). При уменьшении модуля отрицательного потенциала сетки (рис. 6.10, б) или увеличении потенциала анода возникает небольшой анодный ток, так как сетка уже не будет полностью экранировать влияние анода, и между анодом и катодом возникнет слабое электрическое поле. Обращая потенциал сетки в нуль или делая его положительным, можно увеличить анодный ток (рис. 6.10, в, г). В последнем случае часть электронов задержится сеткой. Однако, пока сеточный потенциал  $U_c$  значительно меньше анодного потенциала  $U_a$ , ток на сетку невелик; здесь мы не будем его учитывать.

Таким образом, в триоде анодный ток оказывается функцией двух напряжений:

$$I_a = f(U_c, U_a).$$

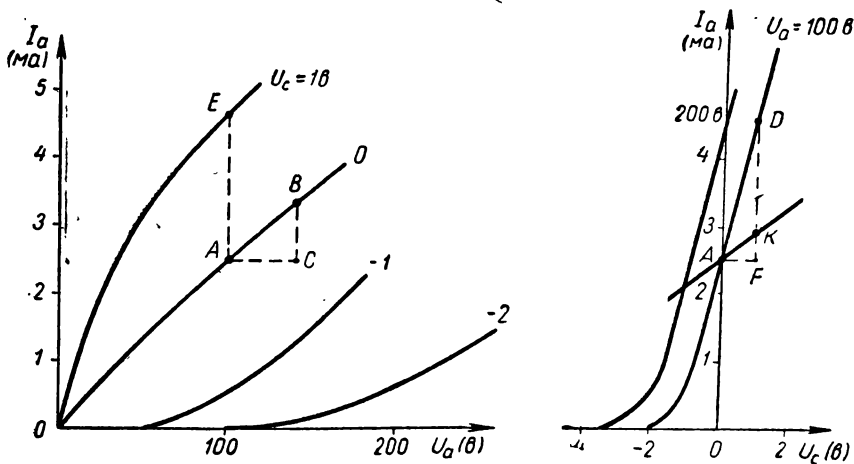


Рис. 6.12.

Так как сетка расположена к катоду ближе, чем анод, и экранирует поле между катодом и анодом, то изменения ее потенциала сказываются на анодном токе сильнее, чем изменения анодного потенциала. При одновременном изменении потенциалов анода и сетки прирост анодного тока равен

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_a} dU_a + \frac{\partial I_a}{\partial U_c} dU_c. \quad (6.4)$$

Частные производные уравнения (6.4) можно определить на опыте, пользуясь схемой рис. 6.11; она позволяет изучать зависимости

$$I_a = f(U_a) \text{ при } U_c = \text{const},$$

$$I_a = \varphi(U_c) \text{ при } U_a = \text{const}$$

(рис. 6.12), называемые соответственно анодными и сеточными статическими характеристиками лампы (сопротивление анодной нагрузки (амперметр) и источника питания считается при этом исчезающе малым по сравнению с сопротивлением лампы).

Пусть режим лампы определяется рабочей точкой  $A$ . Используя анодную характеристику, находим:

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_a} = \lim_{\Delta U_a \rightarrow 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} = \lim_{AC \rightarrow 0} \frac{BC}{AC} = \frac{1}{R_i} \text{ (при } U_c = \text{const}), \quad (6.5)$$

где  $R_i$  — дифференциальное внутреннее сопротивление триода.

Далее,

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_c} = \lim_{AF \rightarrow 0} \frac{DF}{AF} = S \text{ (при } U_a = \text{const}), \quad (6.6)$$

где  $S$  — крутизна сеточной характеристики. Ее можно найти и из анодных характеристик, взяв  $\Delta I_a = AF$ ; тогда  $\Delta U_c$  определится разностью параметров использованных характеристик.

Увеличение тока при росте анодного напряжения можно компенсировать уменьшением сеточного напряжения (точки  $A, B, G$

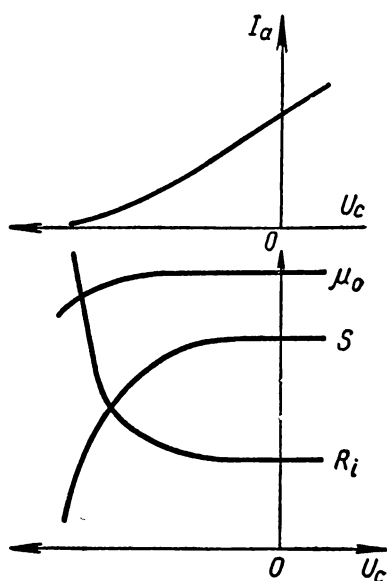


Рис. 6.13.

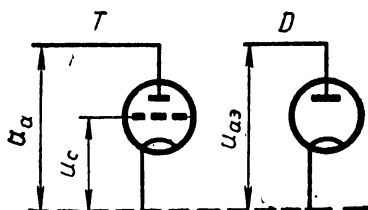


Рис. 6.14.



на рис. 6.12). В этом случае из уравнения (6.4) получаем третий параметр лампы — ее *проницаемость*  $D$ :

$$D = - \frac{dU_c}{dU_a} = \frac{1}{SR_i} > 0 \quad (\text{при } I_a = \text{const}). \quad (6.7)$$

На графике  $\Delta U_a = AC$ ;  $\Delta U_c$  равно разности параметров двух характеристик.

Конечно, подобное же определение параметров возможно и по двум сеточным характеристикам, что читатель должен проделать самостоятельно.

Проницаемость лампы  $D$  показывает, насколько сеточное напряжение является более эффективным, чем анодное (в отношении изменений анодного тока).

Часто употребляется также *статический коэффициент усиления* напряжения лампы:

$$\mu_0 = \frac{1}{D} = - \frac{dU_a}{dU_c}.$$

Рассмотренные параметры лампы, конечно, сохраняют постоянные значения лишь на прямолинейном участке характеристики (эти значения и приводятся в справочниках и паспортах). На изгибах характеристики они меняются довольно сильно (рис. 6.13). Для прямолинейных участков характеристик, изображенных на рис. 6.12, в частности, получается:

$$R_i = 50 \text{ ком}, \quad S = 2,6 \text{ ма/в}, \quad \mu_0 = 130.$$

Как видно из выражения (6.7), три параметра лампы связаны соотношением

$$SR_i D = \frac{SR_i}{\mu_0} = 1, \quad (6.8)$$

которое часто называют основным уравнением триода. Оно позволяет по двум статическим параметрам найти недостающий третий. Так как лампы работают в условиях вакуума, то их характеристики одинаковы как при увеличении напряжения, так и при его уменьшении; в газополных лампах этого не наблюдается (§ 6.8).

Уравнение (6.4) можно представить в виде

$$dI_a = \frac{1}{R_i} (\mu_0 dU_c + dU_a) \quad (6.9)$$

и истолковать следующим образом: реальную трехэлектродную лампу  $T$  можно заменить эквивалентной двухэлектродной, у которой сетка совмещена с анодом (рис. 6.14), при этом изменение потенциала сетки  $dU_c$  заменяется эквивалентным изменением анодного напряжения на величину  $\mu_0 dU_c$ ; внутреннее сопротивление эквивалентного диода совпадает с внутренним сопротивлением триода; следовательно, если режим триода меняется благодаря изменениям сеточного напряжения  $u_c$ , то триод можно рассмат-

ривать как источник электродвижущей силы  $e = \mu_0 u_c$ , обладающий внутренним сопротивлением  $R_i$ .

Замена лампы с переменным сеточным напряжением эквивалентным источником э.д.с. имеет смысл только при работе на прямолинейном участке характеристики, когда производные постоянны.

В заключение отметим, что в дальнейшем, как это неоднократно делалось ранее, символы производных и дифференциалов будут опускаться, а в соответствующих уравнениях изменения токов и напряжений будут предполагаться столь малыми, что параметры лампы можно считать постоянными, или же (при значительных изменениях) будут предполагаться прямолинейными рабочие участки характеристики.

В радиосхемах триоды (и многоэлектродные лампы; § 6.6) обычно используются при переменном сеточном напряжении, называемом «управляющим напряжением»; при этом практический интерес представляют изменения напряжения или тока в нагрузке, всегда имеющейся в цепи анода. Необходимо понять, что постоянные напряжения  $U_a$ ,  $U_c$  нужны только для создания надлежащего режима. Так, если рабочая точка выбрана в середине прямолинейной части характеристики и изменениями  $u_c$  не выводится из прямолинейной части, то изменения тока  $i_a$  пропорциональны  $u_c$ , и лампа работает как устройство, обладающее постоянным (линейным) сопротивлением для переменного тока и используется для усиления (гл. 8); если рабочая точка выбрана в криволинейной части, то лампа будет обладать нелинейным сопротивлением; такой режим используется, например, при модуляции, детектировании и в других случаях, рассмотренных в § 5.7 и гл. 9.

При анализе работы ламповых схем следует выделять эквивалентную схему для переменных процессов. Пусть, например, в схеме на рис. 6.15, а между зажимами 1 и 2 действует переменное напряжение  $u_c$  и лампа работает на прямолинейном участке характеристики; если нас интересуют лишь изменения тока и напряжения, то лампу можно заменить источником переменной э.д.с.  $\mu_0 u_c$ , имеющим внутреннее сопротивление  $R_i$ , а источники постоянного напряжения отбросить; тогда получится эквивалентная схема для переменных процессов (рис. 6.15, б), где расчеты производятся по

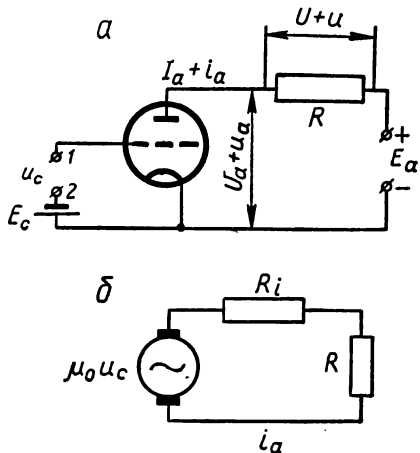


Рис. 6.15.

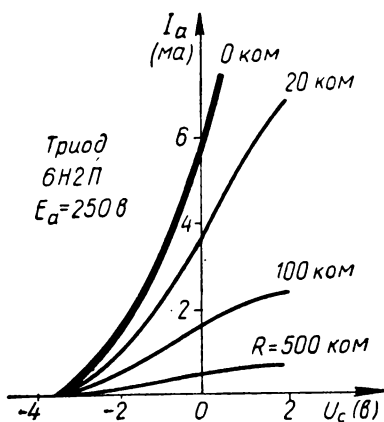


Рис. 6.16.

обычным правилам для цепей переменного тока.

Пользуясь эквивалентной схемой, легко находим изменения анодного тока:

$$i_a = \frac{\mu_0 u_c}{R_i + R} = S u_c.$$

Так как лампа работает на анодную нагрузку  $R$ , то при изменениях анодного тока, создаваемых изменением сеточного напряжения, одновременно изменяется потенциал анода; э.д.с. источника анодного питания перераспределяется (рис. 6.15, а) между нагрузкой и лампой, причем, очевидно, всегда выполняется равенство

$$u = -u_a.$$

Пусть  $A$  — рабочая точка на семействе статических сеточных характеристик (рис. 6.12). При увеличении сеточного напряжения  $u_c$  анодный ток вырос бы (при отсутствии нагрузки в анодной цепи) на величину  $i_a = FD$ ; но так как падение напряжения на анодной нагрузке увеличивается, то происходит некоторое снижение анодного напряжения, поэтому рабочая точка переходит на характеристики, расположенные правее первой; в конечном счете истинный прирост тока  $FK$  оказывается меньше статического; линия  $AK$ , положение которой зависит от  $R_i$  и  $R$ , называется *динамической* характеристикой; конечно, ее крутизна всегда меньше крутизны статической характеристики.

На рис. 6.16 изображено семейство динамических характеристик, получающихся при фиксированной э.д.с. анодного питания и разных анодных нагрузках; жирной линией показана статическая характеристика.

Из эквивалентной схемы легко найти так называемый коэффициент усиления напряжения схемы:

$$\mu = \frac{u}{u_c} = \frac{i_a R}{u_c} = \mu_0 \frac{R}{R + R_i} < \mu_0.$$

Он оказывается меньше статического коэффициента  $\mu_0$ , что объясняется внутренним падением напряжения в лампе. Подробное рассмотрение динамических характеристик триода и учет влияния параметров схемы на режим работы лампы приведены в главе 7.

Если потенциал сетки отрицателен, то электроны на нее не попадают, при положительных же потенциалах сетки возникает

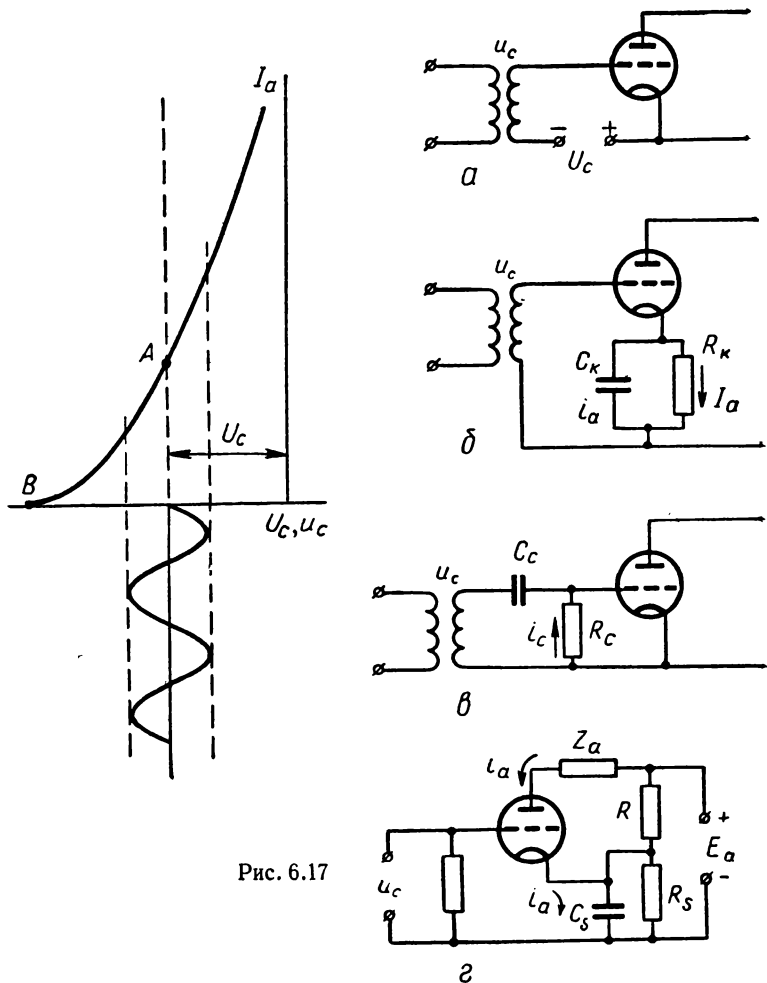


Рис. 6.17

электронный сеточный ток  $I_c$ ; хотя он значительно меньше анодного тока, в некоторых случаях с ним необходимо считаться. Сеточный ток ухудшает работу усилителей (гл. 7), но оказывается полезным в некоторых схемах детектирования (гл. 9). Характеристика сеточного тока  $I_c = f(U_c)$  также нелинейна; она совпадает с осью абсцисс при отрицательных сеточных потенциалах, а затем возрастает почти линейно, имея лишь небольшой изгиб вблизи начала координат.

В тех случаях, когда сеточный ток нежелателен, на сетку должно быть подано постоянное отрицательное напряжение  $U_{co}$ , назы-

ваемое напряжением смещения, достаточное для того, чтобы при всех изменениях сеточного напряжения  $u_c$  при работе лампы потенциал сетки сохранялся отрицательным (рабочая точка  $A$  на рис. 6.17). Простейший способ решения этой задачи — включение специальной сеточной батареи — показан на рис. 6.17,  $a$ . Если статический анодный ток отличен от нуля, то можно не пользоваться специальной батареей, применив изображенную на рис. 6.17,  $b$  схему; здесь между катодом и сеткой включено сопротивление  $R_k$ , при протекании по нему анодного тока  $I_{a0}$  сетка приобретает потенциал  $U_{c0} = -I_{a0} R_k$ ; емкость  $C_k$  служит для пропускания переменной составляющей анодного тока, ее сопротивление при самой низкой частоте должно быть в 5—10 раз меньше  $R_k$ .

Так, триод 6Н2П при работе в режиме усиления требует  $U_{c0} = -1,5v$  при  $I_{a0} = 2,3 \text{ ма}$ , поэтому  $R_k = 650 \text{ ом}$ . Если наименьшая рабочая частота  $F = 200 \text{ гц}$ , то емкость в цепи катода определится из условия

$$\frac{1}{2\pi F C_k} < 0,1 R_k, \quad C_k < 12 \text{ мкф.}$$

Если применяется лампа с экранной сеткой (§ 6.6), то при расчете  $R_k$  необходимо учитывать и ток экранной сетки; впрочем, иногда он очень мал по сравнению с анодным током. Цепь  $R_k C_k$  обычно называют цепочкой автоматического сеточного смещения.

Следует иметь в виду, что отрицательное смещение на сетке по отношению к катоду создается за счет анодного тока, протекающего через  $R_k$ . Так как элементы, включаемые в сеточную цепь лампы (сопротивление утечки  $R_c$ , обмотки трансформатора и т. п.), этим током не обтекаются, они не влияют на величину отрицательного напряжения на сетке, потенциал которой в этих условиях равен  $U_c$  — потенциалу нижней точки сопротивления.

Схема, показанная на рис. 6.17,  $b$ , применяется в тех случаях, когда нельзя допускать значительных положительных потенциалов на сетке; при возрастании напряжения  $u_c$ , создаваемого катушкой, возникает сеточный ток, протекающий по сопротивлению утечки сетки  $R_c$  и вызывающий автоматическое снижение сеточного потенциала; роль конденсатора  $C_c$  подобна роли конденсатора  $C_k$ ; более глубокое обсуждение этой схемы будет проведено позже. Отрицательное смещение на сетку может быть получено от анодной батареи с помощью делителя  $RR_s$  (рис. 6.17,  $z$ ).

Хотя электронный ток на сетку (ток проводимости) при достаточно отрицательном напряжении смещения отсутствует, все же лампа, подключаемая к той или иной цепи, вносит в нее некоторое сопротивление, так как электроды образуют конденсаторы; это сопротивление, называемое входным, должно быть по возможности велико, чтобы лампа не оказывала заметного влияния на предшествующие цепи.

Межэлектродные емкости между анодом и катодом  $C_{ак}$ , анодом и сеткой  $C_{ас}$ , сеткой и катодом  $C_{ск}$  схематически показаны на рис. 6.18. Первая из них шунтирует анодную нагрузку  $R$ ; так как эта емкость мала (порядка нескольких пикофард), то ее сопротивление вплоть до весьма высоких частот значительно превосходит сопротивление нагрузки, поэтому ее влияние сравнительно невелико.

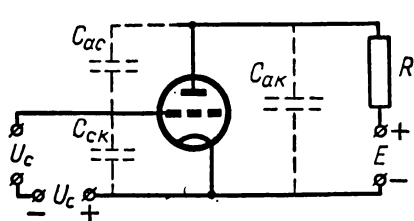


Рис. 6.18.

Если триод работает при отрицательном потенциале сетки, например в усилителе, обладающем коэффициентом усиления  $K \gg 1$  (см. гл. 7) при чисто активной нагрузке анодной цепи, то действующая (входная) емкость цепи сетки, как будет показано в § 7.2, оказывается равной

$$C_{вх} = C_{ск} + (K + 1) C_{ас}$$

и поэтому может быть значительной (порядка десятков пикофард), что ограничивает усиливаемый диапазон частот. Отсюда ясно, что из межэлектродных емкостей наиболее вредной является емкость  $C_{ас}$  (ее часто называют проходной емкостью). Ее заметная величина считается серьезным недостатком триода.

Проведенное рассмотрение показывает, что введение дополнительного электрода — сетки — значительно расширяет возможности триода по сравнению с диодом (заметим, кстати, что в принципе триод может быть применен в «диодном включении» — при этом вывод сетки присоединяется к аноду или катоду). Возможность эффективного управления анодным током с помощью напряжения на сетке делает триод одним из основных компонентов линейных и нелинейных радиотехнических устройств: усилителей, генераторов, модуляторов и т. п.; они будут подробно рассмотрены в последующих главах.

В зависимости от конкретных применений к триодам предъявляются различные требования.

Имеются триоды, рассчитанные на значительные рассеиваемые мощности; но им, как правило, присущи значительные межэлектродные емкости (из-за больших размеров электродов), поэтому они используются в сравнительно низкочастотных цепях. Уменьшение площади электродов и принятие других мер позволяет расширить диапазон рабочих частот триодов вплоть до частот порядка  $10^9$  гц.

При необходимости получения значительного коэффициента усиления

$$\mu = SR_i \quad (6.10)$$

(см. 6.8) применяются триоды с малым расстоянием между сеткой и катодом и катодами со значительной эмиссионной способностью (при этих условиях максимально  $S$ ) и большим расстоянием между катодом и анодом при густой управляющей сетке (при этих условиях максимально  $R_i$ ).

Требование небольшого внутреннего сопротивления триода  $R_i$  для лучшего согласования сопротивления лампы усилителя мощности с низкоомной нагрузкой (см. гл. 7) привело к созданию ламп с малым расстоянием между катодом и анодом и редкой управляющей сеткой (естественно, что  $\mu$  у них мало).

Перечень специфических требований можно было бы продолжать, но это более целесообразно сделать при анализе работы конкретных устройств. Уже из сказанного ясно, что промышленность должна выпускать значительное количество различных типов ламп.

## § 6.5. Транзисторы

Полупроводниковым аналогом триода—прибором с тремя электродами — является транзистор, который часто называют полупроводниковым триодом.

Рассматривая выпрямляющее действие  $p$ — $n$ -перехода в кристалле полупроводника, мы видели, что в отсутствие на нем внешнего напряжения концентрация неосновных носителей вблизи перехода в каждой из областей значительно повышается (см. § 6.2) — в  $p$ -области появляется избыточная по отношению к равновесной концентрация электронов, в  $n$ -области — дырок. При прохождении тока через  $p$ — $n$ -переход в пропускном направлении избыточные неосновные носители, например дырки, перешедшие из  $p$ -области в  $n$ -область, диффундируя, распространяются в глубь  $n$ -области. Из-за этого сопротивление части  $n$ -области, примыкающей к  $p$ — $n$ -переходу, понижается. Если концентрация неосновных носителей — дырок — при этом остается меньше концентрации электронов в  $n$ -области, то общее изменение сопротивления  $n$ -области остается небольшим, хотя концентрация дырок может увеличиться в тысячи раз по сравнению с равновесной концентрацией. Если в  $n$ -области достаточно близко к первому создать второй  $p$  —  $n$ -переход, включенный в запиорном направлении для основных носителей заряда, то ток через него будет определяться концентрацией неосновных носителей. Поэтому при приложении к первому  $p$  —  $n$ -переходу напряжения в пропускном направлении ток через второй переход резко возрастает.

Так как сопротивление  $p$  —  $n$ -перехода, включенного в запиорном направлении, очень велико, то в его цепь можно включить большое внешнее сопротивление. При малом изменении напряжения, приложенного к  $p$  —  $n$ -переходу, включенному в пропускном направлении, ток через второй  $p$  —  $n$ -переход будет изменяться

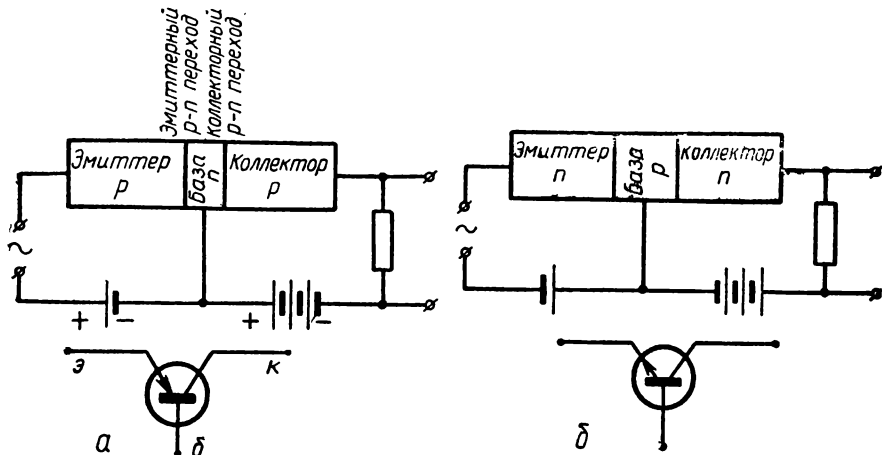


Рис. 6.19.

сильно, и с включенного в его цепь внешнего сопротивления можно снять большее изменение напряжения, чем было на первом переходе. Поэтому такой прибор может быть использован для усиления. Меняя напряжение на  $p-n$ -переходе, включенном в пропускном направлении, мы управляем током, протекающим через  $p-n$ -переход, включенный в запиорном направлении, а следовательно, напряжением на нем и включенном в его цепь внешнем сопротивлении.

Прибор, состоящий из двух  $p$ -областей полупроводника, разделенных  $n$ -областью, получил название  $p-n-p$ -транзистора; прибор из двух  $n$ -областей с  $p$ -областью между ними —  $n-p-n$ -транзистора<sup>1</sup>.

На рис. 6.19, а, б приведены схематическое устройство этих приборов и их условные обозначения; рисунки а относятся к  $p-n-p$ -структуре транзистора, б соответствуют  $n-p-n$ -транзистору.

Принцип действия у них одинаков. Разница состоит лишь в том, что в  $p-n-p$ -структуре главную роль играют дырки, в  $n-p-n$ -электронны. В обоих случаях неосновные носители заряда в транзисторе проходят сквозь два  $p-n$ -перехода, один из которых включен в пропускном, а второй в запиорном направлениях для основных носителей заряда.

Итак, транзистор представляет трехслойную полупроводниковую структуру (см. рис. 6.19). Первый слой — область полупроводника  $p$ -типа в  $p-n-p$ -транзисторе или  $n$ -типа в  $n-p-n$ -

<sup>1</sup> Слово «транзистор» (transistor) образовано от английских слов transfer (передающий) и resistor (сопротивление).



$n$ -транзисторе, расположенная у перехода, используемого в пропускном направлении, называется эмиттером, а соответствующий переход — *эмиттерным переходом*. В § 6.2 уже рассматривалось действие  $p - n$ -перехода в пропускном направлении: из него основные для эмиттерной области носители заряда вводятся (эмиттируются) в соседнюю область, которую в транзисторе называют *базой*. В области базы инжектированные из эмиттера носители являются уже неосновными носителями заряда, поэтому они способны пройти через другой  $p - n$ -переход, запертый для основных носителей (так как для неосновных носителей заряда приложенное к нему напряжение является пропускным), в третий слой, собирающий их из базы и называющийся *коллектором*. Соответственно переход между базой и коллектором называется *коллекторным переходом*.

Как правило, при создании трехслойной структуры в полупроводнике добиваются, чтобы проводимость эмиттера была наибольшей, базы — несколько меньше, а коллектора — самой малой. Средний слой обычно делается очень тонким: толщина базы составляет сотые доли миллиметра.

При изготовлении транзисторов методом сплавления в пластинку германия  $n$ -типа вплавляются индиевые электроды. При охлаждении у границы с металлом образуются тонкие слои с большой концентрацией акцептора — индия и соответственно с большой концентрацией дырок. Посредине остается тонкий слой  $n$ -германия, ограниченный двумя  $p - n$ -переходами. Аналогично может быть создан транзистор с  $n - p - n$ -структурой, если в качестве основного материала используется германий  $p$ -типа, а вплавляется донорная примесь, например сурьма.

Другим методом изготовления транзисторов является одновременная диффузия в материал  $p$ -типа донорной и акцепторной примесей — сурьмы и индия. В процессе изготовления сурьма, образующая  $n$ -область, диффундирует быстрее, а индий — медленнее. Концентрация индия берется значительно большей, чем сурьмы. Поэтому та область, куда успел продиффундировать индий, обладает  $p$ -типом проводимости и используется как эмиттер. Участок с преобладанием сурьмы образует базу, а основным материалом, куда примесь не продиффундировала, служит коллектором. Существуют и другие способы создания полупроводниковых триодов.

На поверхность полупроводниковой пластины с трехслойной структурой в нужных местах наносятся металлические электроды (например, напылением металла), к ним припаиваются металлические выводы. Естественно, что эти контакты должны быть невыпрямляющими. Так как параметры транзистора чувствительны к состоянию поверхности полупроводника, его обязательно помещают в герметичный корпус. В настоящее время все транзисторы выпускаются в металлических корпусах, детали которых соединяются сваркой. На рис. 6.20 приведен схематический чертеж од-

ного из малоомощных сплавных полупроводниковых триодов (цифрами обозначены: 1 — эмиттерная навеска, 2 — кристаллодержатель, 3 — пластинка полупроводника, 4 — коллекторная навеска, 5 — баллон триода, 6 — защитное покрытие переходов лаком, 7 — проходные изоляторы, 8 — вывод коллектора, 9 — вывод базы, 10 — вывод эмиттера, 11 — ножки триода).

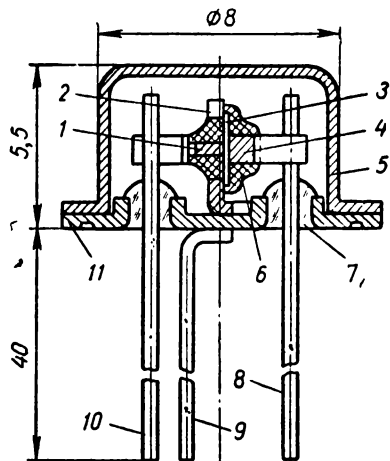


Рис. 6.20.

Рассмотрим прохождение тока через транзистор со структурой  $n-p-n$  (этот случай более нагляден для сопоставления полупроводникового и электровакуумного триодов, так как основную роль в создании тока играют электроны). В отсутствие внешнего напряжения на транзисторе на двух его электронно-дырочных переходах  $n-p$  и  $p-n$  (рис. 6.21, а) образуются двойные слои зарядов и потенциальные барьеры, препятствующие движению носителей (см. § 6.2). Если между эмиттером и базой приложено напряжение  $E_э$ , а между коллектором и базой напряжение  $E_к$ , полярность которых (рис. 6.21, б) является пропускной для первого и запиорной для второго переходов, то потенциальный барьер на эмиттерном переходе понизится, а на коллекторном возрастет (рис. 6.21, в). Основные носители заряда в эмиттере — электроны — инжектируются в базу через эмиттерный переход. Интенсивность потока электронов тем больше, чем выше приложенное к эмиттеру напряжение и чем больше концентрация свободных электронов в нем

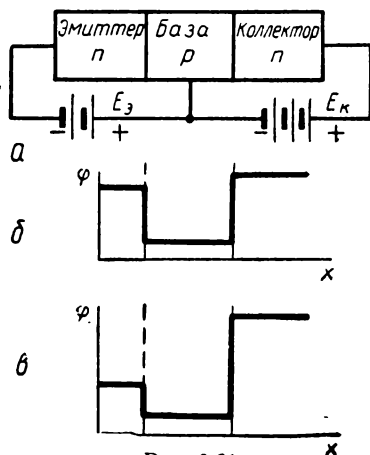


Рис. 6.21.

(т. е. чем больше его проводимость). Так как область базы, как уже указывалось, делается узкой, то значительная часть введенных в базу электронов за счет диффузии, связанной с хаотическим (тепловым) движением, а также дрейфа (упорядоченного движения под действием поля в среднем слое, вызванного напряжением  $E_k$ ) достигает коллекторного  $p-n$ -перехода<sup>1</sup>. Так как база имеет  $p$ -тип проводимости, то инжектированные электроны являются в ней *неосновными* носителями заряда, и напряжение на коллекторном переходе, обратное для *основных* носителей заряда базы — дырок, является для электронов пропускным. Под действием этого ускоряющего поля электроны проходят через переход, втягиваются в коллектор и там попадают на коллекторный электрод. Их втягивание (сбор) коллектором тем более эффективно, чем выше напряжение на коллекторе по отношению к базе.

Лишь незначительная часть ( $\sim 1\%$ ) электронов, эмиттированных в базу, не достигает коллектора: рекомбинирует с дырками в базовой области или достигает базового электрода. Этому способствует малая толщина базы и низкая проводимость базовой области по сравнению с эмиттером. Так как концентрация дырок в базовой области значительно ниже, чем электронов в эмиттере (об этом говорилось ранее), то вклад дырочного тока не существен.

Таким образом, электронный ток в основном замыкается через весь транзистор (до 99% эмиттированных в базу электронов), пересекая два  $p-n$ -перехода. Лишь небольшая доля тока отводится на базу. Практически напряжение между базой и коллектором  $E_k$  имеет обычно величину порядка 10 в,  $E_b$  составляет доли вольта.

Количественно качество полупроводникового триода обычно описывают двумя величинами:

1) коэффициентом передачи тока эмиттера

$$\alpha = \left. \frac{\partial I_k}{\partial I_b} \right|_{U_k = \text{const}},$$

который характеризует отношение приращения тока коллектора к вызвавшему его приращению тока эмиттера при неизменном напряжении на коллекторе и часто называется *коэффициентом усиления по току*;

2) коэффициентом передачи тока базы

$$\beta = \left. \frac{\partial I_k}{\partial I_b} \right|_{U_k = \text{const}},$$

<sup>1</sup> Транзисторы, у которых преимущественное значение имеет диффузионное движение между эмиттерным и коллекторным  $p-n$ -переходами в базе, часто называют *бездрейфовыми*. Транзисторы, у которых за счет специального распределения примесей в базе создается значительное электрическое поле и диффузия носителей по сравнению с их дрейфом можно пренебречь, называют *дрейфовыми*.

характеризующим отношением приращения тока коллектора к вызвавшему его приращению тока базы при неизменном напряжении на коллекторе.

Так как транзистор имеет три вывода, то в соответствии с первым законом Кирхгофа можно записать:

$$I_э = I_б + I_к,$$

откуда

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Так как ток коллектора, как было выяснено, мало отличается от тока эмиттера, то ток базы мал.

Если считать, что изменение тока коллектора приблизительно равно изменению тока эмиттера, то

$$\alpha \approx 1 \quad \text{и} \quad \beta \gg 1.$$

Легко понять, почему транзистор может усиливать напряжение даже в том случае, когда его коэффициент усиления по току  $\alpha \ll 1$ . Пусть в результате изменения напряжения в цепи эмиттера на величину  $\Delta U_э$ , ток в цепи коллектора изменится на  $\Delta I_к \approx \Delta I_э$ . При этом ток между эмиттером и базой проходит через  $p-n$ -переход в прямом направлении, когда его сопротивление невелико (обычно несколько десятков  $\text{ом}$ ); переход между базой и коллектором преодолевается при запорном для основных носителей заряда направлении, когда сопротивление  $p-n$ -перехода значительно (дифференциальное сопротивление порядка сотен килоом и более). Поэтому включение в цепь коллектора нагрузки с сопротивлением, значительно большим сопротивления перехода база — коллектор, практически не скажется на изменении тока через транзистор.

При этом изменение напряжения на нагрузке

$$\Delta U_н = \Delta I_к R_н \gg \Delta U_э,$$

так как сопротивление нагрузки значительно больше сопротивления перехода эмиттер — база; следовательно, осуществлено усиление по напряжению.

Из рассмотренного принципа работы транзистора легко видеть аналогию в устройстве полупроводникового и электровакуумного триодов. Эмиттер можно сопоставить с катодом лампы, базу уподобить управляющей сетке и коллектор — аноду, так как первые электроды служат поставщиками носителей тока; вторые используются для управления и третьи — для собирания носителей (см. § 6.1). Аналогично и их применение в радиотехнических устройствах и соответственно одинаковы способы включения в радиотехнические цепи.

При изучении физических процессов, протекающих в транзисторе, нам было удобно использовать такое его включение в схему (см., например, рис. 6.19, 6.21), когда общим электродом для це-

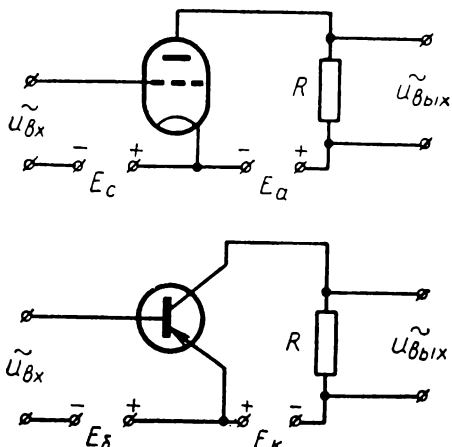


Рис. 6.22.

ведёна такая схема «с общим эмиттером» и привычная схема включения лампы «с общим катодом». (Подробное сопоставление различных схем включения полупроводниковых и электровакуумных триодов см. в § 7.2.)

В ламповой схеме переменное напряжение входного сигнала приложено между сеткой и катодом; выходное напряжение снимается с нагрузки, включенной в анодную цепь лампы. У полупроводникового триода управляющее напряжение поступает между базой и эмиттером; нагрузка включена в коллекторную цепь.

Заметим, что при любой схеме включения транзистора постоянные напряжения на его переходах (как и электродах лампового триода) для обеспечения нормального режима работы остаются близкими к значениям напряжения между выводами в схеме с общей базой. Физические процессы, происходящие в нем, разумеется, не зависят от того, какой электрод принят за общий.

В электронной лампе взаимно связаны три величины:  $I_a$ ,  $U_a$ ,  $U_c$ .

В полупроводниковом триоде существует связь между четырьмя величинами: током  $I_э$  и напряжением  $U_э$  в цепи эмиттера, током

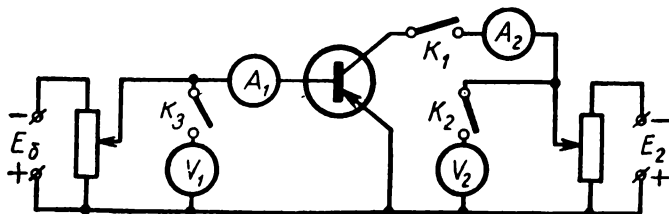


Рис. 6.23.

пей коллектора и эмиттера служила база (включение «с общей базой»). Такое включение эквивалентно ламповой схеме «с общей сеткой» (см. § 7.2), которое в ламповых схемах малоупотребительно и нами до сих пор не рассматривалось.

Для того чтобы более полно сопоставить полупроводниковый триод с ламповым, рассмотрим такой способ его включения, когда общим для входной и выходной цепей является эмиттер. На рис. 6.22 при-

$I_k$  и напряжением  $U_k$  в цепи коллектора. Это отличие вызвано тем, что ламповый триод обычно используется при отрицательных потенциалах на сетке, когда сеточный ток практически отсутствует. В транзисторе, как уже говорилось выше, током в цепи эмиттер — база пренебречь нельзя, так как некоторая (хотя и незначительная — порядка 1%) часть тока между эмиттером и коллектором ответвляется к электроду базы.

С этим связаны также значительные отличия в характеристиках ламповых и полупроводниковых триодов и их невзаимозаменяемость в конкретных радиотехнических цепях. Действительно, входное сопротивление лампового триода обычно может считаться очень большим; входное сопротивление транзистора сравнительно мало. Кроме того, требуемые напряжения питания у них не совпадают. Поэтому замена электронной лампы транзистором, который может выполнить те же самые функции, требует изменения всей электрической схемы.

Статические характеристики транзистора могут быть сняты экспериментально по той же методике, что и характеристики электронных ламп (см. § 6.3, 6.4), с помощью установки, схема которой изображена на рис. 6.23.

Вообще говоря, взаимосвязь между всеми токами и напряжениями при использовании полупроводникового триода в схеме с общим эмиттером может быть определена из четырех характеристик:

$$\begin{aligned} I_k &= f_1(U_k) U_G = \text{const}, \\ I_G &= f_2(U_G) U_k = \text{const}, \\ I_k &= f_3(U_G) U_k = \text{const}, \\ I_G &= f_4(U_k) U_G = \text{const}. \end{aligned}$$

Здесь каждая постоянная величина может задаваться как параметр, определяя соответствующее семейство характеристик.

Первое семейство характеристик аналогично анодным характеристикам вакуумного триода, второе — сеточным характеристикам сеточного тока, третье — сеточным характеристикам анодного тока. Четвертое семейство имеет своим аналогом зависимость тока сетки от анодного напряжения.

Практически у ламп вторая из характеристик нас интересует редко (только в отсутствие отрицательного потенциала на сетке при специфических применениях — см., например, гл. 8 и 9), а четвертая — никогда.

В полупроводниковом триоде для его полного описания нужно знать четыре семейства характеристик. Однако экспериментально достаточно получить лишь два из них, а недостающие два построить из известных.

Наиболее часто употребляются выходные (коллекторные) и входные (базовые) характеристики. Для одного из транзисторов

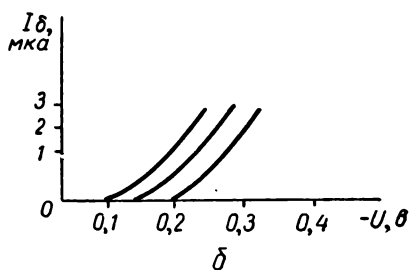
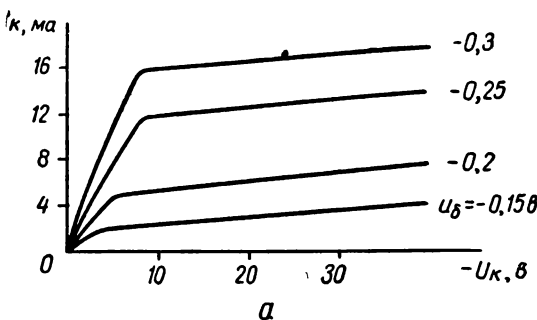


Рис. 6.24.

выходные характеристики показаны на рис. 6.24, а, а входные — на рис. 6.24, б. Они свидетельствуют о резком различии в сопротивлениях эмиттерного и коллекторного переходов и, как и характеристики ламповых триодов, существенно нелинейны. В то же время они значительно отличаются от характеристики лампового триода по форме; выходные характеристики скорее напоминают характеристики пентодов (см. § 6.6).

Часто при построении вольтамперных характеристик полупроводниковых триодов в качестве независимых переменных принимаются токи, а напряжения рассматриваются как функции токов. При снятии таких характеристик задаются значения

тока и измеряются получающиеся при этом величины напряжений. Характеристики при этом имеют вид  $U = \varphi(I_n)_{I_m = \text{const}}$  и строятся так, что по оси ординат откладывается величина напряжения, а по оси абсцисс — тока. Естественно, что вид функциональных зависимостей для входных, выходных и других характеристик при различных способах включения транзистора («с общей базой», «с общим эмиттером» и «с общим коллектором») оказывается разным, но одни характеристики могут пересчитываться в другие. Более детально с характеристиками транзисторов читатель может ознакомиться в справочной литературе, а также в книгах В. Ф. Власова «Радиотехника», В. В. Пасынкова, Л. К. Чиркина, А. Д. Шинкова «Полупроводниковые приборы» и др. Там же приводятся эквивалентные схемы транзисторов и методы их расчета, которые значительно более сложны, чем для ламповых триодов.

Транзисторы в основном используются для усиления и генерирования. Как и ламповые триоды, в зависимости от назначения, применяются полупроводниковые триоды с разной максимальной рассеиваемой мощностью (от милливатт до десятков ватт), разными предельными частотами (вплоть до сотен мегагерц) и различными значениями прочих параметров (входного и выходного сопротивлений, коэффициента усиления и т. п.).

Первые транзисторы были *точечными* и основывались на точечных контактах между полупроводником и металлом; в дальнейшем появились более совершенные *плоскостные* приборы (именно о них шла речь в этом параграфе). В качестве полупроводниковых материалов для транзисторов используют германий и реже кремний.

Следует иметь в виду, что разброс параметров у однотипных транзисторов значительно больше, чем у однотипных триодов; это, конечно, очень неудобно в практическом отношении.

## § 6.6. Многоэлектродные лампы

Стремление к дальнейшему усовершенствованию электронных вакуумных и полупроводниковых приборов, связанное с улучшением их параметров и требованием большей универсальности, привело к созданию многоэлектродных приборов.

В многоэлектродных лампах, кроме управляющей, имеются дополнительные сетки; в полупроводниковых многоэлектродных приборах имеется не два, а несколько  $p-n$ -переходов или количество электродов превышает три (например, область базы имеет два независимых вывода).

Так как в обычных радиосхемах сложные полупроводниковые приборы не применяются, мы их рассматривать не будем. Читатель может ознакомиться с их устройством самостоятельно (см., например, «Полупроводниковые приборы» В. О. Пасынкова, Л. К. Чиркина, А. Д. Шинкова и др.).

Причины появления многоэлектродных ламп можно свести к следующим.

Во-первых, многоэлектродные лампы дают возможность управлять электронным потоком в лампе с помощью нескольких переменных напряжений, а не одного, как в триоде. Задав на разных сетках соответствующие постоянные напряжения и варьируя амплитуды поступающих на них переменных сигналов, можно применить лампу для выполнения разнообразных функций. Например, используя лампу на линейных участках соответствующих сеточных характеристик, можно получить на нагрузке лампы напряжение, являющееся линейной комбинацией управляющих сигналов (их сумму). Такая лампа работает как сумматор. Если лампа работает в нелинейном режиме, то она позволяет перемножать управляющие напряжения, а также осуществлять ряд других операций: смешение нескольких переменных сигналов (см. гл. 9), комбинированное использование лампы для генерирования и преобразования частоты (см. гл. 9 и 10) и др.

Во-вторых, введение дополнительных сеток значительно улучшает параметры лампы для ряда применений. Так, заметная величина проходной емкости триода является одной из причин, ограничивающих возможность его применения для усиления радиосигналов. Связанный с ее влиянием фазовый сдвиг между током в лампе и управляющим напряжением ограничивает возможность использования лампы на высоких частотах.

Другой недостаток триода состоит в том, что его внутреннее сопротивление не очень велико (порядка десятков тысяч ом). Поэтому, с одной стороны, невысок его коэффициент усиления  $\mu_0 = SR_i$



и, с другой стороны, ограничены возможности использования в усилителях высокой частоты (см. гл. 7), где в качестве анодных нагрузок применяются резонансные системы — параллельные колебательные контуры.

Малое внутреннее сопротивление лампы, сильно шунтируя резонансную нагрузку, резко уменьшает добротность последней, приводя к ухудшению избирательности и уменьшению усиления сигнала. Эти недостатки могут быть устранены путем увеличения числа электродов в лампе.

Для понимания работы ламп необходимо усвоить, что они почти всегда применяются для создания определенного процесса в анодной нагрузке  $Z$  (рис. 6.25) при изменении потенциала сетки; при этом режим остальной части анодной цепи (она может иметь разветвления) особого значения не имеет, и прохождение части тока мимо анодной нагрузки не мешает получению нужного тока в нагрузке.

Введя в лампу добавочную сетку, расположенную между управляющей сеткой и анодом, и создав на ней потенциал  $U_3$ , меньший  $U_a$  (это обеспечивается надлежащим падением постоянного напряжения на сопротивлении в цепи этой лампы), можно очень значительно ослабить поле между анодом и управляющей сеткой, так как при достаточной густоте добавочной сетки большая часть линий поля, создаваемых анодом, будет заканчиваться на этой сет-

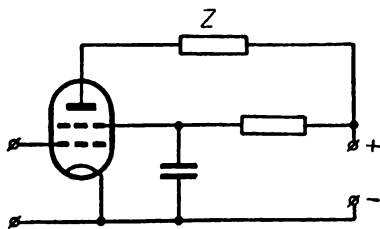
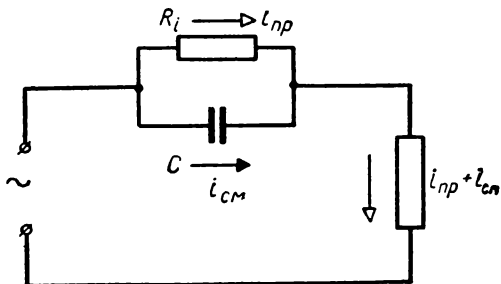


Рис. 6.25.



а

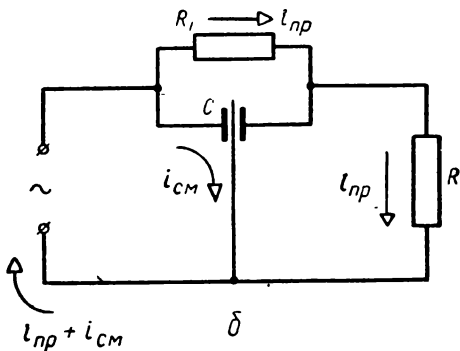


Рис. 6.26.

ке. Но ослабление поля между двумя электродами (при данной разности потенциалов) равносильно их взаимному удалению, т. е. уменьшению емкости между ними.

Экранирующее действие добавочной сетки можно пояснить следующей грубой (но наглядной!) моделью. Пусть в цепи, содержащей источник переменной э. д. с. и нагрузку  $R$ , существует ток проводимости, обусловленный движением электронов, и ток смещения, обусловленный наличием емкости  $C$ . Формально можно считать, что ток проводимости течет по сопротивлению  $R_i$  (внутреннее сопротивление лампы). По нагрузке течет ток проводимости, равный сумме обоих токов, как показано на рис. 6.26, а. Если же поместить между пластинками конденсатора добавочную металлическую пластину (рис. 6.26, б), соединенную с точкой нулевого потенциала, то ток смещения замкнется через нее, а по нагрузке потечет только ток проводимости, равный току, проходящему по  $R_i$ .

Таким образом, дополнительная сетка как бы экранирует анод от прочих электродов, поэтому ее называют *экранирующей* (экранной) сеткой. Емкость между анодом и управляющей сеткой в экранированных лампах снижается до сотых долей пикофарады.

Конденсатор (рис. 6.25) включен параллельно гасящему сопротивлению, снижающему постоянный потенциал сетки  $U_9$ . Подобно конденсатору  $C_k$  в катодном контуре автоматического смещения (§ 6.4) он обеспечивает постоянство смещения на сетке в колебательном режиме схемы и рассчитывается аналогичным образом.

Конечно, у этой лампы (тетрода) изменения анодного напряжения сказываются на анодном токе гораздо меньше, чем у триода, следовательно, коэффициент усиления и внутреннее сопротивление лампы резко возрастают, крутизна же отличается от крутизны триода сравнительно мало, так как управляющее действие первой сетки, т. е. влияние ее напряжения на величину анодного тока, мало зависит от присутствия экранирующей сетки.

Работа тетрода осложняется так называемым *динактронным эффектом*: при достаточно больших скоростях электроны, достигая анода, вызывают вторичную эмиссию электронов с его поверхности. Если потенциал экранирующей сетки выше, чем потенциал анода (в динамическом режиме это может случиться, так как при росте анодного тока растет падение напряжения на анодной нагрузке  $Z$  и потенциал анода уменьшается), то эти электроны будут улавливаться экранирующей сеткой, увеличивая ток в ее цепи  $I_9$  и уменьшая анодный ток  $I_a$  (левая часть характеристики рис. 6.27; стрелкой отмечено значение потенциала экранирующей сетки). При увеличении анодного потенциала этот эффект постепенно ослабевает, и характеристика анодного тока принимает обычный вид. Наличие «провала» в характеристике вредно сказывается на работе лампы.

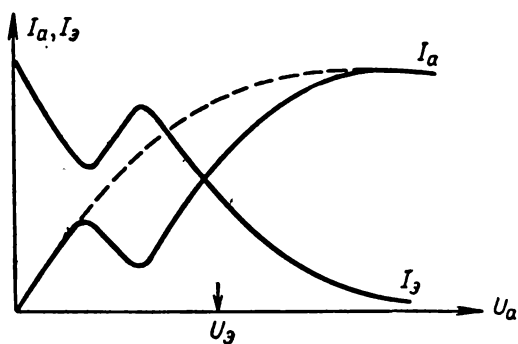


Рис. 6.27.

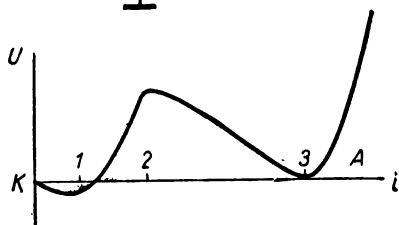
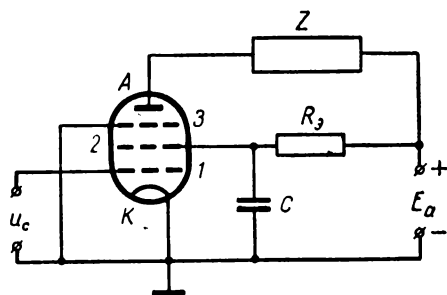


Рис. 6.28.

Для устранения динатронного эффекта между экранирующей сеткой и анодом вводится еще одна сетка 3 (рис. 6.28), называемая *защитной* (противодинатронной); она соединяется с катодом (часто это делается внутри лампы). Находясь под нулевым потенциалом, эта сетка тормозит вторичные электроны, не оказывая существенного влияния на движение основного электронного потока. Благодаря этому провал в характеристике анодного тока устраняется (пунктир на рис. 6.27).

Распределение потенциала внутри такой лампы в статическом режиме изображено на рис. 6.28. Сетка 3 не может затормозить основной электронный поток, создавая потенциальный барьер для медленных вторичных электронов, она мешает им достичь экранирующей сетки.

Вблизи катода потенциал принимает отрицательные значения вследствие образования в лампе пространственного электронного заряда (что присуще и другим лампам при токах, меньших насыщения).

Такие пятиэлектродные лампы — пентоды — получили широкое распространение, так как в зависимости от конструкции и режима работы им могут быть приданы разнообразные свойства. На рис. 6.29 приводятся вольт-амперные характеристики пентода (пентоды чаще всего работают при отрицательном смещении на сетке). Следует иметь в виду, что характеристики существенно зависят от потенциала экранирующей сетки; рекомендуемое для работы значение последнего указывается в справочниках.

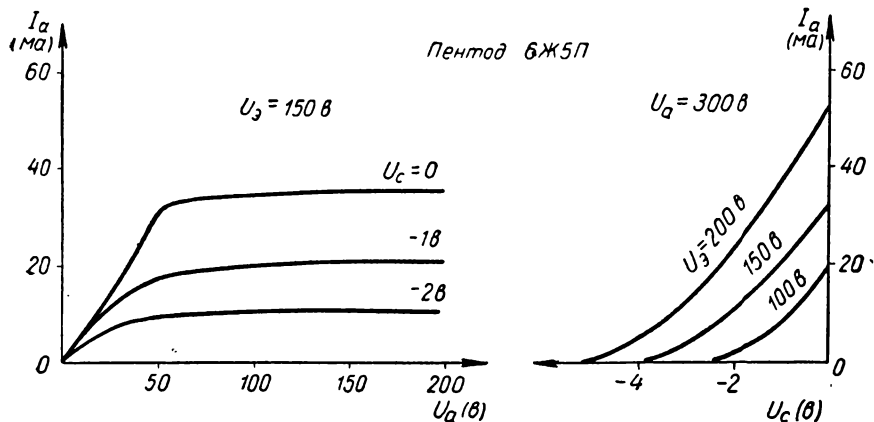


Рис. 6.29.

При достаточно больших значениях напряжения  $U_a$  анодные характеристики пентода имеют почти линейные участки, располагающиеся параллельно друг другу под малым углом к оси абсцисс. Это свидетельствует о большом внутреннем сопротивлении пентода. В области низких анодных напряжений на характеристиках пентода нет динаotronных провалов, характерных для тетрода. Рост анодного тока с увеличением  $U_a$  в начале характеристики связан в основном с перераспределением общего электронного потока (катодного тока) между анодом и экранирующей сеткой. При низких  $U_a$  большинство электронов попадает на экранирующую сетку; по мере увеличения анодного напряжения доля электронов, перехватываемая экранирующей сеткой, уменьшается, а число электронов, поступающих на анод, растет. Тем не менее и при высоких анодных напряжениях ток экранной сетки остается существенным (так, у высокочастотных пентодов, имеющих густую экранную сетку, он составляет не менее 20% анодного).

Высокочастотные пентоды имеют внутреннее сопротивление порядка мегома, крутизну — до нескольких миллиампер на вольт, коэффициент усиления — до нескольких тысяч. Для низкочастотных выходных пентодов характерно значительно меньшее внутреннее сопротивление (десятки килоом) при крутизне того же порядка.

В так называемых лучевых тетрадах (рис. 6.30) динаotronный эффект устраняется не третьей сеткой, а концентрацией электронного пучка между второй сеткой и анодом; она достигается симметричным расположением витков обеих сеток и удалением от них анода. Из сеток электроны выходят концентрированными «плоскими лучами»; расхождение лучей дополнительно ограничивается защитными пластинами, имеющими нулевой потенциал.

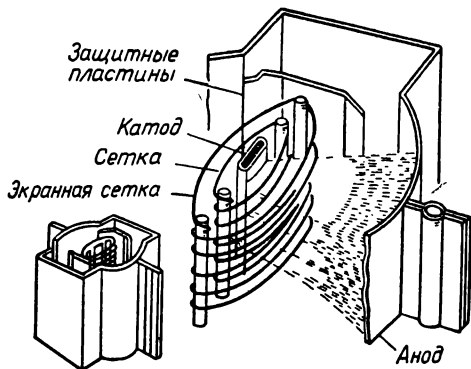


Рис. 6.30.

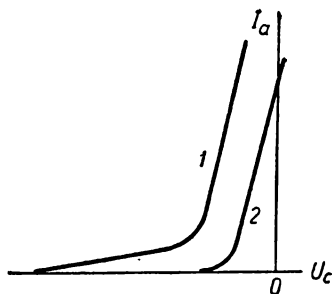


Рис. 6.31.

Концентрированный электронный луч создает у анода пространственный заряд; вблизи анода образуется минимум потенциала, достаточный для торможения вторичных электронов.

В некоторых лампах управляющая сетка выполнена в виде спирали с переменным шагом; так как густота сетки определяет коэффициент усиления и крутизну характеристики, то в этой лампе крутизна оказывается переменной. При слабо отрицательных потенциалах сетки работает вся сетка, крутизна получается значительной. Но если потенциал сетки сделать сильно отрицательным, то густая часть сетки практически не будет пропускать электроны, и работа лампы будет определяться свойствами редко намотанной части спирали, поэтому коэффициент усиления и крутизна значительно снижаются (кривая 1 на рис. 6.31); для сравнения здесь же приводится характеристика обычной лампы (кривая 2). Лампа с переменной крутизной, иначе называемая лампой с удлиненной характеристикой, применяется для автоматической регулировки усиления в радиоприемных устройствах (см. гл. 10).

Управление анодным током при помощи нескольких напряжений (например, как это чаще всего бывает (см. гл. 9), двумя различными напряжениями, поступающими от независимых источников) может быть осуществлено в пентоде или тетроде подачей этих напряжений на разные сетки — управляющую или экранную (так как любые сетки, хотя и с различной степенью эффективности, влияют на анодный ток).

Более успешно такая операция может быть осуществлена в специальных семизлектродных лампах с пятью сетками.

Если в пятисеточной лампе вторая и четвертая сетки (считая от катода) имеют независимые выводы, лампа называется *пентагридом*, если они имеют общий вывод — *гептодом*. Эти сетки обычно используются как экранирующие, пятая сетка накоротко соединяется с катодом и является противодинатроной. Такие лампы

наиболее употребительны в радиоприемных устройствах, где они служат для преобразования частоты радиосигналов (см. гл. 9 и 10).

Наряду с этим часто используются *комбинированные* электронные лампы, где в одном баллоне объединено несколько (две-три) электронных ламп, например два диода; два диода и триод и т. п. Общим электродом, как правило, у них служит только катод. Применение таких ламп делает радиосхемы более компактными.

## § 6.7. Оформление и маркировка электронных приборов

В связи с тем что электронные электровакуумные и полупроводниковые приборы служат для выполнения разнообразнейших функций, в настоящее время существует громадное количество различных типов этих приборов.

Электронные лампы по своему назначению делятся на следующие группы:

1. **Выпрямительные лампы**, предназначенные для преобразования переменных токов (напряжений) в постоянные (практически в пульсирующие одной полярности).

В большинстве случаев для этих целей применяются диоды.

2. **Приемно-усилительные лампы**, предназначенные для усиления на высоких и низких частотах, детектирования, преобразования частоты. Детекторные лампы — обычно диоды, усилительные триоды и пентоды, преобразовательные — пентоды и гептоды.

3. **Генераторные лампы**, предназначенные для генерирования мощных электрических колебаний. Это обычно триоды, тетроды и пентоды, сильно отличающиеся по параметрам и конструктивно от соответствующих приемно-усилительных ламп. В качестве маломощных генераторных ламп обычно применяются приемно-усилительные лампы.

4. **Мощные усилительные лампы**, предназначенные для усиления низкочастотных (модулирующих) сигналов в радиопередающих устройствах. В качестве таких ламп обычно применяются мощные триоды и тетроды.

Кроме того, существует ряд специальных электровакуумных приборов для генерирования и усиления сигналов сверхвысоких частот: это клистроны, магнетроны, лампы бегущей волны и др.

В дальнейшем нас в основном будут интересовать только приемно-усилительные лампы.

Конструктивно электронная лампа представляет собой эвакуированный баллон, внутри которого в центральной части обычно располагается катод, окруженный сетками, выполненными в виде спиралей, и анод — цилиндр, охватывающий сетки.

Наряду с лампами, имеющими стеклянный баллон (рис. 6.32, а), широко распространены лампы с металлическим или металлизированным стеклянным баллоном (рис. 6.32, б); он экранирует лам-

пу от внешних полей и увеличивает ее механическую прочность. Электроды (или большая часть их) выводятся к штырькам цоколя лампы; широко распространен восьмиштырьковый цоколь.

Малогобаритные лампы «пальчикового» типа (рис. 6.32, в), типа «желудь» (рис. 6.32, г) и миниатюрные (рис. 6.32, д) с диаметром баллона 4—10 мм (вместо обычного диаметра 40—60 мм) цоколя не имеют: выводы электродов делаются через основание баллона — это снижает емкость между вводами; малые по размеру электроды также имеют небольшую емкость, поэтому такие лампы могут работать при более высоких частотах, чем обычные: до частот порядка 500 Мгц.

Внутренний вид металлической лампы показан на рис. 6.33 (цифрами обозначены: 1 — вывод сетки, 2 — изолятор, 3 — стеклянная спайка, 4 — металлическая оболочка, 5 — геттер, 6 — изолятор, 7 — опорная скоба, 8 — сварочный шов между оболочкой и цоколем, 9 — стеклянная спайка, 10 — цоколь, 11 — откачная трубка, 12 — затяжка цоколя, 13 — запайка).

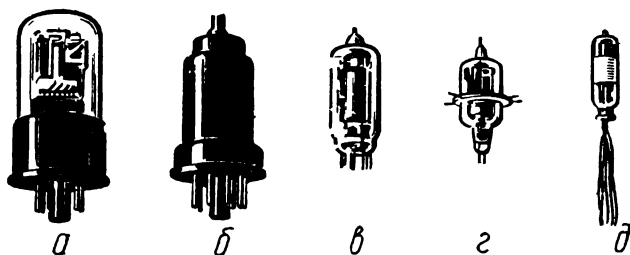


Рис. 6.32.

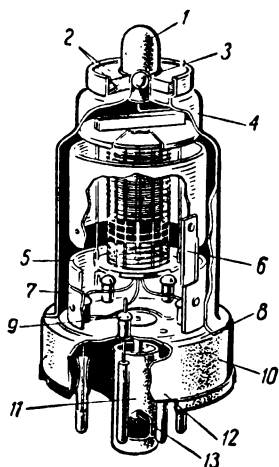


Рис. 6.33.

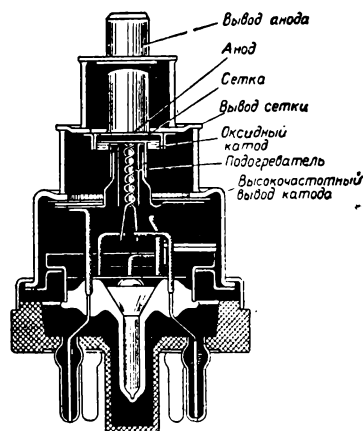


Рис. 6.34.

Для работы на более высоких частотах (до 5000 МГц) применяются «маячковые» лампы (рис. 6.34). Они отличаются конструкцией анода и сетки. Дискообразная сетка расположена у плоского основания цилиндра (анода), впаянного в стекло, на расстоянии десятых долей миллиметра.

В мощных лампах баллоны делают из специальной керамики (металлокерамические лампы). Имеются и другие лампы для очень высоких частот. Однако полностью решить задачу генерирования весьма высоких частот удается лишь принципиально иными методами.

В лампах, рассчитанных на очень большие мощности, приходится увеличивать площадь анода и даже прибегать к принудительному воздушному или водяному охлаждению.

Маркировка ламп затрудняется их разнообразием. Кроме того, системы маркировки несколько раз изменялись. В настоящее время в СССР принято (для приемно-усилительных ламп) обозначение из четырех элементов:

1. Число, указывающее напряжение накала, округленное до целых вольт (наиболее распространены напряжения: 1,2; 2,0 и 6,3 в).

2. Буква, указывающая тип лампы; например, диоды обозначаются буквой Д, триоды — С, пентоды с короткой характеристикой — Ж, с длинной — К, выходные пентоды — П, двойные триоды — Н, кенотроны — Ц.

3. Число, указывающее порядковый номер заводской разработки.

4. Буква, характеризующая оформление лампы. Так, металлические лампы теперь совсем не имеют последнего обозначения; стеклянные обозначаются буквой С; пальчиковые — П, желуди — Ж, миниатюрные — Б.

Например, 6К7 — пентод с удлиненной характеристикой в металлическом корпусе с напряжением накала 6,3 в; 5Ц4С — кенотрон в стеклянном корпусе с напряжением накала 5,0 в; 6Ж5П — пальчиковый пентод с короткой характеристикой с напряжением накала 6,3 в и т. д.

Цоколевка ламп также весьма разнообразна. Подробные данные о маркировке, цоколевке и размерах ламп читатель должен искать в справочной литературе. Среди прочих пособий можно рекомендовать книгу Брандта А. А., Ржевкина К. С. «Техника монтажа и налаживания радиосхем». М., Изд-во МГУ, 1966.

Полупроводниковые приборы также имеют различное техническое назначение.

Полупроводниковые диоды подразделяются на *точечные* и *плоскостные*. У первых площадь контакта составляет примерно  $10^{-5}$  —  $10^{-6}$  см<sup>2</sup>, а электронно-дырочный переход приблизительно представляет собой полусферу; вторые имеют плоский *p-n*-переход больших размеров.



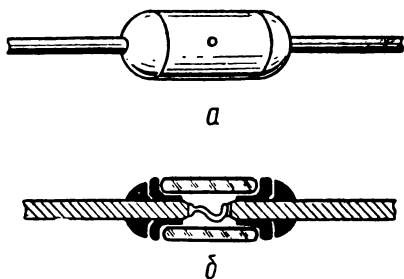


Рис. 6.35.

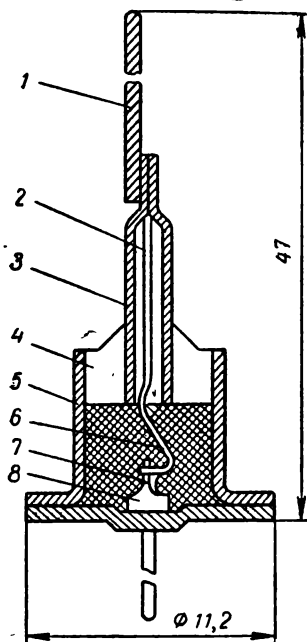


Рис. 6.36.

По назначению полупроводниковые диоды образуют следующие группы:

1. Выпрямительные, предназначенные для преобразования переменных токов (напряжений) в пульсирующие одной полярности. Это, как правило, низкочастотные приборы, которые по величине предельного выпрямленного тока делятся на диоды малой ( $I_{пр} \leq 300 \text{ ма}$ ), средней ( $300 \text{ ма} \leq I_{пр} < 10 \text{ а}$ ) и большой мощности ( $I_{пр} > 10 \text{ а}$ ).

2. Высокочастотные для различных нелинейных преобразований радиосигналов; в числе этих приборов часто выделяют детекторные, преобразовательные и импульсные диоды (для работы в схемах симпульсами микросекундного диапазона и более короткими) и диоды СВЧ.

3. Стабилитроны, в которых при большом напряжении на  $p-n$ -переходе обратный ток через диод может меняться в довольно широких пределах при ничтожном изменении обратного напряжения. Этот режим работы полупроводниковых (обычно кремниевых) диодов используется для стабилизации постоянного напряжения.

4. Варикапы, в которых используется изменение емкости  $p-n$ -перехода при изменении приложенного напряжения. Возможность управления величиной емкости диода понятна:

на: распределение пространственных электрических зарядов, имеющих разные знаки, с двух сторон электронно-дырочного перехода зависит от приложенного к переходу напряжения.

При запирающем напряжении на переходе заряды удаляются от перехода, при пропускном — сближаются. Если уподобить их обкладкам конденсатора, то легко видеть, что изменение напря-

жения влечет за собой изменение емкости  $p-n$ -перехода из-за вызванного им изменения расстояния между обкладками (увеличение запирающего напряжения уменьшает емкость диода). Диоды с изменяющейся емкостью находят разнообразные применения: для осуществления частотной модуляции (см. гл. 9), для создания параметрических усилителей и др.

Кроме того, существует значительное количество различных диодов для специальных применений: туннельные, фотодиоды и т. п.

Обычно в простейших радиосхемах применяются выпрямительные и некоторые виды высокочастотных диодов.

Конструктивно диоды выполняются в стеклянных, керамических или металлических корпусах, плоскостные диоды — преимущественно в металлических.

На рис. 6.35 изображен внешний вид (а) и разрез точечного кремниевого диода (б), на рис. 6.36 — конструкция плоскостного германиевого диода (цифрами обозначены: 1 — наружный вывод, 2 — внутренний вывод, 3 — трубка, 4 — изолятор, 5 — корпус, 6 — контактная пружина, 7 — кристалл германия, 8 — кристаллодержатель).

Транзисторы различаются по применяемому полупроводниковому материалу (германиевые, кремниевые), по технологии изготовления  $p-n$ -переходов (например, сплавные, у которых электронно-дырочные переходы получены методом сплавления аналогично тому, как это делается при изготовлении плоскостных полупроводниковых диодов; выращенные, у которых  $p-n$ -переходы получены либо путем введения примесей в процессе выращивания монокристалла, либо путем изменения скорости вытягивания монокристалла из расплава; диффузионные, у которых переходы получены путем диффузии примесей). По величине максимальной рабочей частоты транзисторы подразделяются на транзисторы низкой частоты (до 3 Мгц), средней частоты (от 3 до 30 Мгц), высокой частоты (от 30 до 300 Мгц) и СВЧ (свыше 300 Мгц), а по величине рассеиваемой максимальной мощности — на транзисторы малой мощности (до 0,3 вт), средней (от 0,3 до 3 вт) и большой

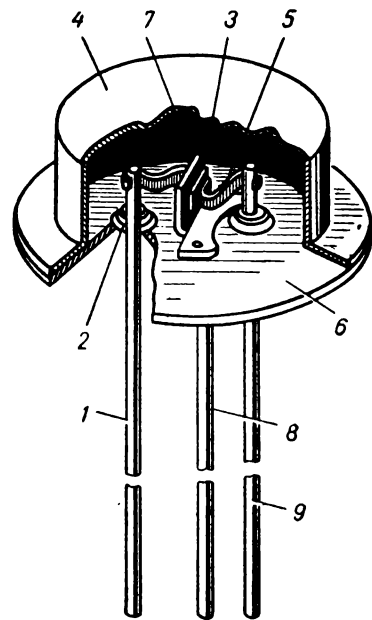


Рис. 6.37.

мощности (свыше 3 *вт*). Все типы транзисторов в настоящее время выпускаются в металлических корпусах.

Устройство маломощного германиевого транзистора показано на рис. 6.37 (цифры обозначают: 1 — вывод коллектора, 2 — стеклянная бусинка, 3 — пластинка германия, 4 — металлический корпус, 5 — токоотводящая пружина, 6 — металлическое основание, 7 — кристаллодержатель, 8 — вывод базы, 9 — вывод эмиттера).

У полупроводниковых приборов, как и у ламп, системы маркировки менялись. В настоящее время в СССР принята классификация с обозначениями из четырех элементов.

Первый элемент обозначения — буква или число, означающие исходный материал (Г или 1 — германий, К или 2 — кремний, А или 3 — арсенид галлия).

Второй элемент обозначения — буква, указывающая класс или группу приборов: Д — диоды, Т — транзисторы, В — варикапы, А — сверхвысокочастотные диоды, С — стабилитроны и т. д.

Третий элемент обозначения — число, указывающее назначение прибора и его классификацию по электрическим свойствам. Это число устанавливается по следующим признакам:

Прибор	Номер прибора
Выпрямительные диоды	от 101 до 199
Универсальные диоды	от 201 до 299
Импульсные диоды	от 301 до 399
Детекторные диоды	от 401 до 499
Варикапы	от 901 до 999
Транзисторы малой мощности	
» низкой частоты	от 101 до 199
» средней частоты	от 201 до 299
» высокой частоты	от 301 до 399
Транзисторы средней мощности	
» низкой частоты	от 401 до 499
и т. д.	

Четвертый элемент обозначения — буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов.

Например, 2Д104А — кремниевый выпрямительный диод, разновидность типа А; ГТ109В — германиевый транзистор малой мощности низкой частоты, разновидность типа В; 2Т301Ж — кремниевый транзистор малой мощности высокой частоты, разновидность типа Ж.

Подробные данные о типе, маркировке и характеристиках полупроводниковых приборов читатель может найти в справочной литературе.

Особое внимание следует обращать на то, какова структура транзистора:

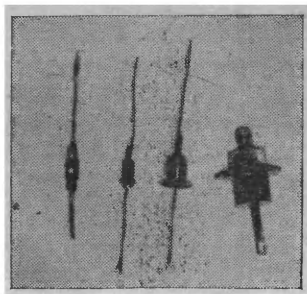


Рис. 6.38.

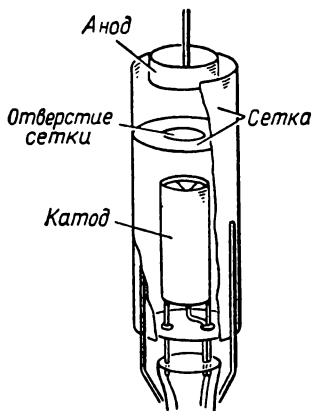


Рис. 6.39.

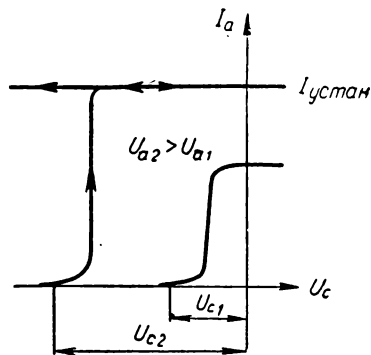


Рис. 6.40

$n-p-n$  или  $p-n-p$ , так как они требуют разной полярности питающих напряжений. Большинство транзисторов имеют тип  $p-n-p$ .

На рис. 6.38 в качестве примера приведены фотографии полупроводниковых диодов и транзисторов.

### § 6.8. Газонаполненные лампы

Для ряда практических задач, например для генерирования напряжений развертки электронного луча в электроннолучевых трубках осциллографов и телевизоров (см. гл. 11 и 12), требуются малоинерционные реле (ключи), управляемые малыми напряжениями. В качестве таких устройств широко применяются газонаполненные лампы. Рассмотрим лишь один из таких газoeлектрических приборов, который называется тиратроном. Более подробные сведения об этом классе приборов можно найти, например, в книге В. Ф. Власова «Курс радиотехники».

Тиратрон — трехэлектродная лампа, наполненная газом (аргоном) или парами ртути при низком давлении. Устройство его электродов схематически показано на рис. 6.39. Накаливаемый катод, служащий источником электронов, и анод окружены металлическим цилиндром; одно из внутренних сечений цилиндра закрыто перфорированным металлическим диском; по аналогии с вакуумными лампами его называют сеткой. Она управляет разрядом в

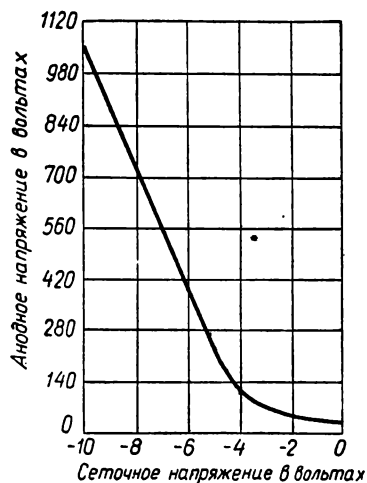


Рис. 6.41.

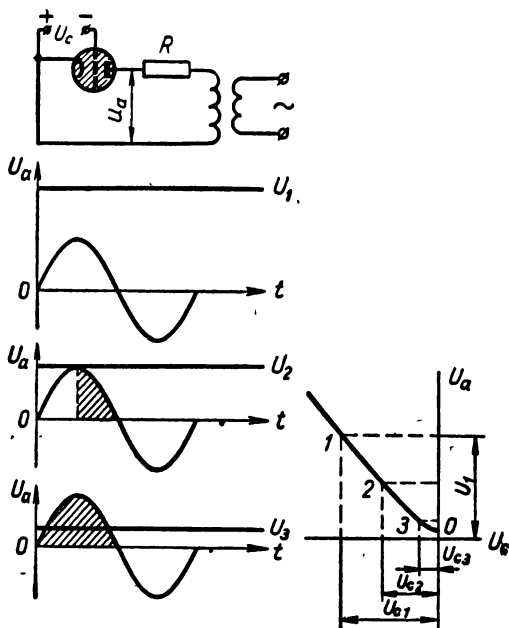


Рис. 6.42.

венный заряд, частично направляются к сетке, причем возникнет два эффекта: во-первых, будет создаваться некоторый сеточный ток, во-вторых, накапливаясь вблизи сетки, ионы будут экранировать ее поле. В результате экранировки возникает поток электронов на анод, а сетка перестает влиять на разряд: при изменении  $U_c$  анодный ток практически не изменяется (на рис. 6.40 на левой характеристике показано направление ее обхода). Величина установившегося анодного тока будет определяться лишь анодным напряжением и сопротивлением анодной цепи. Благодаря присутствию в лампе зарядов обоих знаков внутреннее падение напряжения в тиратроне (после зажигания разряда) составляет всего 15—20 в. Для прекращения тока нужно снять анодное напряжение на промежуток времени, достаточный для деионизации газа (это время составляет десятки микросекунд). По окончании деионизации сетка оказывается способной снова влиять на разряд.

При заданном  $U_c$  разряд можно вызвать, увеличивая  $U_a$  (на рис. 6.41 изображена зависимость  $U_a = f(U_c)$ , где  $U_a$  — напряжение возникновения разряда при заданном  $U_c$ ). После зажигания разряда создается падение напряжения на анодной нагрузке, поэтому  $U_a$  уменьшается. При повышении температуры паров, заполняющих тиратрон, характеристика смещается влево; для аргона это смещение незначительно.

тиратроне. Положим, что на сетку подан постоянный отрицательный (относительно катода) потенциал  $U_c$ . Тогда между сеткой и катодом возникнет электрическое поле, тормозящее электроны; они будут образовывать пространственный заряд вблизи катода, и ток через тиратрон не будет проходить даже при некотором положительном потенциале анода  $U_a$ . Если теперь уменьшить модуль  $U_c$ , то тормозящее действие сетки ослабнет, электроны приобретут большую энергию и начнут, двигаясь к аноду, ионизировать газ. Положительные ионы частично компенсируют простран-

Отсюда следует, что в тиратроне (в отличие от кенотрона) можно управлять моментом возникновения тока. Это позволяет использовать его в качестве реле в разнообразных схемах; мы рассмотрим только две, дающие возможность включать цепь на желаемую часть полупериода переменного напряжения. Пусть задана характеристика зажигания  $U_a = f(U_c)$  тиратрона (рис. 6.42, справа). Подадим на анод тиратрона переменное напряжение  $u_a$ , а на сетку —

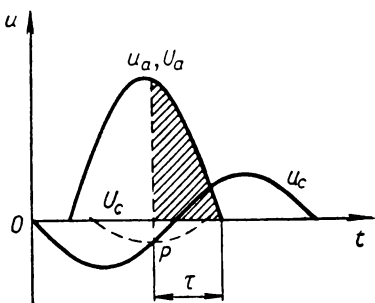


Рис. 6.43

постоянное отрицательное напряжение  $U_c$ . Если амплитуда анодного напряжения  $U_{ma}$  меньше потенциала зажигания  $U_1$  (для данного значения  $U_{c1}$ ), то разряд возникнуть не может. Если потенциал сетки изменить до значения  $U_{c2}$ , при котором  $U_{ma} = U_2$ , разряд будет существовать в течение четверти периода (заштрихованная часть кривой); при напряжении  $U_{c3}$  разряд возникает еще раньше (при мгновенном значении анодного напряжения  $U_3$ ) и т. д.

Таким образом, меняя  $U_c$ , можно регулировать время существования разряда и, следовательно, среднее значение анодного тока. Аналогичная задача может быть решена и без постоянного напряжения, путем регулировки фазовых соотношений между переменными напряжениями анода и сетки. Идея метода поясняется вспомогательным рис. 6.43. Кривая  $u_a = f(t)$  соответствует положительному полупериоду анодного напряжения. Кривая  $u_c = F(t)$  характеризует напряжение на сетке, сдвинутое по фазе относительно анодного напряжения. На этом же чертеже пунктиром показана кривая  $U_c = f(U_a)$ , где  $U_c$  — сеточное напряжение, зажигающее разряд при данном  $U_a$ ; соответствующие значения напряжений лежат на общей вертикали. При переменных  $u_c$  и  $u_a$  разряд, очевидно, возникает в момент, определяемый пересечением кривых  $u_c$  и  $U_c$  (точка P), и длится до обращения анодного напряжения в нуль, т. е. в течение времени  $\tau$ . Меняя сдвиг фаз между анодным и сеточным напряжениями (при этом кривая  $u_c$  перемещается вдоль оси времени), можно изменять длительность разряда от нуля до полупериода переменного напряжения.

Следует отметить, что наряду с газонаполненными приборами функции реле могут выполнять соответствующие полупроводниковые приборы «тиратронного типа». Это приборы с четырехслойной структурой типа  $p-n-p-n$ , имеющие по принципу своего использования в схемах много общего с тиратронами.

## ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 7.1. Введение. Основные типы усилителей;  
их характеристики

Электронные усилители представляют собой устройства, использующие электронные (вакуумные) и полупроводниковые приборы (лампы и транзисторы) для увеличения амплитуды напряжения, тока или мощности электрических колебаний.

Электронный усилитель — важнейший компонент любого радиопередающего или радиоприемного устройства.

Электронные приборы, применяемые для усиления электрических сигналов, можно рассматривать как управляемые сопротивления (см. § 5.1). Если такой прибор, например лампу (рис. 7.1), подключить (последовательно с некоторой нагрузкой  $Z$ ) к источнику постоянной э.д.с.  $E$ , а на сетку лампы подать переменное напряжение (входной сигнал)  $u_{вх}$ , то ток в цепи, а с ним и напряжение на нагрузке будут изменяться. Эти изменения напряжения  $u_n$  при определенных условиях будут повторять форму входного сигнала и могут быть более интенсивными, чем входной сигнал.

Таким образом, усилитель напряжения представляет собой четырехполюсник (рис. 7.2); входным сигналом является напряжение  $u_{вх}$ , выходным — напряжение, снимаемое с нагрузки  $u_n$ . Аналогичен и принцип работы усилителя мощности.

Для получения усиления необходимо, чтобы как управляемое сопротивление — электронный прибор, так и нагрузка удовлетворяли определенным требованиям.

Прежде всего выясним, какими основными характеристиками описываются усилители, а затем перейдем к рассмотрению конкретных устройств.

Усилитель можно характеризовать коэффициентом передачи (или усиления) по мощности — отношением мощности колебаний на выходе при частоте

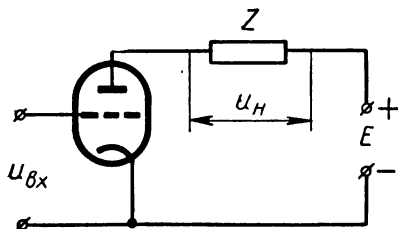


Рис. 7.1.

$\omega$  к мощности колебаний на входе при той же частоте; коэффициент передачи по мощности равен:

$$G(\omega) = \frac{P_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{P_{\text{ВХ}}(\omega)}. \quad (7.1)$$

Аналогично определяется коэффициент передачи по напряжению:

$$\dot{K}_U(\omega) = \frac{U_{m \text{ Вых}}(\omega)}{U_{m \text{ Вх}}(\omega)} \quad (7.2)$$

и коэффициент передачи по току:

$$\dot{K}_I(\omega) = \frac{I_{m \text{ Вых}}(\omega)}{I_{m \text{ Вх}}(\omega)}.$$

Величины  $\dot{K}_U(\omega)$ ,  $\dot{K}_I(\omega)$  являются комплексными величинами; они определяют изменения амплитуды и фазы сигнала.

Коэффициенты усиления часто характеризуют удесятеренным логарифмом отношения квадратов амплитуд или удесятеренным логарифмом отношения мощностей. Единица такого логарифмического отношения носит название *децибел*.

Для коэффициентов усиления имеем:

$$K_u = 10 \lg \frac{U_{m \text{ Вых}}^2(\omega)}{U_{m \text{ Вх}}^2(\omega)} = 20 \lg \frac{U_{m \text{ Вых}}}{U_{m \text{ Вх}}} \text{ (дб)},$$

$$G = 10 \lg \frac{P_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{P_{\text{ВХ}}(\omega)} \text{ (дб)}.$$

Усилители принято разделять в соответствии с выполняемой ими функцией на усилители напряжения, тока или мощности; по диапазонам усиливаемых частот деление такое: усилители низкой частоты, усилители высокой частоты и т. п. Здесь будут рассмотрены некоторые усилители напряжения и мощности.

При прохождении через усилитель сигнал в той или иной степени искажается; причины искажения различны. Во-первых, сама лампа (или транзистор) обладает наряду с сопротивлением и емкостью; схемы, в которые она включается, часто содержат не только сопротивление, но и емкость и индуктивность; в этом случае коэффициент передачи зависит от частоты. Поэтому различные частотные компоненты сложного сигнала усиливаются усилителем в разное число раз. Такие искажения носят название *линейных частотных искажений*. Полоса частот, в которой  $G(\omega)$  уменьшается от максимальной величины до  $0,5 G(\omega)$ , называется *поло-*

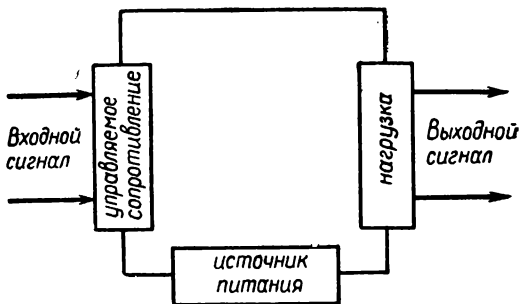


Рис. 7.2.



сой *пропускания*;  $K_U(\omega)$  уменьшается в полосе пропускания до 0,707 его максимального значения.

Во-вторых, параметры лампы и транзистора зависят от величины подаваемого на них сигнала, так как зависимости токов ламп и транзисторов от управляющих напряжений в общем случае нелинейны. Только в ограниченном диапазоне изменения управляющих напряжений (на сетке лампы или базе транзистора) изменения тока лампы и транзистора линейно зависят от управляющих напряжений. Нелинейность параметров ламп и транзисторов приводит к тому, что:

а) в спектре тока электронного прибора появляются новые частотные компоненты, которых не было в спектре входного (управляющего электронным прибором) сигнала;

б) коэффициент передачи на данной частоте начинает зависеть от амплитуды входного напряжения (или тока, или входной мощности).

Степень искажения выходного сигнала за счет появления новых спектральных компонентов на выходе усилителя характеризуют *коэффициентом нелинейных искажений*, или, как его часто называют, *коэффициентом гармоник*; он представляет собой отношение корня из суммы квадратов амплитуд высших гармонических составляющих на выходе усилителя к амплитуде первой гармоники выходного сигнала (частота последней равна частоте входного синусоидального сигнала):

$$\gamma = \frac{\sqrt{U^2(2\omega) + U^2(3\omega) + U^2(4\omega) + \dots}}{U(\omega)}$$

Значение коэффициента нелинейных искажений зависит от выбора рабочей точки на вольт-амперной характеристике лампы. Он минимален, если рабочая точка выбрана на линейном участке характеристики и при работе не уходит за его пределы (режим класса А).

При работе в режиме класса А в цепи усилителя течет значительный постоянный ток, вызывающий бесполезные (и даже вредные) потери энергии источника и перегрев нагрузки.

Для уменьшения потерь и повышения к.п.д. усилителя можно перейти из области линейного усиления в область нелинейного усиления, выбирая рабочую точку вблизи нижнего изгиба характеристики лампы или полупроводникового прибора (класс В) или даже в области запирающих значений напряжения на сетке лампы или на базе транзистора (класс С).

Для подавления возникающих при этом паразитных гармоник применяются балансные схемы (см. ниже).

Диапазон входных сигналов по амплитуде (или мощности), т. е. отношение амплитуд максимального и минимального входных сигналов, при котором коэффициент усиления с заданной точностью сохраняет свою величину, называется *динамическим диапазоном усилителя*.

Для динамического диапазона справедливы выражения:

$$D_u = 10 \lg \frac{U_{m \text{ вх макс}}^2}{U_{m \text{ вх мин}}^2} = 20 \lg \frac{U_{m \text{ вх макс}}}{U_{m \text{ вх мин}}} \quad (\partial б),$$

$$D_P = 10 \lg \frac{P_{\text{вх макс}}}{P_{\text{вх мин}}} \quad (\partial б).$$

На выходе каждого усилителя (даже в отсутствие сигнала на входе) имеются определенные флуктуации выходного напряжения или тока, которые воспринимаются как помеха или шум. Они препятствуют восприятию очень слабых сигналов.

За минимальный воспроизводимый входной сигнал принимается такой, который создает на выходе напряжение (или мощность), равное напряжению (или мощности) шума на выходе усилителя:

$$U_{m \text{ вх мин}} = \frac{U_{\text{шум вх}}(\omega)}{K_u(\omega)},$$

$$P_{\text{вх мин}} = \frac{P_{\text{шум вх}}(\omega)}{G(\omega)}.$$

Шумы на выходе усилителя возникают вследствие двух причин.

Во-первых, через усилитель проходят, улавливаясь вместе с нужным сигналом, случайные сигналы (шумы), создаваемые на входе усилителя разными источниками: промышленными помехами (искрение, разрыв контактов и т. п. в промышленных установках), атмосферными помехами (например, грозowymi разрядами), тепловым излучением атмосферы и космическим радиоизлучением. Интенсивность и роль разных источников помех различна в разных диапазонах частот. Так, на длинных и средних волнах весьма существенны шумы атмосферы и индустриальные помехи. На УКВ они ослабляются, но там возрастают космические шумы. Все эти шумы можно назвать внешними.

Во-вторых, шумы создаются за счет теплового движения электронов в проводниках схем и за счет случайного распределения во времени моментов ускорения и торможения электронов при вылете из катода или эмиттера и попадания электронов на анод лампы или коллектор транзистора.

Первые шумы носят название тепловых шумов. Они определяются температурой проводника и его сопротивлением. Можно показать, что на зажимах проводника сопротивлением  $R$  при температуре проводника  $T$  возникает случайная э.д.с., средний квадрат которой зависит от полосы частот  $\Delta f$  регистрирующего устройства и величин  $T$  и  $R$ :

$$\overline{e^2} = 4kTR \Delta f, \quad (7.3)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана.

Величина  $kT$  в практической системе единиц при  $T_0 = 293^\circ \text{K}$  ( $20^\circ \text{C}$ ) составляет  $kT_0 \simeq 4 \cdot 10^{-15} \frac{\text{эрг}}{\text{Мгц}}$ .

При этой температуре сопротивление 500 *ком* в полосе частот 10 *кГц* будет создавать шум со средней амплитудой в 40 *мкв* и в полосе 10 *Мгц* — 700 *мкв*<sup>1</sup>.

Второй тип шумов возникает при протекании тока  $I$  через электронный прибор; он проявляется в виде флуктуаций тока, регистрируемый средний квадрат которых зависит от полосы частот регистрирующего прибора

$$\bar{i}^2 \sim I \Delta f; \quad (7.4)$$

эти шумы носят название дробовых шумов.

На практике дробовые шумы ламп и транзисторов характеризуют эквивалентным шумовым сопротивлением  $R_{\text{шл}}$  или  $R_{\text{шт}}$ , создающим тепловые шумы, эквивалентные по своему действию на входе лампы (между сеткой и катодом) или транзистора (эмиттера и базы) выходным шумам дробового тока лампы или транзистора.

$R_{\text{шл}}$  растет с увеличением числа электродов лампы. Так, для триодов с оксидным катодом

$$R_{\text{шл}} = \frac{2,5}{S_0} \text{ ком},$$

где  $S_0$  — крутизна сеточной характеристики лампы в рабочей точке.

Пентод обладает большим шумовым сопротивлением:

$$R_{\text{шл}} = \frac{2,5}{S_0} \cdot \frac{I_{a0}}{I_{a0} + I_{s0}} \left( 1 + 8 \frac{I_{s0}}{S_0} \right) (\text{ком}),$$

где  $I_{a0}$  и  $I_{s0}$  — токи анода и экранной сетки в рабочей точке, *ма*. Шумовое сопротивление ламп составляет десятки доли килоома.

Существование шумов ограничивает возможность усиления сигналов, сравнимых по мощности с шумами. Однако в обычном радиовещании эта проблема не очень существенна, так как принимаемые сигналы обычно значительно мощнее шумов. При приеме телевизионных сигналов, в особенности при связи через искусственные спутники Земли, шумы играют более важную роль.

Для увеличения коэффициента усиления можно выходной сигнал одного усилителя подать на вход следующего и т. д. Такое включение усилителей называют *каскадным*.

Если подключение следующего каскада не изменяет коэффициента усиления предшествующего усилителя, то полный коэффициент усиления многокаскадного усилителя определяется произведением коэффициентов усиления отдельных каскадов.

<sup>1</sup> Как показывается в квантовой статистической физике, простые формулы (7.3) и (7.4) верны только в области, где  $hf \ll kT$  ( $h$  — постоянная Планка).

Так, полный коэффициент усиления для  $n$ -каскадного усилителя мощности равен

$$G_{\Sigma} = G_n \cdot G_{n-1} \cdot \dots \cdot G_2 \cdot G_1;$$

для  $n$ -каскадного усилителя напряжения:

$$K_{u\Sigma} = K_{u,n} \cdot K_{u,n-1} \cdot \dots \cdot K_{u,2} \cdot K_{u,1}.$$

## § 7.2. Способы включения ламп и транзисторов.

### Динамические параметры ламп и транзисторов в схемах

Источники сигнала, управляемые сопротивления (лампы и транзисторы) и нагрузки могут включаться в схемы различным образом.

На рис. 7.3 и 7.4 приведены схемы включения ламп и транзисторов и соответствующие названия этих схем.

В схемах с общим катодом (или эмиттером) входной сигнал  $u_{вх}$  подается между сеткой и катодом (или между базой и эмиттером), и управляемый ток протекает в нагрузке, включенной в цепь между анодом и катодом (или коллектром и эмиттером). В этом случае полезная мощность выделяется в нагрузке; с нагрузки же снимают и усиленное напряжение.

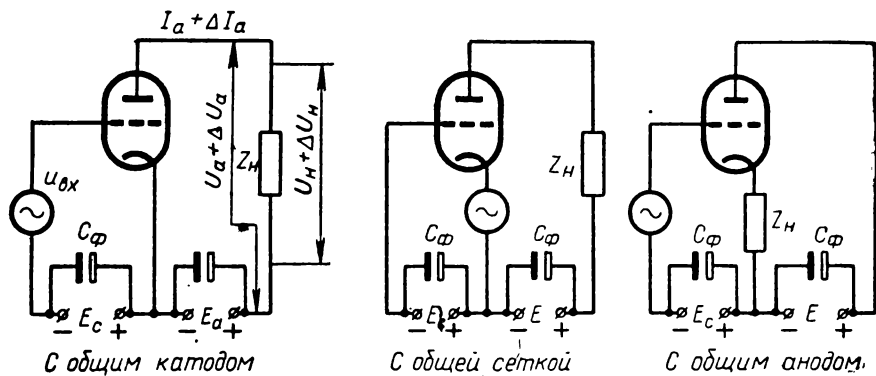


Рис. 7.3.

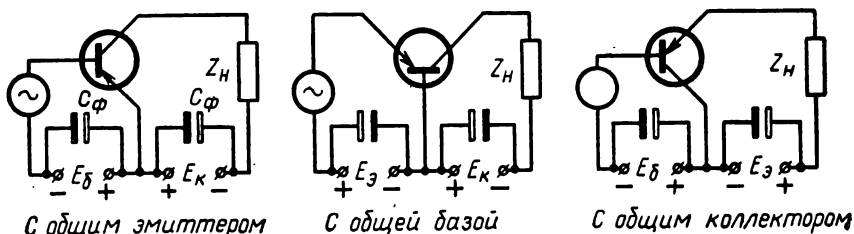


Рис. 7.4.

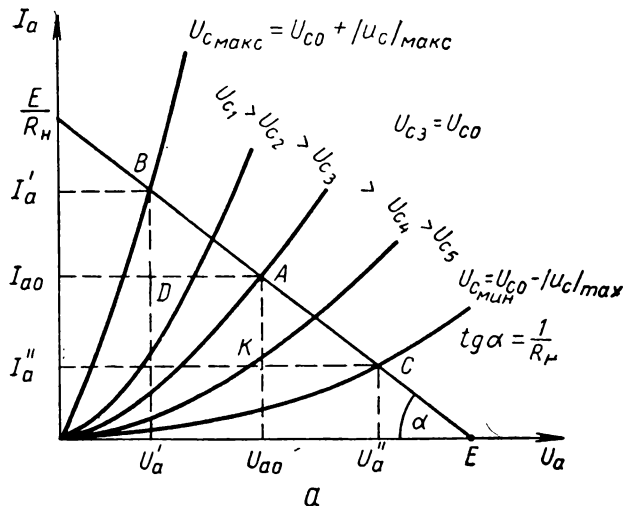


Рис. 7.5 а.

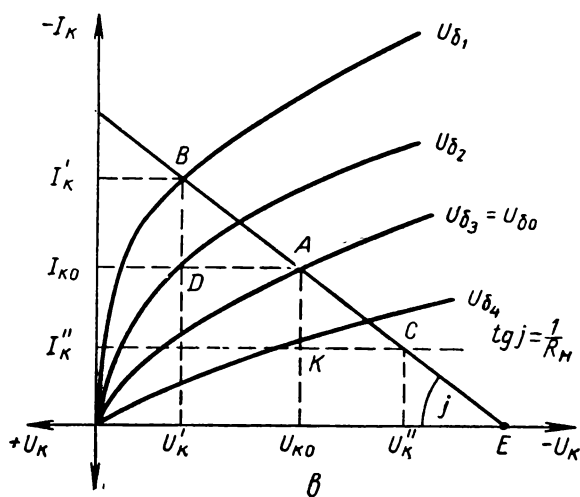


Рис. 7.5 в.

Аналогично в схемах с общей сеткой (или базой) сигнал подается между катодом и сеткой (или эмиттером и базой), а нагрузка включается между сеткой и анодом (базой и коллектором).

Наконец, в схемах с общим анодом (или коллектором) сигнал подается в цепь между сеткой и анодом (или базой и коллектором), а нагрузка включается между катодом и анодом (или эмиттером и коллектором).

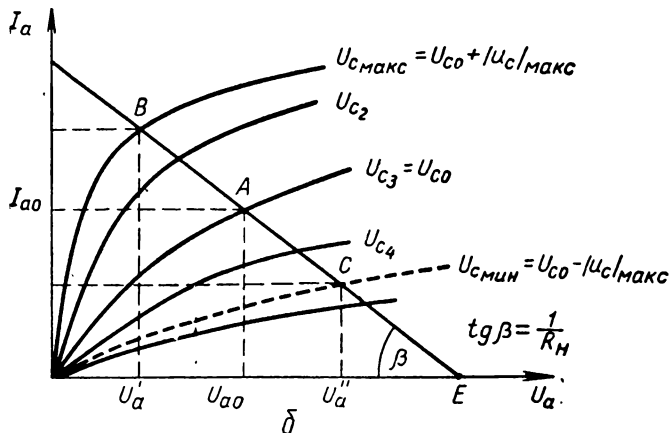


Рис. 7.5 б.

Следует иметь в виду, что хотя управляющий сигнал (определяющий изменение тока) и зависит от входного сигнала, но не всегда полностью с ним совпадает (см. § 7.5).

Так как лампа включена в цепь источника постоянной э.д.с.  $E$  последовательно с нагрузкой, то на основе закона Ома для замкнутой цепи можно записать:

$$U_a + U_n = E, \quad \Delta U_a + \Delta U_n = 0, \quad (7.5)$$

где  $U_n$  — напряжение на нагрузке при  $u_{вх} = 0$ ,  $U_a$  — напряжение на лампе.

Если нагрузка активная, то  $I_a R_n = U_n$ , следовательно,

$$I_a = \frac{E - U_a}{R_n} = \frac{E}{R_n} - \frac{U_a}{R_n}. \quad (7.6)$$

Уравнение (7.6) представляет прямую линию, которую легко построить в системе  $(I_a, U_a)$ , используя две точки (рис. 7.5 а):

$$\text{для } I_a = 0 \quad U_a = E, \quad \text{для } U_a = 0 \quad I_a = \frac{E}{R_n}. \quad (7.7)$$

При этом, очевидно,  $\text{tg } \alpha = \frac{1}{R_n}$ .

Полученная прямая называется *нагрузочной характеристикой*, так как ее положение определяется только выбором э.д.с. источника питания и нагрузочного сопротивления.

На том же графике в том же масштабе можно построить анодные характеристики триода. Точки пересечения их с нагрузочной характеристикой определяют совокупность значений  $U_c, I_a, U_a$ .

Если напряжение на сетке меняется на сетке меняется не только анодный ток, но и анодное напряжение: рабочая точка переходит с одной анодной характеристики на другую.

Пусть при отсутствии входного сигнала рабочая точка находится в положении  $A$ , определяемом напряжением смещения сетки  $U_{co}$  и анодным напряжением  $U_{ao}$ . Если напряжение на сетке периодически изменяется в пределах

$$U_{co} - |u_c|_{\max} \leq u_c \leq U_{co} + |u_c|_{\max}$$

(этому соответствуют точки  $B$  и  $C$ ), то анодное напряжение колеблется в пределах

$$U_a'' \geq U_{ao} \geq U_a'$$

а анодный ток меняется в пределах

$$I_a'' \leq I_{ao} \leq I_a'$$

Теперь находим коэффициент усиления (по напряжению)

$$K_u = \frac{|\Delta U_H|_{\max}}{|\Delta U_c|_{\max}} = \frac{|U_a' - U_{ao}|}{|u_c|_{\max} - U_{co}}. \quad (7.8)$$

Очевидно, величина его существенно зависит от величины нагрузки и выбора рабочей точки. Ее следует выбирать так, чтобы соблюсти условие:  $AB = AC$ , т. е. чтобы изменения сеточного и анодного напряжения были пропорциональны друг другу; в противном случае неизбежны искажения.

Аналогичное построение можно выполнить для пентода (рис. 7.5 б) и для транзистора (рис. 7.5 в). В последнем случае анодное напряжение заменяется напряжением на коллекторе  $U_k$ , сеточное — напряжением на базе  $U_6$ ; такая же замена должна быть сделана и в уравнении (7.7).

Как видно из рис. 7.5, при увеличении  $R_H$  наклон нагрузочной прямой уменьшается и коэффициент усиления по напряжению растет, так как увеличивается величина проекции отрезков  $AB$  и  $AC$  на ось абсцисс, т. е.  $|u_H|_{\max}$ , соответствующих одному и тому же  $|u_c|_{\max}$ . Однако при этом увеличиваются нелинейные искажения в усилителе, так как величина отрезка  $AB$  уменьшается из-за схождения анодных характеристик лампы (или коллекторных характеристик транзистора) в области возрастающих значений  $U_c$  (или  $U_6$ ).

Мощность переменного тока, выделяемая в активной анодной нагрузке, определяется площадью треугольника  $ADB$  или  $ACK$ :

$$P_H = \frac{1}{2} |i_a|_{\max} \cdot |u_H|_{\max}; \quad (7.9)$$

значение  $P_H$  не является монотонной функцией  $R_H$ .

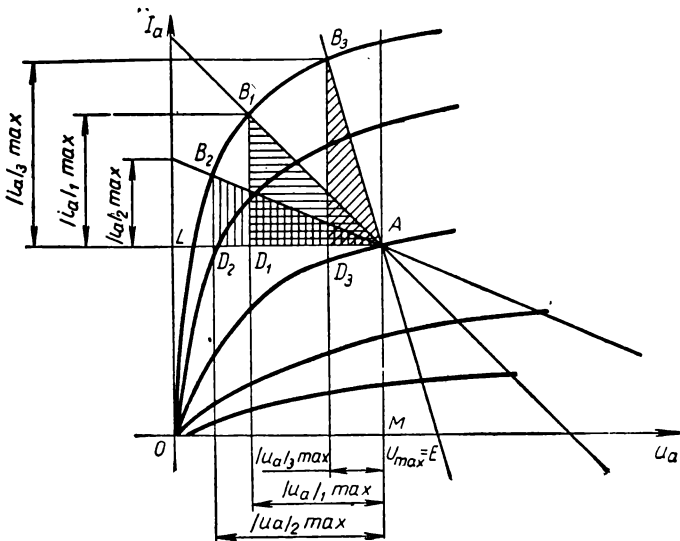


Рис. 7.6.

На рис. 7.6 приведена нагрузочная характеристика для использования активной нагрузки по переменному току (например, при включении нагрузки анодной цепи через трансформатор), когда нагрузка по постоянному току равна нулю и среднее значение анодного напряжения равно э.д.с. источника анодного питания.

Величина  $P_n$  достигает максимального значения, как будет показано ниже, при  $R_n = R_l$ , где  $R_l$  — дифференциальное внутреннее сопротивление лампы. Аналогично можно вычислить мощность постоянной составляющей анодного тока  $P_{но} = I_{а0} U_{но}$ , выделяющейся на нагрузке (см. рис. 7.7). Она равна удвоенной площади треугольника  $AME$ .

Мощность постоянного тока, выделяющаяся на аноде лампы, определяется площадью прямоугольника  $OLAM$ :

$$P_{а0} = I_{а0} U_{а0}. \quad (7.10)$$

Так как эта мощность ограничена, то должно соблюдаться неравенство:

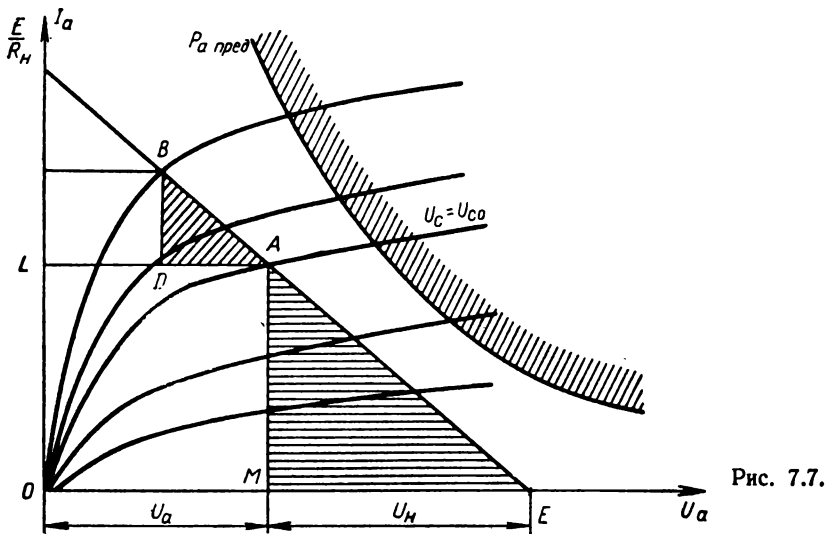
$$I_{а0} U_{а0} < P_{а \text{ пред}}, \quad (7.11)$$

где  $P_{а \text{ пред}}$  — предельное значение мощности, которую выдерживает анод лампы, не разрушаясь; на рис. 7.7 уравнение (7.11) представляется гиперболой — кривой предельной мощности лампы.

Для транзистора из аналогичных соображений имеем:

$$I_{к0} U_{к0} \leq P_{к \text{ пред}}.$$





Таким образом, пользуясь семейством анодных характеристик ламп (или коллекторных характеристик транзисторов) и нагрузочными характеристиками, можно вычислить значение коэффициента усиления по напряжению усилителя и значения мощности переменной и постоянной составляющих тока, выделяющейся на нагрузке и аноде лампы.

Если нагрузкой является параллельный контур с весьма малым активным сопротивлением  $R$ , то этим сопротивлением при  $u_{вх} = 0$  можно пренебречь. Но на переменном токе при резонансе такой контур представляет большое активное сопротивление:

$$R_{н\sim} = \frac{\rho^2}{R}. \quad (7.12)$$

Оно играет роль, аналогичную сопротивлению  $R_{н\sim}$ , и к нему приложимы все высказанные выше соображения. Только значение анодного напряжения  $U_{a0}$  в отсутствие сигнала  $u_{вх}$  оказывается равным э.д.с. источника  $E$ .

Наряду с рассмотренным графическим методом определения коэффициента усиления возможен и аналитический расчет; его суть можно уяснить на примере лампового усилителя напряжения.

Допустим, что дифференциальное внутреннее сопротивление  $R_i$  и крутизна сеточной характеристики  $S_0$  сохраняются постоянными на конечных отрезках характеристик лампы; тогда мы можем положить

$$\Delta I_a = i_a, \quad \Delta U_c = u_c, \quad \Delta U_a = u_a.$$

Далее, так как

$$u_a = -u_n, \quad u_n = i_a R_H,$$

то уравнение (7.6) примет вид:

$$i_a = \frac{S_0 u_c}{1 + \frac{R_H}{R}} = S_d u_c, \quad (7.13)$$

где величину

$$S_d = \frac{S_0}{1 + \frac{R_H}{R_i}} < S_0,$$

называют *динамической крутизной* характеристики.

В главе 6 было найдено, что  $S_0 R_i = \mu_0$ , где  $\mu_0$  — статический коэффициент усиления лампы. Используя это соотношение, выражение (7.13) записываем в виде:

$$i_a = \frac{\mu_0 u_c}{R_i + R_H}. \quad (7.14)$$

Уравнение (7.14) можно рассматривать как уравнение для переменной составляющей анодного тока, текущего в эквивалентной схеме усилителя, содержащей источник с э.д.с.  $\mu_0 u_c$ , обладающий внутренним сопротивлением  $R_i$  и нагруженный на активное сопротивление  $R_H$  (рис. 7.8).

Как видно из (7.14), динамический коэффициент усиления в этой схеме

$$K = \frac{u_n}{u_c} = -\frac{u_a}{u_c} = \frac{i_a R_H}{u_c} = -\frac{\mu_0}{1 + \frac{R_i}{R_H}} \quad (7.15)$$

оказывается меньшим  $\mu_0$  (так как часть напряжения теряется на внутреннем сопротивлении источника).

При нагрузке лампы параллельным контуром (в условиях резонанса) в предшествующих формулах  $R_H$  заменяется  $R_{H\sim}$ .

На эквивалентной схеме (рис. 7.8) не были учтены емкости лампы (рис. 7.9). Однако при усилении сигнала, поступающего на вход лампы, входное сопротивление лампы шунтируется не только емкостью  $C_{ск}$ , но и емкостью, вносимой из анодной цепи лампы.

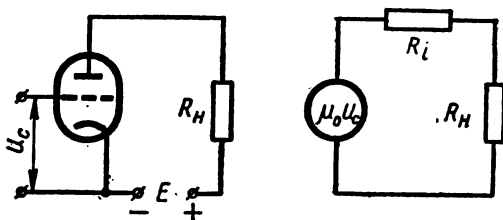


Рис. 7.8.

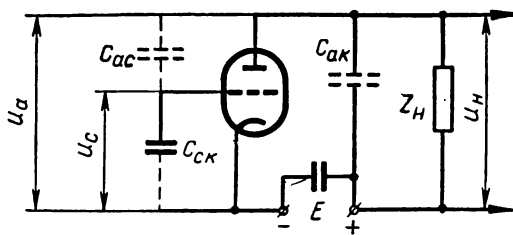


Рис. 7.9.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Пусть накал лампы отсутствует, так что тока проводимости в ней нет. Тем не менее при подаче на сетку переменного напряжения  $u_c$  возникнут изменения анодного напряжения  $u_a$ , так как в лампе появятся токи смещения (емкостные токи). При замене лампы генератором с эквивалентной э.д.с.  $\mu_0 u_c$  мы должны учесть существование в лампе емкостных токов: тока, обусловленного емкостью  $C_{ck}$ , на которую подана разность потенциалов  $u_c$ , складывающегося с током  $i_{ac}$ , обусловленного емкостью  $C_{ac}$ , находящейся под разностью потенциалов  $u_a - u_c$ .

Поэтому амплитуда полного тока будет равна:

$$I_m = I_{mck} + I_{mac} = j\omega U_{mc} \left[ C_{ck} + \left( 1 - \frac{U_{ma}}{U_{mc}} \right) C_{ac} \right] = j\omega U_{mc} C_{вх}, \quad (7.16)$$

где входная емкость лампы

$$C_{вх} = C_{ck} + (1 + K_{U0}) C_{ca},$$

так как

$$U_{ma} = -U_{mH}$$

( $U_{mH}$  — амплитуда переменного напряжения на нагрузке).

Если ток проводимости в лампе имеется, то величина входной емкости изменяется незначительно. При больших коэффициентах усиления второе слагаемое в (7.16) будет играть главную роль. Именно поэтому стремятся существенно уменьшать емкость между сеткой и анодом, что достигается в тетрадах и пентодах введением экранной сетки (см. гл. 6).

Емкость  $C_{ak}$  между анодом и катодом обычно мала, и ее влияние на нагрузку анодной цепи практически не сказывается вплоть до очень высоких частот.

В заключение рассмотрим вопрос о снятии напряжения с выхода усилителя.

До сих пор выходным напряжением мы считали напряжение на нагрузке лампы. Однако в реальных схемах снимают не напряжение с нагрузки, а напряжение между анодом и землей. Это объясняется тем, что в многокаскадных схемах усилителей для обеспечения однотипности соединений, устойчивости, уменьшения

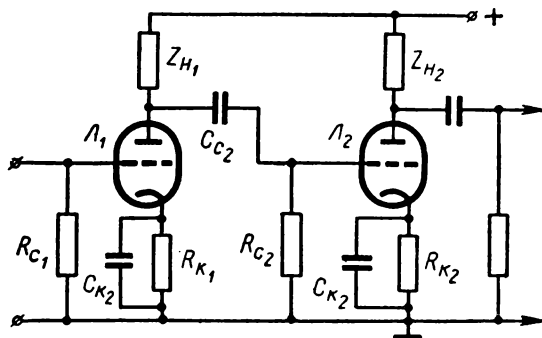


Рис. 7.10.

паразитных наводок удобно иметь во всех каскадах общий электрод — «землю», в качестве которого используют соединение с металлическим шасси устройства. Например, схема соединений в двухкаскадном усилителе напряжения на ламповых триодах выглядит следующим образом (рис. 7.10).

Напряжение на второй каскад снимается с первого каскада между анодом и «землей» и подается между сеткой и «землей». Конденсатор  $C_{с2}$  (разделительный) применяется для того, чтобы высокое постоянное напряжение с анода лампы  $L_1$  не попало на сетку лампы  $L_2$  и не нарушило ее режим.

Сопротивление  $R_{с1}$  и  $R_{с2}$  (утечки сетки) применяются для предотвращения накопления случайного заряда на сетке лампы, а цепочки  $R_{к}C_{к}$  — для создания необходимого отрицательного смещения на сетках ламп.

Рассмотрим временные зависимости напряжения на сетке, анодного тока и напряжения на аноде, если напряжение на сетке состоит из суммы постоянного отрицательного напряжения смещения и синусоидального входного напряжения (рис. 7.11).

При убывании напряжения на сетке (растет отрицательное смещение) ток анода убывает, напряжение на аноде растет, напряжение на омической нагрузке падает.

Если нагрузка лампы чисто активная, то переменное напряжение на нагрузке совпадает по фазе с переменной составляющей анодного тока.

Измеренное относительно «земли» выходное напряжение имеет фазу напряжения на аноде лампы, так как это напряжение создает ток через лампу в положительном (к «земле») направлении. Поэтому выходное напряжение усилителя

$$u_{\text{вых}} = u_a = -u_{\text{н}},$$

следовательно (рис. 7.11), выходное напряжение сдвинуто по фазе (относительно-входного) на  $180^\circ$ . Такой «поворот фазы» происходит в каждом усилительном каскаде.

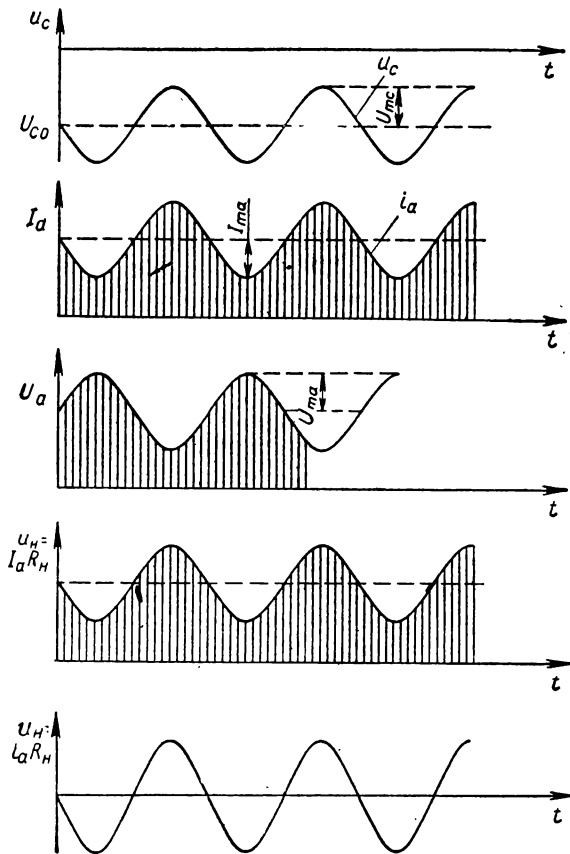


Рис. 7.11.

### § 7.3. Резисторные усилители напряжения

Усилители, в которых используются нагрузки в виде омических сопротивлений — резисторов, называются *резисторными* (или *реостатными*). На рис. 7.12 приведена схема каскада резисторного усилителя (а), нагруженного на следующий каскад усиления, и его эквивалентная схема (б). На эквивалентной схеме лампа  $L_1$  заменена генератором э.д.с.  $\mu_0 u_c$ , имеющим внутреннее сопротивление  $R_{i_1}$ . Нагрузка этого генератора представлена не только резистором  $R_{H_1}$ , но и подключенной к нему через разделительный конденсатор  $C_c$  цепочкой  $R_{c_2} C_{вх2}$ , которая шунтирует резистор  $R_{H_1}$ , уменьшая в общем случае сопротивление нагрузки генератора. Точки *b* и *c* эквивалентной схемы замкнуты накоротко, так как на переменном токе сопротивление конденсатора  $C_6$ , шунтирующего питающий схему выпрямитель, очень мало.

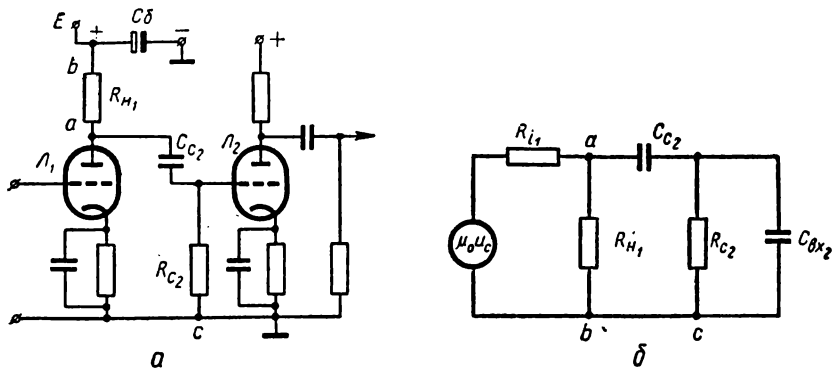


Рис. 7.12.

Часть выходного напряжения первого каскада, поступающая на сетку лампы  $\mathcal{L}_2$  второго каскада, снимается с цепочки  $R_{c_2} C_{\text{вх}_2}$ . Это напряжение меньше, чем напряжение на нагрузке  $R_{n_1}$ , так как часть напряжения, снимаемого с  $R_{n_1}$ , ложится на конденсатор  $C_{c_2}$ .

Кроме того, за счет шунтирования нагрузки  $R_{n_1}$  цепочкой  $R_{c_2} C_{\text{вх}_2}$  общее сопротивление нагрузки в анодной цепи лампы  $\mathcal{L}_1$  уменьшается, что также уменьшает напряжение, поступающее на вход лампы  $\mathcal{L}_2$ .

На низких частотах шунтирующим влиянием емкости  $C_{\text{вх}_2}$  можно пренебречь и главную роль будет играть падение напряжения на  $C_{c_2}$ . На высоких частотах сопротивление емкости  $C_{c_2}$  мало; она включена с цепочкой  $R_{c_2} C_{\text{вх}_2}$  последовательно, поэтому ее влиянием можно пренебречь.

Очевидно, есть частоты (средние), где можно пренебречь влиянием обеих емкостей. В связи с этим эквивалентные схемы резисторного усилителя можно представить для разных частот так, как показано на рис. 7.13. Сопоставляя эти схемы, приходим к выводу, что максимальное напряжение на  $R_{c_2}$ , а следовательно, и максимальный коэффициент передачи получаются в области средних частот. В этой области в анодной цепи лампы  $\mathcal{L}_1$  будет включено сопротивление

$$R_{n_1 \text{ экв}} = \frac{R_{n_1} R_{c_2}}{R_{n_1} + R_{c_2}} < R_{n_1}.$$

Модуль коэффициента усиления схемы в соответствии с формулой (7.15) равен:

$$K_{U \text{ ср}} = \frac{\mu_0}{1 + \frac{R_{i_1}}{R_{n_1 \text{ экв}}}} < K_{U_0} = \frac{\mu_0}{1 + \frac{R_{i_1}}{R_{n_1}}}. \quad (7.17)$$

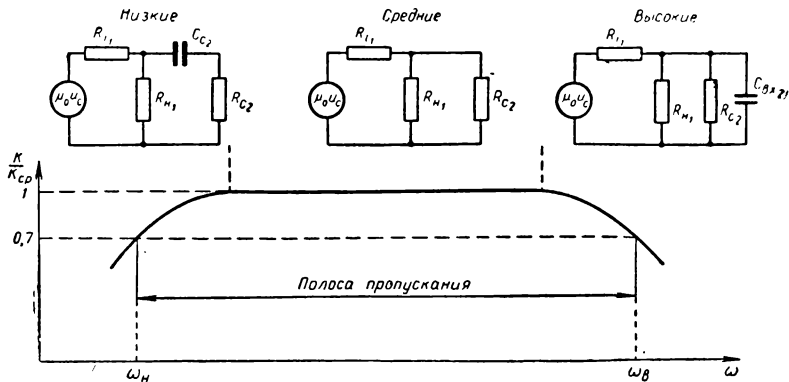


Рис. 7.13.

Для того чтобы выполнялось соотношение

$$K_{U_{cp}} = K_{U_0},$$

нужно, чтобы

$$R_{c_2} \gg R_{H_1}. \quad (7.18)$$

При уходе в область нижних частот коэффициент усиления уменьшается. Если сопротивление цепочки ( $C_{c_2}R_{c_2}$ ) велико по сравнению с  $R_{H_1}$ , то коэффициент усиления равен:

$$K_U = \frac{U_{R_{c_2}}}{U_c} = \frac{K_{U_0}}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega C_{c_2} R_{c_2})^2}}}; \quad (7.19)$$

очевидно, на некоторой частоте  $\omega_n$  усиление уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, это произойдет при

$$\omega_n C_{c_2} R_{c_2} = 1.$$

Таким образом, нижняя частотная граница полосы пропускания усилителя равна

$$\omega_n = \frac{1}{R_{c_2} C_{c_2}}.$$

Аналогичным путем можно показать, что верхняя граница полосы пропускания, т. е. частота входного сигнала, при которой  $K_{U_0}$  уменьшится в  $\sqrt{2}$  раза, может быть найдена из соотношения:

$$\omega_b \approx \frac{1}{R_{H_1} C_{вх_2}} \left( 1 + \frac{R_{H_1}}{R_{I_1}} \right) = \frac{1}{C_{вх_2} \frac{R_{H_1} R_{I_1}}{R_{H_1} + R_{I_1}}}. \quad (7.20)$$

Эта частота определяется временем разряда  $C_{вх2}$  через параллельное соединение  $R_{н1}$  и  $R_{i1}$ , а  $\omega_n$  — временем разряда емкости  $C_c$  через сопротивление  $R_{c2}$ .

Следует отметить, что в качестве переходных конденсаторов нужно применять конденсаторы со слюдяной или фторопластовой изоляцией, обладающей малыми потерями, но не с бумажной, так

как в конденсаторах с бумажным диэлектриком растут потери на высокой частоте, что может привести к уменьшению коэффициента усиления в этой области за счет влияния утечки емкости  $C_c$ .

Подобная схема применяется и в транзисторных каскадах усиления напряжения (рис. 7.14).

Во всех схемах резисторных усилителей коэффициент усиления растет с ростом  $R_n$  (если используется область характеристик лампы, где ее статический коэффициент усиления  $\mu_0$  постоянен). Однако при увеличении  $R_n$  уменьшается значение постоянного напряжения на аноде и происходит не только переход на другую сеточную характеристику (т. е. сказывается динамическая крутизна), но наблюдается и уменьшение самой статической крутизны  $S_0$ , так как наклон сеточной характеристики при снижении  $U_a$  уменьшается. Кроме того, очевидно, что в области с меняющейся  $S_0$  будут возникать нелинейные искажения усиливаемого сигнала.

В связи с этим в триодных схемах обычно выбирают  $R_n \approx (3 \div 4)R_i$ , а в пентодных  $R_n = (0,1 \div 0,2)R_i$ .

Процесс выбора сопротивления нагрузки и режима усилителя напряжения мы рассмотрим позже при изучении методики расчета многокаскадного усилителя мощности.

Резисторные усилители применяются, главным образом, в качестве усилителей напряжения низких частот.

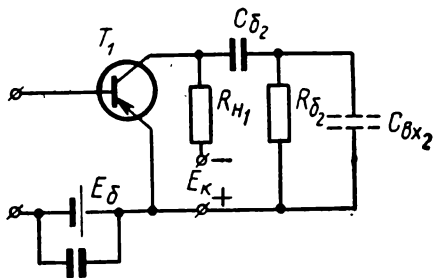


Рис. 7.14.

## § 7.4. Усилители напряжения с реактивной нагрузкой

Основным преимуществом усилителей с реактивной нагрузкой является то обстоятельство, что в этих усилителях отсутствует падение постоянного напряжения на нагрузке. Следовательно, постоянная составляющая анодного напряжения равна э.д.с. источника питания:

$$U_{a0} = E.$$



**Резонансный усилитель.** В резонансном усилителе в качестве нагрузки используются одиночный резонансный контур или связанные контуры (рис. 7.15, а, б, в, г, где показаны реальные и эквивалентные схемы).

Основная задача резонансных усилителей — обеспечение усиления в выбранной полосе частот, обычно в полосе пропускания колебательного контура или связанных контуров.

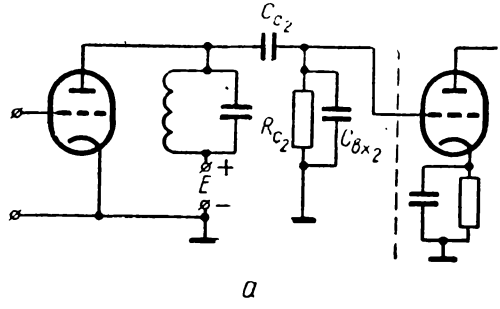
Так как лампы обладают большим внутренним сопротивлением, то в качестве нагрузки в резонансных усилителях применяются параллельные контуры. Для того чтобы в схемах с параллельным контуром обеспечить хорошую фильтрацию, нужно, как это было показано в гл. 3, чтобы сопротивление нагрузки при резонансе  $Z_p$  было много меньше внутреннего сопротивления генератора. Для схем рис. 7.15 это приводит к условию

$$R_i \gg Z_p. \quad (7.21)$$

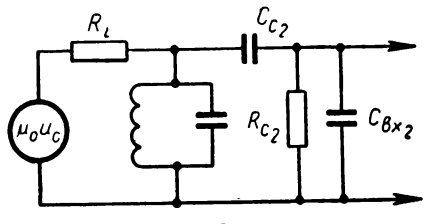
Учитывая, что  $Z_p = 10 \div 100 \text{ ком}$ , необходимо применять лампы с

$$R_i \cong 10^3 \text{ ком} = 1 \text{ Мом.}$$

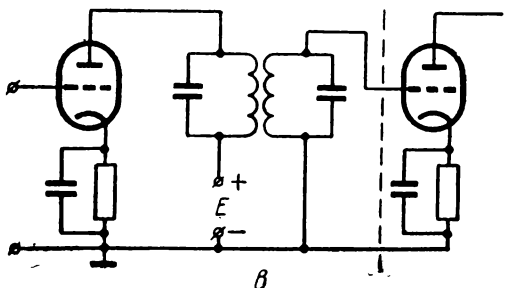
Таким внутренним сопротивлением облада-



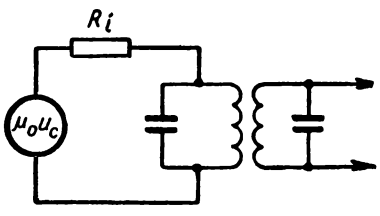
а



б



в



г

Рис. 7.15.

ют пентоды. Поэтому в схемах резонансных усилителей напряжения обычно используют пентоды.

Вычислим  $K_U$  для резонансных усилителей:

$$K_{U_0} = -\mu_0 \frac{Z_p}{R_i + Z_p}. \quad (7.22)$$

Выражение (7.22) при условии (7.21) дает

$$K_{U_0} = -\frac{\mu_0}{R_i} Z_p = S_0 Z_p \exp(j\pi). \quad (7.23)$$

Частотная характеристика усилителя представляет острый пик, тем более узкий, чем выше добротность контура.

Связанные контуры в нагрузке резонансных усилителей применяются в том случае, если необходимо обеспечить П-образную частотную характеристику усилителя. Аналогичным образом строятся резонансные усилители на транзисторах.

Резонансные усилители применяются для усиления напряжения (и мощности) в каскадах высокой (ВЧ) и промежуточной (ПЧ) частоты в радиоприемниках, в каскадах ВЧ передатчиков.

**Усилитель напряжения с трансформаторной нагрузкой.** В усилителях напряжения и мощности (см. ниже) в качестве нагрузки применяются также трансформаторы, вторичные обмотки которых присоединяются или ко входу следующего каскада, или к активной нагрузке.

Преимущества трансформаторной нагрузки таковы: падение постоянного напряжения на нагрузке очень мало; гальваническая связь между каскадами отсутствует, а потому не нужен разделительный конденсатор; выбор надлежащего отношения числа витков первичной  $N_1$  и вторичной  $N_2$  обмоток позволяет увеличить коэффициент усиления схемы.

Действительно, в схеме на рис. 7.16, а трансформатор можно считать ненагруженным, поэтому

$$\frac{U_H}{U_{\text{вых}}} = \frac{N_1}{N_2} = n,$$

где  $n$  — коэффициент трансформации.

Из эквивалентной схемы (рис. 7.16, б), видно что

$$\begin{aligned} U_H &= \frac{\mu_0 U_c \omega L_1}{\sqrt{R_i + (\omega L_1)^2}} = \\ &= \frac{\mu_0 U_c}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_i}{\omega L_1}\right)^2}} \end{aligned}$$

( $L_1$  — индуктивность первичной обмотки).

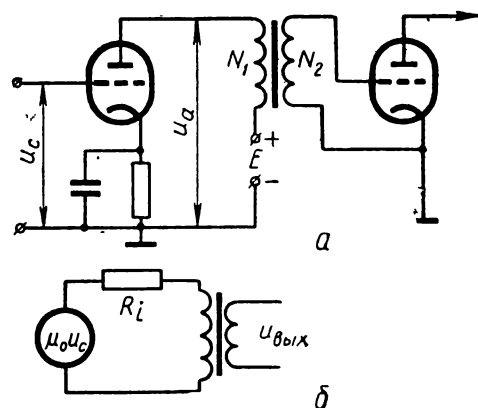


рис. 7.16.

Поэтому модуль коэффициента усиления

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = \sqrt{\frac{\mu_0}{1 + \left(\frac{R_l}{\omega L_1}\right)^2}} \cdot \frac{1}{n}. \quad (7.24)$$

При условии

$$\omega L_1 \gg R_l \quad (7.25)$$

выражение (7.24) упрощается:

$$K = \frac{\mu_0}{n} > \mu_0, \text{ если } n < 1,$$

и в определенной полосе частот  $K$  не зависит от частоты. В области низких частот  $K$  убывает (вследствие заметного падения напряжения на  $R_l$ ); в области высоких частот начинает сказываться влияние входной емкости второй лампы и емкости между витками, поэтому  $K$  сложным образом зависит от частоты, что, конечно, нежелательно.

Поэтому емкость между витками не должна быть большой, и это ограничивает возможности трансформации напряжения; действительно, условие (7.25) требует, чтобы число витков  $N_1$  было не слишком малым, а  $N_2 > N_1$ .

**Трансформаторный усилитель мощности.** Выход усилителя может быть нагружен на некоторое сопротивление, в котором требуется выделить максимум мощности (рис. 7.17).

Для этого нужно, чтобы внутреннее сопротивление источника  $R_l$  равнялось сопротивлению нагрузки  $R_n$ . Так как в большинстве случаев (нагрузка — громкоговоритель) существует сильное неравенство:

$$R_n < R_l,$$

то согласование достигается трансформаторным включением.

Остановимся на этом вопросе подробнее. Пусть в первичной обмотке трансформатора протекает ток  $I_1$ , во вторичной  $I_2$ .

Пусть в цепи вторичной обмотки выделяется средняя мощность

$$P_2 = I_2^2 R_n.$$

Она, конечно, передается из первичной обмотки. Если к.п.д. трансформатора равен  $\eta < 1$ , то в первичную обмотку от генератора поступает мощность

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{I_2^2 R_n}{\eta} = I_1^2 R_1,$$

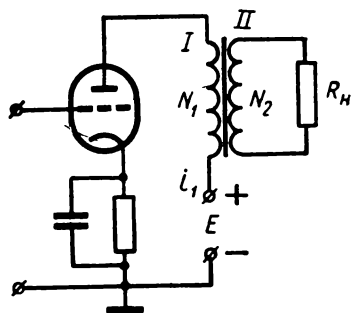


Рис. 7.17.

где  $R_1$  — эквивалентное сопротивление первичной цепи (для генератора). Поэтому

$$R_1 = \frac{R_n}{\eta} \left( \frac{I_2}{I_1} \right)^2 = \frac{R_n}{\eta} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{R_n n^2}{\eta}. \quad (7.26)$$

Изменяя отношение числа витков  $\left( \frac{N_1}{N_2} \right)$ , можно регулировать сопротивление нагрузки, вносимое в анодную цепь усилителя с трансформаторной нагрузкой при фиксированном значении сопротивления нагрузки второго каскада.

Конечно, уменьшение  $\eta$  для повышения  $R_1$  экономически нецелесообразно. На практике в ламповых схемах выбирают

$$R_1 \simeq (0,1 \div 0,2) R_n,$$

чему в случае тетродов или пентодов соответствует сопротивление порядка десятков килоом.

Например, если сопротивление обмотки электродинамического громкоговорителя 10 ом, то для получения (при  $\eta \simeq 1$ ) нагрузки  $R_1 = 15$  ком необходим трансформатор с отношением числа витков

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{1500} \simeq 40.$$

Следует избегать применения трансформаторов с очень большим отношением  $\frac{N_2}{N_1}$ , так как при этом возрастает число витков в анодной обмотке трансформатора, а значит, появляется значительная межвитковая емкость, которая может настроить в резонанс индуктивность этой обмотки в полосе усиливаемых частот. При этом сопротивление нагрузки резко возрастет, что приведет к появлению аномально большого усиления в узкой полосе частот внутри необходимой полосы частот, т. е. к появлению частотных искажений.

В рассмотренной одноламповой схеме усилителя мощности (рис. 7.17) при протекании большой постоянной составляющей анодного тока возникает новый вид нелинейных искажений, связанных с изменением средней магнитной проницаемости сердечника трансформатора за счет насыщения сердечника в сильном постоянном поле, созданном постоянной составляющей анодного тока.

Для борьбы с этим неприятным явлением переходят к усилению в режиме класса В, когда рабочая точка лежит у нижнего изгиба характеристики, а амплитуда переменного напряжения на сетке достаточно велика, чтобы рабочая точка перемещалась по большому прямолинейному участку сеточной характеристики анодного тока (при этом можно пренебречь искривлением характеристики в ее начальной части). Чтобы не возникло нелинейных искажений, применяются двухламповые двухтактные схемы, в которых усиленные сигналы производится каждой лампой в течение одного полупериода усиливаемых колебаний. Схема двухтактного усилителя представлена на рис. 7.18.

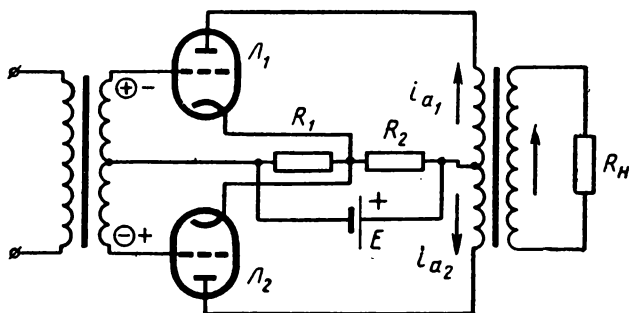


Рис. 7.18.

Для получения режима класса В на сетки ламп подается отрицательное смещение с делителя анодного напряжения  $R_1, R_2$ . В сеточной и анодной цепях имеются трансформаторы со средней точкой; при отсутствии входного сигнала обе лампы заперты и постоянная составляющая анодного тока отсутствует; сердечник анодного трансформатора не намагничен.

Рассмотрим работу этой схемы подробнее с помощью сеточных характеристик (рис. 7.19). При положительном напряжении на

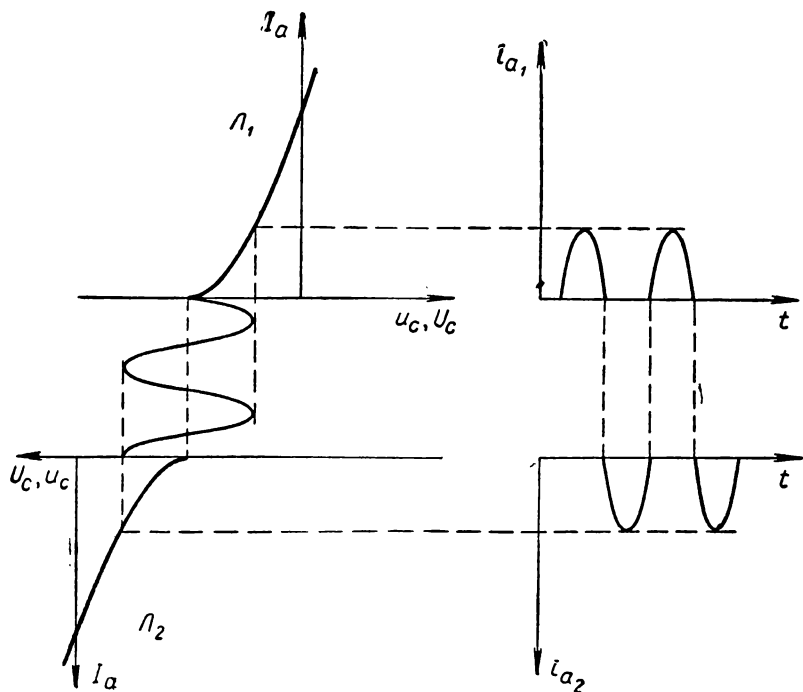


Рис. 7.19.

сетке лампы  $\mathcal{L}_1$  (см. рис. 7.19) лампа открывается, и в анодной цепи протекает в течение полупериода входного сигнала анодный ток  $i_{a_1}$ . При смене фазы этого напряжения открывается лампа  $\mathcal{L}_2$  и в анодной цепи течет ток  $i_{a_2}$ . Эти токи текут по разным половинам первичной обмотки трансформатора Тр-2 и создают в его сердечнике переменный магнитный поток, который наводит во вторичной обмотке переменный ток, питающий нагрузку. Отсутствие постоянной составляющей анодного тока способствует также увеличению к.п.д. усилителей.

### § 7.5. Катодный повторитель. Фазиинверсный каскад

Электронные схемы наряду с задачей усиления можно использовать для трансформации сопротивлений, вращения фазы и т. п.

**Катодный повторитель** (рис. 7.20). В этой схеме анодная нагрузка включается в цепь катода. Напряжение на сетке  $u_c$  определяется разностью входного напряжения ( $u_{вх}$ ) и напряжения на нагрузке  $R_H$  ( $u_{вых}$ ):

$$u_c = u_{вх} - u_{вых}.$$

Напряжение на нагрузке

$$u_{вых} = \frac{\mu_0 R_H}{R_H + R_i} u_c.$$

Исключая  $u_c$ , находим:

$$u_{вых} (R_H + R_i + \mu_0 R_H) = u_{вх} \mu_0 R_H;$$

следовательно, коэффициент передачи:

$$K_U = \frac{U_{m_{вых}}}{U_{m_{вх}}} = \frac{\mu_0 R_H}{R_i + R_H (1 + \mu_0)}. \quad (7.27)$$

При  $\mu_0 \gg 1$  получается

$$K_U \approx 1;$$

поэтому схема и называется *катодным повторителем*: фазы входного и выходного напряжения одинаковы.

Входное сопротивление усилителя определяется сопротивлением  $R_c$  и сопротивлением промежутка сетка — катод. Оно имеет порядок  $10^5 \div 10^8$  ом.

Выходное сопротивление схемы определяется сопротивлением  $R_H$  и может иметь величину  $10^2 \div 10^3$  ом. Таким образом, можно согласовать источник сигнала с большим внутренним сопротивлением  $R_r$  и нагрузку с малым сопротивлением  $R_{вх_2}$ , поместив между ними схему катодного повторителя.

Важно отметить, что входная емкость катодного повторителя, равная  $C_{вх} = C_{ac} + (1 - K)C_{ск}$ , оказывается меньше, чем у усилителей с нагрузкой в цепи анода.

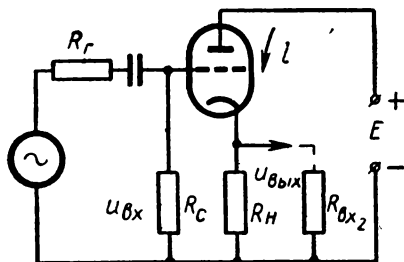


Рис. 7.20.

**Фазоинверсный каскад.** Во многих многокаскадных схемах усилителей возникает необходимость поворота фазы сигнала на  $\pi$ . Это может быть сделано в специальном каскаде усиления с активной нагрузкой в анодной цепи, так как в таких усилителях фазы выходного и входного сигналов различаются на  $\pi$ . Такой каскад называется *фазоинверсным*. В частности, фазоинверсный каскад можно использовать на входе двухтактных усилителей мощности вместо трансформатора.

### § 7.6. Обратная связь в усилителях

Усилители различных типов можно рассматривать как четырехполюсники, имеющие входные и выходные зажимы. Любая система, имеющая входные и выходные зажимы, может быть охвачена обратной связью, т. е. часть выходного сигнала может быть подана снова на вход системы через цепь обратной связи (рис. 7.21).

Пусть  $\dot{K}$  — коэффициент усиления усилителя без учета обратной связи:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{твых}}}{\dot{U}_{\text{твх}}}.$$

Напряжение на входе усилителя с обратной связью  $u_{\text{вх}}$  складывается из напряжения  $e$ , поступающего извне, и напряжения  $u_{\text{ос}}$ , поступающего из цепи обратной связи. Для комплексных амплитуд имеем:

$$\dot{U}_{\text{твх}} = \dot{E}_m + \dot{U}_{\text{тос}}, \quad (7.28)$$

где

$$\dot{U}_{\text{тос}} = \dot{\beta} \dot{U}_{\text{твых}},$$

$\dot{\beta}$  — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Нас интересует связь между  $\dot{U}_{\text{твых}}$  и  $\dot{E}_m$ . Поэтому, исключив величину  $\dot{U}_{\text{твх}}$ , получим:

$$\dot{U}_{\text{твых}} = \dot{K} \dot{E}_m + \dot{K} \dot{\beta} \dot{U}_{\text{твых}}.$$

Отсюда

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{твых}}}{\dot{E}_m} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K} \dot{\beta}}. \quad (7.29)$$

Если  $\dot{K}$  и  $\dot{\beta}$  — действительные числа, то при условии, что они имеют одинаковые знаки, их произведение положительно.

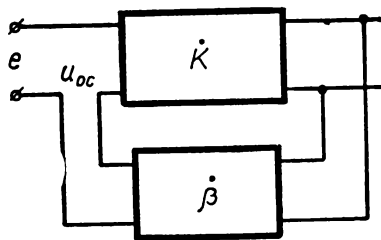


Рис. 7.21.

Поэтому

$$K_{oc} = \frac{K}{1 - K\beta}. \quad (7.30)$$

В этом случае обратная связь называется положительной; ее создание увеличивает коэффициент усиления, так как фазы  $e$  и  $u_{oc}$  совпадают.

Если  $K\beta \rightarrow 1$ , то коэффициент усиления безгранично возрастает.

Это означает, что бесконечно малый сигнал на входе усилителя может вызвать колебания конечной амплитуды на выходе усилителя. Колебания бесконечно малой амплитуды всегда имеются на входе усилителя за счет электрических флуктуаций. Поэтому при  $\beta K \rightarrow 1$  усилитель становится источником колебаний конечной амплитуды даже при отсутствии регулярного сигнала на входе, т. е. усилитель превращается в самовозбуждающийся генератор электрических колебаний. Конечно, при этом он перестает работать как усилитель.

В частности, положительная паразитная обратная связь может возникнуть между каскадами усилителя через источник питания с конечным внутренним сопротивлением (рис. 7.22). Сигнал из точки  $A$  (напряжение между точками  $A$  и  $З$ ) с выхода лампы  $L_2$  поступает на ее вход через точку  $B$  и сопротивление  $R_{H1}$ . Для предотвращения этой связи применяется включение фильтра  $C_{\phi}R_{\phi}$  в анодной цепи первого каскада (показан пунктиром на рис. 7.22). Наведенный сигнал создает напряжение на  $R_{\phi}$ , которое закорачивается на землю через большую емкость  $C_{\phi}$ .

Если же знаки  $K$  и  $\beta$  противоположны, то (7.30) дает:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + |K\beta|} < K. \quad (7.31)$$

В этом случае обратная связь называется отрицательной — она уменьшает коэффициент передачи.

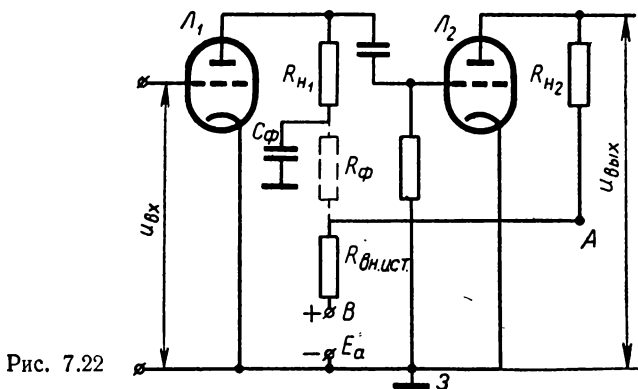


Рис. 7.22



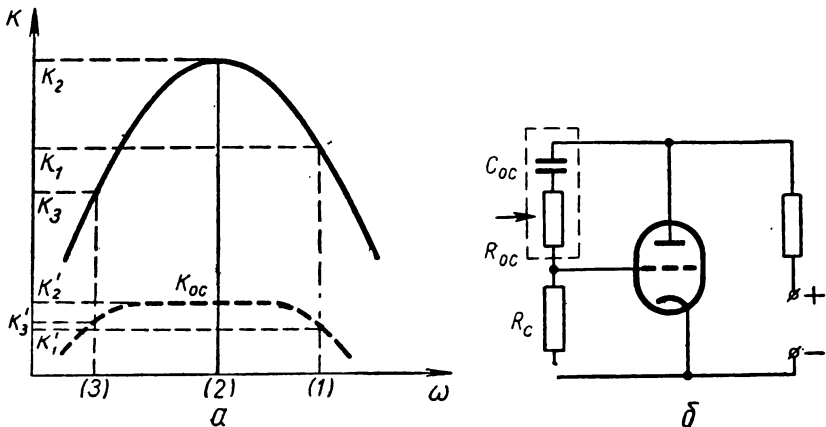


Рис. 7.23.

Это может показаться вредным. Но в действительности отрицательная обратная связь в усилителях бывает полезна: во-первых, она предохраняет усилитель от самовозбуждения, во-вторых, она позволяет сделать частотную характеристику более гладкой.

Пусть, например, коэффициенты передачи (рис. 7.23, а) на трех частотах равны соответственно:

$$K_1 = 15, K_2 = 30, K_3 = 10.$$

При введении обратной связи с коэффициентом  $\beta = -0,2$  получаются новые значения коэффициентов передачи:

$$K'_1 = 3,3; K'_2 = 4,3; K'_3 = 3,7.$$

Введение обратной связи сгладило характеристику (она показана на рис. 7.23, а пунктиром), но этого удалось достичь за счет общего уменьшения коэффициента усиления.

В усилителях напряжения широко применяется простая схема отрицательной обратной связи (рис. 7.23, б), когда часть напряжения с анода подается на сетку через цепочку  $R_{oc}C_{oc}$  (емкость применена только для предотвращения попадания постоянного напряжения с анода на сетку).

Обычно выбирают  $\frac{1}{\omega C_{oc}} \ll R_{oc}$  и пренебрегают падением переменного напряжения на этой емкости. Так как напряжение на аноде находится в противофазе с напряжением на сетке, то

$$K < 0.$$

Напряжение обратной связи снимается с сопротивления  $R_c$  — части делителя  $R_{oc}, R_c$ , поэтому получается  $\beta > 0$ , и связь оказывается отрицательной. Выбирая значение  $R_{oc}$ , можно подобрать нужную степень сглаживания частотной характеристики усилителя.

## § 7.7. Специфические особенности схем транзисторных усилителей

Мы уже отмечали, что возможны различные схемы включения транзисторов — с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК). В отличие от ламповых схем, где чаще всего применяются схемы с общим катодом, в транзисторных схемах встречаются все три случая, хотя, пожалуй, наиболее употребительной является схема ОЭ. Поэтому ниже мы даем таблицу сводных параметров транзисторов во всех трех схемах.

В транзисторных усилителях, как и в ламповых схемах, применяется питание от общего источника. Подача напряжений на электроды осуществляется через делители напряжения.

На рис. 7.24, а, б, в приведены две часто применяемые схемы питания (для схем ОЭ). Для схемы рис. 7.24, а параметры таковы:

$$R_2 = \frac{U_{бэ}}{I_d}, \quad R_1 = \frac{E - U_{бэ}}{I_d + I_{бср}}.$$

Таблица 4.

	Схемы включения транзисторов		
	ОЭ	ОБ	ОК
Входное сопротивление $R_{вх}$	$\Delta U_6 / \Delta I_6$ 200—2000 <i>ком.</i>	$\Delta U_9 / \Delta I_9$ 30—1500 <i>ом</i>	$\Delta U_6 / \Delta I_6$ 0,2—1 <i>Мом</i>
Выходное сопротивление $R_{вых}$	$\Delta U_к / \Delta I_к$ 10—100 <i>ком</i>	$\Delta U_к / \Delta I_к$ 0,5—2 <i>Мом</i>	$\Delta U_9 / \Delta I_9$ 50—500 <i>ом</i>
Усиление по току	$\beta = \Delta I_к / \Delta I_6$ 20—200	$\alpha = \Delta I_к / \Delta I_9$ Меньше 1	$\gamma = \Delta I_9 / \Delta I_6$ 20—200
Усиление по напряжению	100—1000	200—5000	Около единицы
Усиление по мощности	1000—7000	100—700	10—50
Изменение фазы напряжения при усилении	180°	Нет	Нет
Области применения	Универсальные усилители и фазоинверторы	Высокие частоты. При работе на высокоомную нагрузку	Работа на низкоомную нагрузку или с высокоомным генератором

$$I_d = \frac{E}{R_1 + R_2}.$$

Обычно выбирают

$$I_d \approx (1 \div 5) I_{6\text{cp}},$$

где  $I_{6\text{cp}}$  — средний ток базы.

На схеме рис. 7.24, б — схеме смещения фиксированным током базы — сопротивление  $R_1$  выбирается так, чтобы обеспечить фиксированный ток базы:

$$R_1 = \frac{E_k - U_{63}}{I_{60}}.$$

(Здесь  $U_{63}$  — падение напряжения между базой и эмиттером в рабочей точке.)

В отличие от ламп параметры полупроводниковых приборов сильно зависят от температуры. Для уменьшения влияния температуры применяются схемы, изменяющие питающее напряжение при изменении температуры. Так, для поддержания тока покоя постоянным в качестве сопротивления  $R_2$  (рис. 7.24, а) можно взять полупроводниковый терморезистор, сопротивление которого убывает с ростом температуры, что автоматически поддерживает постоянство режима базы.

Все схемы, обеспечивающие температурную стабилизацию, относятся к цепям с отрицательной обратной связью по току. В частности, стабилизация может быть получена при включении в цепь эмиттера цепочки автоматического смещения (рис. 7.24, в, первый каскад).

При повышении температуры увеличивается ток  $I_{\text{ко}}$  между коллектором и базой. Это связано с тепловой генерацией основных носителей, что приводит к возрастанию обратного тока запертого перехода база — коллектор. Увеличение тока  $I_{\text{ко}}$  сдвигает рабочую точку транзистора на характеристиках ( $I_k U_k$ ). При включении цепочки  $R_3 C_2$  рост  $I_k$  приводит к увеличению падения напряжения на  $R_3$ , т. е. к увеличению отрицательного смещения на базе, что в свою очередь уменьшает ток в цепи коллектора.

Емкость  $C_2$  включена здесь для пропускания переменных составляющих тока, подобно тому как это делалось в ламповых схемах.

Другая схема температурной стабилизации представляет видоизменение схемы рис. 7.24, б, когда сопротивление  $R_5$ , служащее для подачи смещения на базу из цепи питания коллектора, служит также для передачи на базу сигнала отрицательной обратной связи (рис. 7.24, в, второй каскад). Действие этого сопротивления ана-

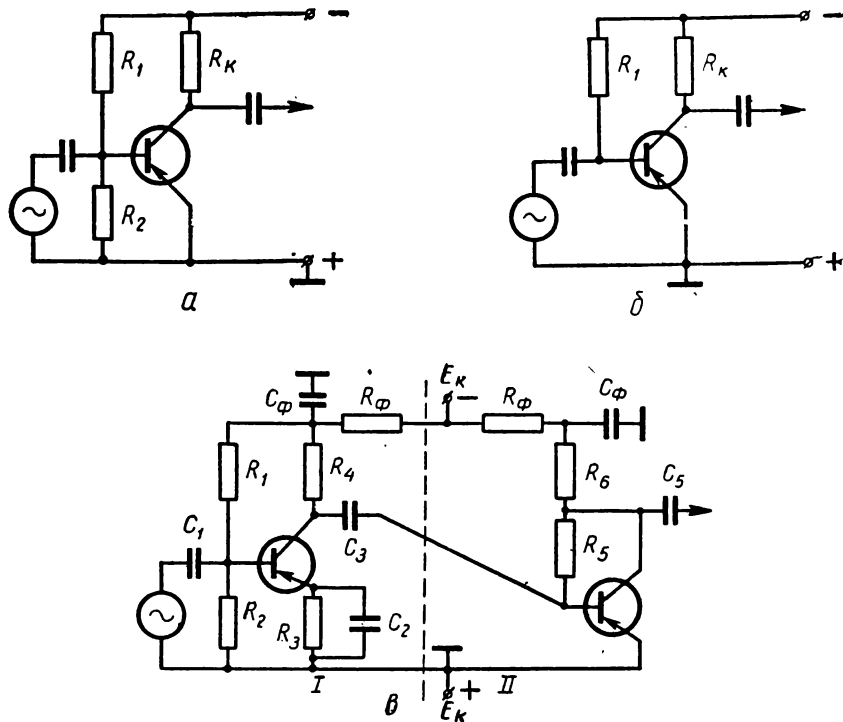


Рис. 7.24.

логично действию сопротивления между сеткой и анодом, создающего отрицательную обратную связь в ламповых усилительных схемах.

Действительно, рост тока, обусловленный увеличением температуры, приводит к росту напряжения на сопротивлении  $R_6$  в цепи коллектора (рис. 7.24, в); это влечет за собой уменьшение напряжения на  $R_5$ , ток смещения базы падает, что в свою очередь уменьшает рост тока коллектора  $I_k$ .

Термостабилизация достигается также за счет действия межкаскадных развязывающих фильтров  $R_\phi C_\phi$ . При падении напряжения на  $R_\phi$ , вызванном ростом  $I_k$ , уменьшается ток смещения базы.

Помимо значительной температурной зависимости параметров и сильной связи между базой и коллектором (намного большей, чем связь между сеткой и анодом в ламповых схемах), транзисторы обладают также весьма значительными междуэлектродными емкостями; учет их при расчете схем обязателен.

Все эти факторы значительно усложняют методику расчета транзисторных схем. Поэтому в любительской практике целесооб-

разно использовать рекомендованные, проверенные схемы, публикуемые в популярной литературе, журнале «Радио» и др.<sup>1</sup>

В последнее время созданы транзисторы с полевым управлением (канальные транзисторы), в которых межэлектродная связь уменьшена, а входное сопротивление увеличено. Это облегчает разработку радиосхем.

### § 7.8. Пример расчета многокаскадного усилителя низкой частоты

В практике учителя средней школы и в радиолюбительской практике иногда возникает необходимость расчета простой схемы лампового усилителя низкой частоты.

Рассмотрим методику расчета такого усилителя на конкретном примере. Пусть требуется построить усилитель мощностью  $P_n = 2 \text{ вт}$ . Он должен обеспечить усиление сигнала с выхода звукоусилителя ( $U_{mзв} = 0,003 \text{ в}$ ) в полосе частот 50—8000 гц.

В качестве нагрузки усилителя используем динамический громкоговоритель с  $R_{гг} = 4 \text{ ом}$  (рис. 7.25). Остановимся на простейшей схеме с однотактным усилителем мощности. Для обеспечения  $P_n = 2 \text{ вт}$  возьмем лампу с  $P_{рас} = 2P_n = 4 \text{ вт}$ .

По справочнику<sup>2</sup> находим, что подходит лампа 6ПЗС (рис. 7.26). Пользуясь семейством ее анодных характеристик, определим наклон нагрузочной характеристики при  $U_a = E = 200 \text{ в}$  (стандартное напряжение школьного выпрямителя), обеспечивающий заданную  $P_n$  при малых нелинейных искажениях (см. § 7.2).

Если в качестве рабочей точки выбрать точку пересечения прямой  $U_a = 200 \text{ в}$  с анодной характеристикой при  $U_{со} = -10 \text{ в}$  и обеспечить на сетке амплитуду входного сигнала  $U_{mвх} = 7,5 \text{ в}$ , то на выходе может быть получена требуемая мощность:

$$P_{\sim} = \frac{\eta (I_{a \text{ макс}} - I_{a \text{ мин}}) (U_{a \text{ макс}} - U_{a \text{ мин}})}{8} = \frac{0,75 \cdot 85 \cdot 280}{8 \cdot 10^3} = 2,22 \text{ вт}$$

(при к. п. д. трансформатора  $\eta = 0,75$ ). При этом

$$I_{ма} = \frac{1}{2} (I_{a \text{ макс}} - I_{a \text{ мин}}) = \frac{1}{2} \cdot 85 = 42,5 \text{ ма};$$

$$U_{ма} = \frac{1}{2} (U_{a \text{ макс}} - U_{a \text{ мин}}) = \frac{1}{2} \cdot 280 = 140 \text{ в}.$$

<sup>1</sup> Лицам, интересующимся методикой расчета полупроводниковых схем, можно рекомендовать книги:

А. В. Цыкин. Проектирование транзисторных усилителей. М., «Связь», 1965.

Серия «Радиоэлектронные схемы на полупроводниковых приборах». М., «Советское радио», 1968.

<sup>2</sup> А. М. Бройде, Ф. А. Тарасов. Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам. М., ГЭИ, 1960.

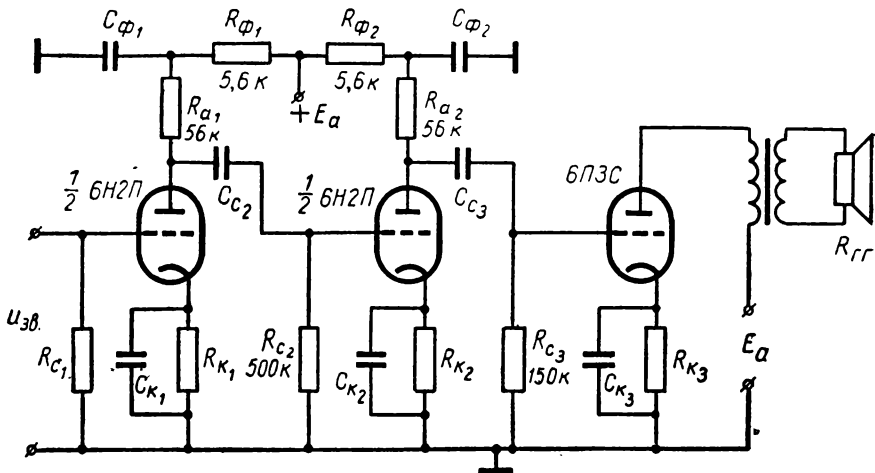


Рис. 7.25.

Следовательно,

$$R_{H\sim} \approx \frac{U_{ma}}{I_{ma}} = \frac{140 \cdot 10^3}{42,5} = 3,3 \text{ ком.}$$

Требуемый коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{\eta R_{H\sim}}{R_{ГГ}}} = \sqrt{\frac{0,75 \cdot 3300}{4}} \approx 25.$$

Сопротивление в цепи автосмещения

$$R_{k3} = \frac{U_{co}}{I_{a0} + I_{90}} = \frac{10 \cdot 10^3}{95 + 5} = 100 \text{ ом};$$

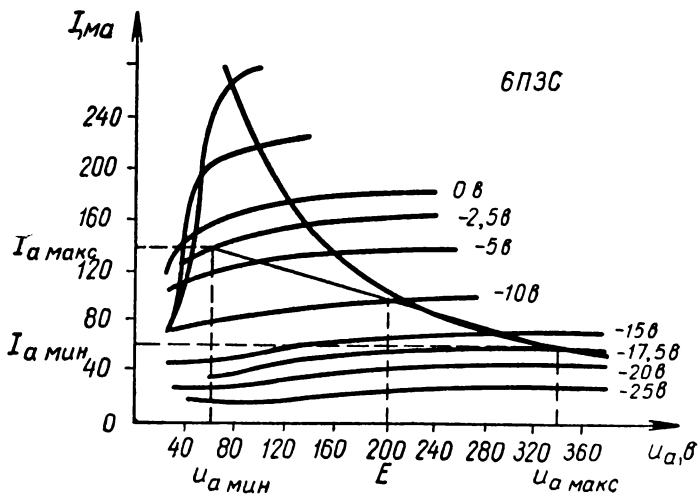


Рис. 7.26.

шунтирующая емкость

$$C_{кз} = \frac{25 \cdot 10^2}{50 \cdot 0,1} = 50 \text{ мкф}.$$

Найдем требуемое усиление усилителя напряжения, предшествующего усилителю мощности:

$$K_U = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{mзв}} = \frac{76}{0,003} = 2340.$$

Такое усиление можно обеспечить двумя каскадами на триодах. В качестве лампы усилителя напряжения выбираем двойной триод 6Н2П с  $R_l = 49 \text{ ком}$  и  $\mu_0 = 97$  (рис. 7.27). Выберем  $R_{a_1} = 56 \text{ ком}$ , т. е. одного порядка с  $R_l$ . При максимально возможном для лампы 6Н2П  $R_{c_2} = 500 \text{ ком}$  получим

$$R_{a_1'} = \frac{R_{a_1} \cdot R_{c_2}}{R_{a_1} + R_{c_2}} = 50 \text{ ком}.$$

Выбираем  $R_{\phi_1} = 0,1 R_{a_1} = 5,6 \text{ ком}$ .

Находим  $R_a = 56 + 5,6 \approx 62 \text{ ком}$ ,

$$I_a' = \frac{200}{62} = 3,24 \text{ ма}.$$

Через точки  $I_a' = 3,24 \text{ ма}$  и  $U_a = 200 \text{ в}$  проводим нагрузочную прямую. Отрицательное смещение на сетке должно быть не менее

$$U_{c01} = U_{mзв} + 0,7 \text{ в} = 0,003 + 0,7 \approx 0,7 \text{ в}.$$

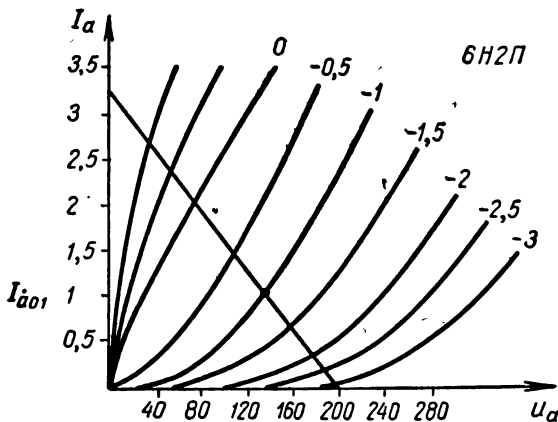


Рис. 7.27.

Для удобства пользования семейством характеристик выберем  $U_{c01} = -1$  в.

В рабочей точке, получившейся на пересечении нагрузочной прямой и анодной характеристики при  $U_{c01} = -1$  в, анодный ток

$$I_{a01} = 1 \text{ ма.}$$

Измеренные по характеристикам параметры  $R'_i$  и  $\mu'_0$  в рабочей точке оказались следующими:

$$\begin{aligned} R'_i &= 62 \text{ ком,} \\ \mu'_0 &= 104 \end{aligned}$$

и коэффициент усиления каскада

$$K_1 = \frac{\mu'_0 R_{a19}}{R'_i + R_{a19}} = 104 \frac{50}{49 + 50} = 52,5.$$

Следующий каскад построим на второй половине 6Н2П, сохранив прежний режим, так как  $U_{вх_2} = 0,003 \cdot 52,5 = 0,16$  в не выводит напряжение управляющей сетки из области допустимых смещений.

Коэффициент усиления второго каскада окажется несколько ниже, так как сопротивление утечки лампы 6ПЗ  $R_{c_3}$  не может быть взято более 150 ком. Это приводит к тому, что

$$R_{a29} = 40,7 \text{ ком и } K_2 = 47.$$

Общий коэффициент усиления двух каскадов

$$K = K_1 \cdot K_2 = 52,5 \cdot 47 = 2470.$$

Катодные сопротивления для цепей сеточного смещения

$$R_{k_1} = R_{k_2} = \frac{U_{c0}}{I_{a0}} = \frac{1 \text{ в}}{1 \text{ ма}} = 1 \text{ ком};$$

емкости конденсаторов:

$$C_{k1,2} = \frac{2 \cdot 10^8}{f_H R_K} = \frac{2 \cdot 10^8}{50 \cdot 1} = 40 \text{ мкф},$$

$$C_{\phi 1,2} = \frac{2 \cdot 10^2}{f_H R_{\phi 1,2}} = 0,715 \text{ мкф},$$

$$C_{c_2} = \frac{159}{f_H R_{c_2}} = \frac{159}{50 \cdot 500} = 0,00637 \text{ мкф} = 6370 \text{ пф},$$

$$C_{c_3} = \frac{159}{f_H R_{c_3}} = \frac{159}{50 \cdot 500} = 0,021 \text{ мкф}.$$



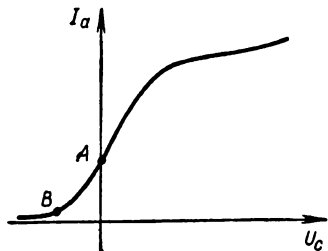


Рис. 7.28.

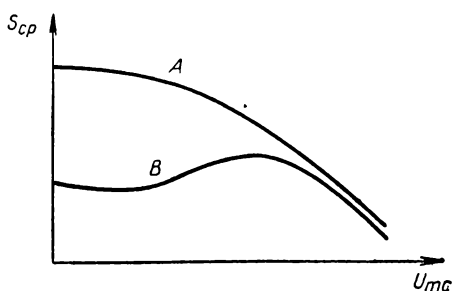


Рис. 7.29.

### § 7.9. Амплитудные характеристики усилителей

Из сказанного выше ясно, что только при малых амплитудах переменного напряжения на сетке лампы или базе транзистора можно считать постоянной крутизну статической характеристики  $S_0$ .

Если напряжение на сетке становится достаточно большим, то нужно воспользоваться аналитическим представлением вольт-амперной характеристики (рис. 7.28), например,

$$I_a = I_{a0} + S_0 U_c + \delta U_c^3 + \gamma U_c^5. \quad (7.32)$$

Если считать  $u_c = U_{mc} \cos \omega t$ , то, подставляя это значение в (7.32) и выделяя члены частоты  $\omega$ , найдем для амплитуды тока:

$$I_{ma}(\omega) = S_0 U_{mc} + \frac{3}{4} \delta U_{mc}^3 + \frac{10}{16} \gamma U_{mc}^5. \quad (7.33)$$

Деля (7.33) на  $U_{mc}$ , получим выражение для так называемой средней крутизны:

$$S_{cp}(\omega) = \frac{I_{ma}(\omega)}{U_{mc}(\omega)} = S_0 + \frac{3}{4} \delta U_{mc}^2 + \frac{10}{16} \gamma U_{mc}^4. \quad (7.34)$$

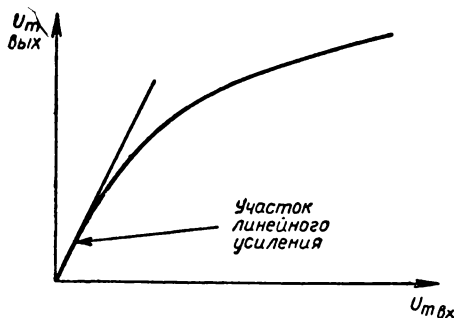


Рис. 7.30.

В зависимости от знаков коэффициентов  $\delta$  и  $\gamma$  графики зависимостей  $S_{cp}$  от  $U_{mc}$  могут быть разными. Однако очевидно, что во всех случаях при очень больших амплитудах  $S_{cp}$  должно убывать, так как напряжение на сетке будет заходить в области, где практически нет роста анодного тока (область больших отрицательных

напряжений — нулевые токи, область больших положительных напряжений — насыщение анодной вольт-амперной характеристики за счет утечки тока катода на сетку).

При выборе рабочей точки на участке вблизи точки  $A$  оба коэффициента отрицательны:  $\delta < 0$ ,  $\gamma < 0$  и с ростом амплитуды средняя крутизна убывает (рис. 7.29, кривая  $A$ ). При выборе рабочей точки в отрицательной области (вблизи точки  $B$ ) получается  $\delta > 0$ ,  $\gamma < 0$ . Поэтому при малых амплитудах  $U_{ск}$  крутизна растет, а затем начинает убывать (рис. 7.29, кривая  $B$ ).

Амплитудная характеристика усилителя, т. е. зависимость амплитуды напряжения на выходе усилителя от амплитуды напряжения на входе, перестает быть линейной, как только  $K_U$  начинает зависеть от амплитуды напряжения на сетке (рис. 7.30). Нарушение линейности амплитудной характеристики при больших  $U_{мс}$  называют насыщением усилителя.

Явление насыщения усилителей определяет амплитуду колебаний в генераторах, построенных на усилителях, охваченных положительной обратной связью (гл. 8).

## ГЕНЕРАТОРЫ НЕЗАТУХАЮЩИХ КОЛЕБАНИЙ

## § 8.1. Введение

До сих пор мы изучали различные явления как в линейных, так и в нелинейных электрических системах; на эти системы подавались периодические сигналы, созданные вне систем.

Рассмотрим теперь методы генерирования гармонических электромагнитных колебаний, возникающих в самих радиоустройствах (генераторах) за счет энергии источника постоянного тока, включенного в генератор.

Незатухающие колебания могут существовать в системе, где отсутствуют потери электрической энергии.

Так как в природе нет систем без потерь, то для существования незатухающих колебаний нужно компенсировать потери в активном сопротивлении. Таким образом блок-схему системы можно себе представить следующим образом (рис. 8.1, а).

Источник энергии поставляет энергию в систему ( $P_{\text{ист}}$ ); в системе происходят потери: энергия системы уменьшается из-за расхода мощности на нагрев проводов колебательной системы (а также на излучение).

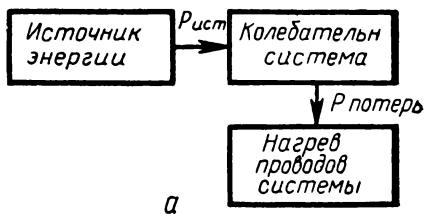
Если подаваемая мощность пропорциональна, как и мощность потерь, квадрату амплитуды тока в активном сопротивлении, то в системе не могут существовать колебания с постоянной амплитудой тока. Из сравнения графиков зависимостей  $P_{\text{пот}}(I^2)$ ,  $P'_{\text{ист}}(I^2)$ ,  $P''_{\text{ист}}(I^2)$  (рис. 8.1, б) видно, что график  $P'_{\text{ист}}(I^2)$  может идти выше  $P_{\text{пот}}(I^2)$ ; тогда подача энергии превышает потери, и амплитуда колебаний будет нарастать безгранично; если же график  $P'_{\text{ист}}(I^2)$  идет ниже  $P_{\text{пот}}(I^2)$ , то потери превышают поступление энергии, и амплитуда колебаний будет убывать.

Наконец, если бы оказалось  $P_{\text{пот}} = P_{\text{ист}}$ , то обе прямые совпали бы во всех точках, и состояние системы было неустойчивым, так как при случайном изменении режима системы она не вернулась бы в исходное положение. Кроме того, при случайном росте  $P_{\text{ист}}$  не было бы причин для его остановки, что, конечно, физически невозможно, так как мощность всякого источника ограничена.

. Но совершенно иное происходит, если система характеризуется нелинейной зависимостью мощности источника от квадрата амплитуды тока в системе. Возможные нелинейные зависимости представлены на рис. 8.2 кривыми  $P'_{ист}$  и  $P''_{ист}$ ; для обеих кривых характерно явление насыщения: с ростом тока рост мощности замедляется.

Рассмотрим первый случай. Здесь имеется одна точка пересечения графика  $P'_{ист}(I^2)$  и  $P'_{пот}(I^2)$  — точка  $A$ . В этой точке  $P_{пот}(I^2) = P'_{ист}(I^2)$ , т. е. потери компенсируются поступлением энергии от источника. Если в системе произойдет отклонение в сторону больших амплитуд, то потери будут превышать поступление энергии и, следовательно, амплитуда колебаний уменьшится. Если же произойдет отклонение в сторону меньших амплитуд, то поступающая энергия превысит потери, и, следовательно, амплитуда колебаний будет нарастать.

Это означает, что при отклонении системы от состояния, изображаемого точкой  $A$ , она будет возвращаться к этому состоянию; точка  $A$  является точкой устойчивого равновесия, а амплитуда устойчивых колебаний тока при этом равна  $I_A$ . Аналогичным путем можно доказать, что для кривой  $P''_{ист}(I^2)$  пересечению ее с кривой  $P_{пот}(I^2)$



а

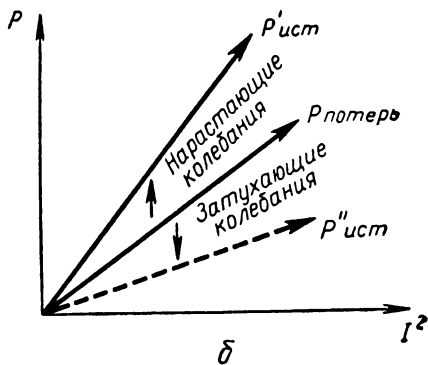


Рис. 8.1.

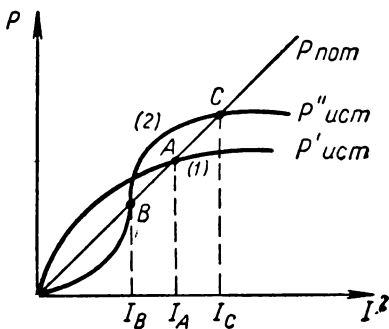


Рис. 8.2

в точке  $C$  соответствует устойчивое состояние, а в точке  $B$  — неустойчивое.

Важно отметить и следующее. Если источник имеет характеристику  $P'$  (рис. 8.2), то при его включении колебания начинают нарастать от нуля, так как на начальном участке (при малых  $I^2$ )  $P'_{\text{ист}} > P_{\text{пот}}$ , т. е. колебания возбуждаются самостоятельно. Если же в системе реализуется зависимость  $P''(I^2)$ , то, очевидно, колебания в системе не могут появиться при малых  $I^2$ , так как при этом  $P_{\text{пот}} > P'_{\text{ист}}$ . Для возбуждения колебаний системе нужен толчок, который обеспечит перевод системы в состояние с  $I^2 > I_B^2$ , когда  $P_{\text{ист}} > P_{\text{пот}}$ .

Первый режим носит название *мягкого режима возбуждения*, второй — *жесткого*.

### § 8.2. Резонансные усилители с положительной обратной связью как автоколебательные системы

Генераторы незатухающих колебаний можно построить, используя усилители, преобразующие энергию постоянного тока в энергию переменного тока.

При рассмотрении обратной связи в усилителях было установлено, что увеличение положительной обратной связи приводит к росту коэффициента усиления, т. е. одно и то же выходное напряжение (или ток) может быть получено при все меньших значениях входного сигнала усилителя. Напишем выражение для коэффициента усиления усилителя с обратной связью (см. гл. 7):

$$\dot{K}_{\text{oc}} = \frac{\dot{K}(\omega)}{1 - \beta(\omega) \dot{K}(\omega)}, \quad (8.1)$$

где  $\dot{K}(\omega)$  — коэффициент усиления усилителя без обратной связи,  $\beta(\omega)$  — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Если на некоторой частоте  $\beta(\omega) \cdot \dot{K}(\omega)$  — действительное положительное число, то при стремлении  $\beta K \rightarrow 1$  будет происходить неограниченное увеличение  $K_{\text{oc}}$ . Это означает, что при конечной амплитуде сигнала на входе будет наблюдаться бесконечно большая амплитуда колебаний на выходе. В действительности этого не произойдет, так как сам коэффициент усиления усилителя зависит от амплитуды колебаний. Действительно, например, для резонансного усилителя

$$\dot{K}(\omega) = -S_{\text{cp}} \dot{Z}(\omega),$$

где

$$S_{\text{cp}} = \frac{I_{\text{ma1}}(\omega)}{U_{\text{mc}}(\omega)} -$$

средняя крутизна характеристики ламп (или транзистора),  $I_{\text{ma1}}$  — амплитуда первой гармоники анодного тока или коллекторного то-

ка транзистора,  $U_{mc}$  — амплитуда напряжения частоты  $\omega$  на сетке лампы (или базе транзистора),  $Z(\omega)$  — импеданс нагрузки.

Графики возможных зависимостей модуля  $K(\omega)$  и  $S_{cp}$  от амплитуды  $U_{mc}(\omega)$  приведены ниже на рис. 8.6 и рис. 8.7.

Таким образом, для усилителя с обратной связью равенство

$$K[\omega, U_{mc}(\omega)] \beta(\omega) = 1, \quad (8.2)$$

выполняемое на соответствующей частоте при некоторой амплитуде, определяет амплитуду незатухающих колебаний, возникающих в усилителе, превращающемся в этом случае в генератор незатухающих колебаний.

Рассмотрим подробнее физический смысл уравнения (8.1). Для этого обратимся к рис. 8.3, на котором представлена схема усилителя с обратной связью. Любое слабое возмущение на входе этой схемы начнет циркулировать по кольцу. При движении сигнала по кольцу его амплитуда увеличивается в усилителе и убывает в цепи обратной связи, построенной из пассивных (т. е. поглощающих энергию) элементов.

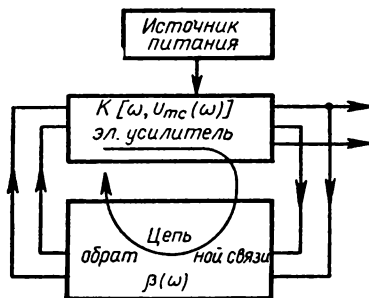


Рис. 8.3.

Если коэффициент передачи при этом движении по кольцу по модулю больше единицы, то, очевидно, колебания будут нарастать, а если меньше единицы — будут убывать.

При этом при многократном движении сигнала по кольцу будет наблюдаться интерференция его различных частей за счет наложения их друг на друга.

Для того чтобы при такой многократной интерференции в кольце существовали незатухающие колебания, на вход системы должен поступать из цепи обратной связи сигнал, амплитуда и фаза которого совпадали бы с амплитудой и фазой сигнала на входе, вызвавшего распространение колебаний по кольцу обратной связи. Это может иметь место только в том случае, когда коэффициент передачи по разомкнутому кольцу в виде последовательного соединения «усилитель + система обратной связи» (рис. 8.4) равняется единице:

$$\begin{aligned} K_{\text{кос}} &= K[\omega, U_{mc}(\omega)] \cdot \beta(\omega) = \\ &= K[\omega, U_{mc}(\omega)] \beta(\omega) \exp[j\varphi_K(\omega)] \exp[j\varphi_\beta(\omega)] = 1. \end{aligned} \quad (8.3)$$

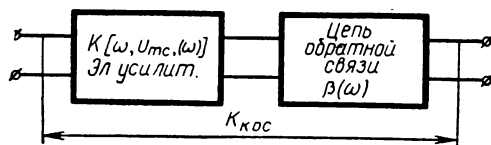


Рис. 8.4.

Это уравнение распадается на два:

а) для модулей (называется условием баланса амплитуд)

$$K[\omega, \vartheta_{mc}(\omega)] \beta(\omega) = 1, \quad (8.4)$$

б) для аргументов (называется условием баланса фаз)

$$\varphi_k(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi l. \quad (8.5)$$

Равенство (8.5) означает, что на входе системы будут интерферировать в фазе два колебания — начальное и пришедшее из цепи обратной связи. Весь процесс интерференции можно представить как движение по кольцу обратной связи синусоидального сигнала (рис. 8.5), нарастающего в усилителе и убывающего в цепи обратной связи. При этом в условиях (8.3) убыль компенсируется возрастанием амплитуды вдоль кольца, а замкнутость синусоиды соответствует синфазному сложению колебаний на входе системы. Условия (8.4) и (8.5) являются условиями существования стационарных колебаний в кольце обратной связи<sup>1</sup>.

Уравнения (8.4) и (8.5) содержат две неизвестные величины —  $U_{mc}(\omega)$  и  $\omega$ , следовательно, они позволяют определить амплитуду и частоту стационарных колебаний в автогенераторе. Решение уравнения (8.4) легко найти графически, если нанести на графике  $K[U_{mc}(\omega)]$  зависимость  $\frac{1}{\beta(\omega)}$ , т. е. прямую, параллельную оси абс-

цисс. Тогда пересечение этой прямой с графиком  $K[U_{mc}(\omega)] = \frac{1}{\beta(\omega)}$  даст значение амплитуды стационарных колебаний.

При этом могут встретиться два типа точек пересечения в соответствии с двумя возможными видами зависимостей  $K(U_{mc})$  (рис. 8.6 и 8.7). Во-первых, пересечение типа точек А или С. В этих случаях при отклонении влево от точки А или С  $K\beta > 1$ , и колебания в

кольце должны нарастать, т. е. амплитуда  $U_{mc}$  снова будет подтягиваться к значению  $U_{mcA}$  или  $U_{mcC}$ .

При отклонении вправо, т. е. при случайном увеличении амплитуды,  $U_{mc} > U_{mcC}$  или  $U_{mc} > U_{mcA}$ ,  $K\beta < 1$ , и амплитуда колебаний

<sup>1</sup> Можно заметить, что условия существования стационарных колебаний в кольце обратной связи совпадают с условиями существования стационарных орбит в атоме, вдоль которых должно укладываться целое число волн де Бройля,

$$\lambda = \frac{h}{mv},$$

где  $h$  — постоянная Планка,  $m$ ,  $v$  — соответственно масса и скорость электрона на орбите.

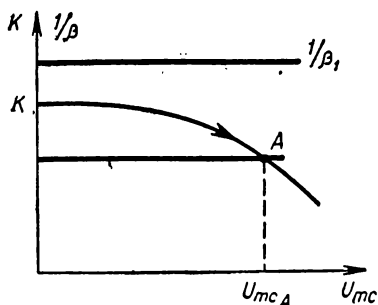


Рис. 8.6.

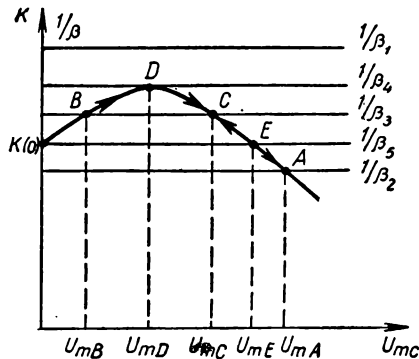


Рис. 8.7.

в кольце будет убывать, а значит, снова стремиться к значениям  $U_{mc}$  или  $U_{mcA}$ ; таким образом, значения  $U_{mcA}$  или  $U_{mcC}$  определяют амплитуду устойчивых колебаний.

При пересечении типа точки  $B$  колебания неустойчивы, так как отклонение влево от точки  $B$  приводит к убыванию амплитуды колебаний, а вправо — к их возрастанию, т. е. к дальнейшему отклонению амплитуды  $U_{mc}$  от  $U_{mB}$ .

Если обратная связь  $\beta < \frac{1}{K}$ , то ни при каких условиях колебания в системе самопроизвольно возникнуть не могут. Для того чтобы они возникли самопроизвольно, необходимо, чтобы при  $U_{mc} \approx 0$  было

$$K(0)\beta > 1.$$

Из вида графиков на рис. 8.6 и 8.7 можно заключить, что для этого необходимо, чтобы прямая  $\frac{1}{\beta}$  проходила ниже ординаты точки  $K(0)$ .

Если обратная связь равна  $\beta_3$  и режим усилителя соответствует зависимости  $K(U_{mc})$ , приведенной на рис. 8.7<sup>1</sup>, то возможна ситуация с двумя пересечениями типа  $B$  и  $C$ . В этом случае при малых амплитудах  $K\beta < 1$  и колебания в системе возникнуть не могут.

Для их возникновения необходимо, чтобы амплитуда  $U_{mc}$  превысила значение  $U_{mcB}$ , т. е. нужен внешний толчок, способный перевести систему в состояние с  $U_{mc} > U_{mcB}$ . Тогда уже самостоя-

<sup>1</sup> Как показано в гл. 7, этот режим реализуется при значительном отрицательном смещении на сетке лампы.



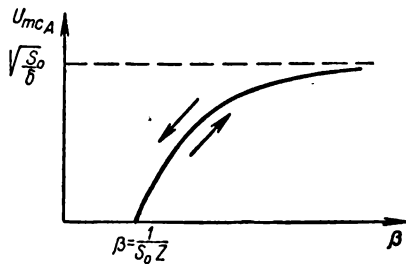


Рис. 8.8.

тельно система перейдет в режим  $U_{mc} = U_{mcB}$ , так как на участке между точками  $B$  и  $C$

$$K\beta > 1.$$

Пользуясь уравнениями (7.34), можно определить значение стационарной амплитуды; действительно, тогда выражение (8.4) для резонансного усилителя ( $S_{cp}Z$ )  $\beta = 1$  принимает вид:

$$[Z(\omega)S_0 + \delta_1 Z(\omega)U_{mc}^2 + \gamma_1 Z(\omega)U_{mc}^4] \cdot \beta = 1; \quad \delta_1 = \frac{3}{4}\delta; \quad \gamma_1 = \frac{10}{16}\gamma. \quad (8.6)$$

Пусть  $\gamma_1 = 0$ . В этом случае

$$ZS_0\beta + \delta_1 Z\beta U_{mc}^2 = 1. \quad (8.7)$$

Если  $\delta_1 < 0$ , то

$$U_{mcA} = \sqrt{\frac{S_0}{|\delta_1|} - \frac{1}{|\delta_1|Z\beta}} = \frac{1}{\sqrt{|\delta_1|}} \sqrt{S_0 - \frac{1}{Z\beta}}. \quad (8.8)$$

График зависимости (8.8) от  $\beta$  приведен на рис. 8.8. Из формулы (8.8) видно, что при

$$\beta < \frac{1}{S_0 Z} \quad (8.9)$$

возбуждение колебаний невозможно,  $U_{mc}$  становится мнимой величиной. Условию (8.9) соответствует положение прямой  $\frac{1}{\beta}$  на рис. 8.6.

Таким образом, увеличение обратной связи  $\beta$  приводит к опусканию прямой  $\frac{1}{\beta}$  на рис. 8.6 и, следовательно, к увеличению значения  $U_{mcA}$ . При этом началу возбуждения соответствует равенство  $\frac{1}{\beta} = K(0) = S_0 Z$ , т. е. переход условия (8.9) из неравенства в равенство.

Общее решение уравнения (8.6) имеет вид:

$$U_{mc} = \sqrt{\frac{-\delta_1 Z\beta \pm \sqrt{\delta_1^2 Z^2 \beta^2 - 4\gamma_1 S_0 \beta^2 Z^2 - \gamma_1 Z\beta}}{2\gamma_1 Z\beta}}. \quad (8.10)$$

Решению (8.10) отвечают два значения  $U_{mc}$ :  $U_{mcB}$  и  $U_{mcG}$  на рис. (8.7) — неустойчивое и устойчивое.

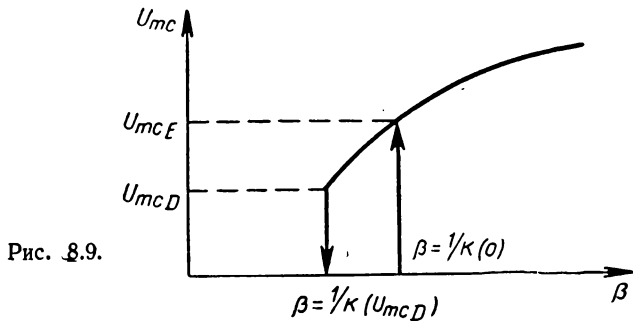


Рис. 8.9.

Рассмотрим изменение амплитуды колебаний при возрастании и убывании обратной связи в режимах, соответствующих рис. 8.6 и 8.7.

Для мягкого режима (см. рис. 8.6) при уменьшении обратной связи происходит срыв колебаний при

$$\beta = \frac{1}{K(0)}. \quad (8.11)$$

Для жесткого режима (рис. 8.7) при увеличении обратной связи самопроизвольное возбуждение колебаний произойдет, когда  $\beta \geq \frac{1}{K(0)}$ . Амплитуда колебаний при этом скачком достигнет величины  $U_{mcA}$ . Если же от значения  $U_{mc} \geq U_{mcA}$  будет происходить убывание обратной связи и прямая обратной связи начнет подниматься вверх, то колебания будут существовать и при  $\beta < \frac{1}{K(0)}$ , вплоть до  $\beta = \frac{1}{K(U_{mcD})}$ , когда колебания сорвутся.

Этот процесс можно представить двузначной зависимостью, показанной на рис. 8.9.

Таким образом, однозначная зависимость амплитуды устойчивых колебаний  $U_{mc \text{ уст}}$  от  $\beta$  имеет место только для  $\beta > \frac{1}{K(0)}$ .

При  $\beta \leq \frac{1}{K(0)}$  зависимость  $U_{mc \text{ уст}}$  от  $\beta$  неоднозначна. Здесь имеет место гистерезис (запаздывание) зависимости  $U_{mc \text{ уст}}$  от величины обратной связи  $\beta$  для различных направлений изменения  $\beta$ .

### § 8.3. Конкретные схемы генераторов

В качестве первой схемы рассмотрим резонансный усилитель, охваченный индуктивной обратной связью. На рис. 8.10, а показана схема такого усилителя, а на рис. 8.10, б эта же схема представлена в виде, принятом для изображения схем генераторов.

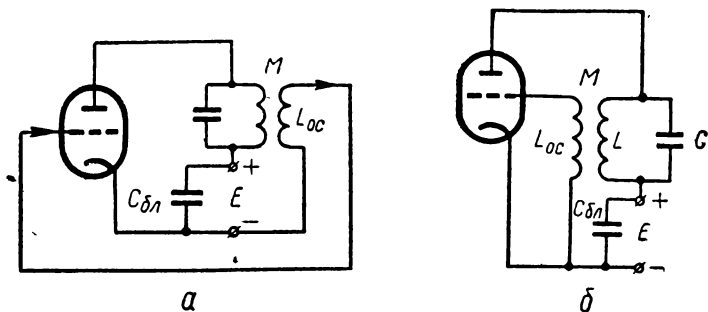


Рис. 8.10.

Напряжение, наводимое в цепи обратной связи,

$$\dot{U}_{moc} = -j\omega M \dot{I}_{mL},$$

где  $M$  — коэффициент взаимной индукции,  $I_{mL}$  — амплитуда тока в катушке анодного контура усилителя.

Амплитуда напряжения на выходе усилителя (см. 7.23):

$$\dot{U}_{mвых} = -\dot{U}_{mk} = -S_{cp} \dot{Z}_k U_{mc}; \quad \dot{K}(0) = -S_0 \dot{Z}_k.$$

Так как  $\dot{U}_{mk} = j\omega L I_{mL}$ , то

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{moc}}{\dot{U}_{mвых}}, \quad \dot{\beta} = \frac{-j\omega M I_{mL}}{-j\omega L I_{mL}} = \frac{M}{L}. \quad (8.12)$$

При резонансе  $Z_k = \frac{L}{CR}$ . Тогда, подставляя в условие возбуждения

$$\dot{K}(0)\dot{\beta} \geq 1 \quad (8.13)$$

выражение (8.12), можно получить

$$-\frac{S_0}{CR} M \geq 1, \text{ или } -MS_0 > CR. \quad (8.14)$$

Так как величины  $C$ ,  $R$ ,  $S_0$  положительные, то неравенство (8.14) может иметь смысл, только если

$$M < 0. \quad (8.15)$$

Тогда (8.14) можно записать в виде

$$|M| S_0 \geq CR,$$

или

$$\frac{|M| S_0}{CR} \geq 1, \quad (8.16)$$

или

$$|M| \geq \frac{CR}{S_0},$$

или

$$\omega_0 |M| S_0 = |Z_{св}| S_0,$$

$$\omega_0 |M| S_0 \geq \frac{1}{Q},$$

где  $Q = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R}$  — добротность,  $|Z_{св}| = \omega_0 M$  — импеданс связи,

Условия (8.16) показывают, что, чем больше потери в контуре, тем больше требуется связь (взаимная индукция) для возбуждения колебаний (или же нужна лампа с большей начальной крутизной).

Из (8.16) следует, что возбуждение определяется импедансом связи, крутизной и добротностью колебательной системы. Это условие можно записать в виде

$$|Z_{св}| S_0 Q \geq 1. \quad (8.17)$$

Чем больше добротность системы, тем при меньших величинах дифференциальной крутизны лампы и связи возможно возбуждение колебаний.

Рассмотрим фазовые соотношения, имеющие место при возбуждении колебаний в генераторе (см. схему рис. 8.10, б).

При наличии на сетке напряжения  $U_c$  ток через лампу изменяется в фазе с этим напряжением (рис. 8.11). При резонансе ток через индуктивность контура отстает от тока в анодной цепи на  $\frac{\pi}{2}$ .

Э.д.с. обратной связи при  $M > 0$  отстает от тока в катушке на  $\frac{\pi}{2}$ , а при  $M < 0$  опережает его на  $\frac{\pi}{2}$ . Таким образом, напряжение обратной связи  $U_{oc}$  совпадает по фазе с исходным  $U_c$  при  $M < 0$ . Это обеспечивает фазовые условия возбуждения колебаний. При этом напряжение на аноде будет в противофазе с напряжением на сетке.

Рассматривая схему рис. 8.10, легко заключить, что в этой схеме контур и катушку обратной связи  $L_{oc}$  можно поменять местами (рис. 8.12). Такая схема носит название *генератора с контуром в цепи сетки*, тогда как схема рис. 8.10, б — *генератора с контуром в цепи анода*.

Обратную связь можно осуществить не только путем применения катушки обратной связи, но и обеспечивая импеданс связи между анодной и сеточной цепью другими способами; при этом легко избавиться от неопределенности знака обратной связи (в схеме рис. 8.12 правильный знак находят, взаимно переключая концы катушки связи).

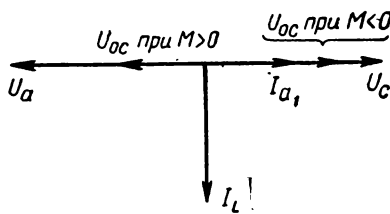


Рис. 8.11.

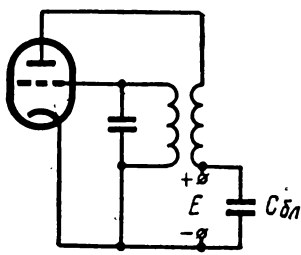


Рис. 8.12.

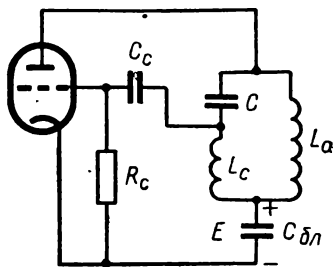


Рис. 8.13.

Такова, например, «трехточечная» схема (рис. 8.13), где колебательный контур ( $L_a + L_c, C$ ) включен между анодом и сеткой (фазы напряжений на сетке и аноде в этом случае автоматически оказываются противоположными), а напряжение «сетка — катод» снимается с части  $L_c$  контурной катушки.

Рассмотрим подробнее трехточечную индуктивную схему (см. рис. 8.13). Сеточное напряжение подается с катушки через емкость  $C_c$ , предохраняющую сетку от высокого положительного потенциала. При этом

$$U_{мос} = -j\omega L_c I_{мс}. \quad (8.18)$$

Подставляя (8.18) в (8.12) и учитывая, что  $I_c = -I_{La}$ , получим:

$$U_{мвых} = -U_{мк} = -j\omega L_c I_{La} \quad (8.19)$$

и

$$\beta = -\frac{L_c}{L_a}.$$

Для вычисления  $K = -S_0 Z_{рез}$  найдем  $Z_{рез}$ .

Для схемы рис. 8.13 имеем:

$$Z = \frac{j\omega L_a \left( j\omega L_c + \frac{1}{j\omega C} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R},$$

где  $R$  — активное сопротивление катушки, а

$$L = L_a + L_c;$$

при резонансе

$$j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C} = 0.$$

Тогда

$$Z_{рез} = \frac{L_a}{CR} \cdot \frac{L_c}{L}. \quad (8.20)$$

Подставляя (8.19) и (8.20) в (8.14), получим:

$$S_0 \frac{L_a}{CR} \cdot \frac{L_c}{L} \geq 1. \quad (8.21)$$

Уравнение (8.21) легко преобразовать, введя следующие обозначения:

$$Q_a = \frac{\omega_0 L_a}{R},$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{CL}, \quad (8.22)$$

$$Z_{св} = j\omega L_c.$$

Используя (8.21) и (8.22), получим условие возбуждения:

$$S_0 |Z_{св}| Q_a \geq 1, \quad (8.23)$$

где  $Q_a$  — добротность «свободной» ветви анодного контура.

Мы получили, что условие возбуждения трехточечной схемы (8.23) совпадает с условием возбуждения (8.17) для генератора с контуром в анодной цепи. Такой же результат можно получить и для емкостной трехточечной схемы (рис. 8.14).

Важно заметить, что коэффициент обратной связи, определяемый по формуле (8.12), всегда отрицательное действительное число; это автоматически обеспечивает выполнение условия фазировки на резонансной частоте усилителя, когда его коэффициент усиления также действительное отрицательное число.

Как показывают подробные исследования, усилитель работает наиболее экономно в режиме «класса С», что соответствует жесткому режиму работы генератора. Однако, как отмечалось выше, самостоятельно генератор может возбудиться, только работая в мягком режиме или при сильной обратной связи. Поэтому представляется

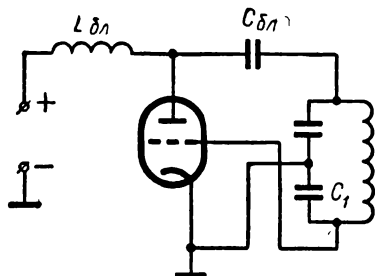


Рис. 8.14.

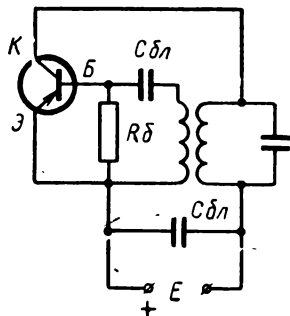


Рис. 8.15.

целесообразным иметь схему, способную автоматически переходить из мягкого режима в жесткий.

Для этой цели используется цепочка  $R_c C_c$  в схеме генератора; она имеется в схеме рис. 8.13 и может быть введена в остальные схемы. Отрицательное смещение в этих схемах появляется при детектировании сеточного напряжения на вольт-амперной характеристике сеточного тока. За счет детектируемого тока создается падение постоянного напряжения на сопротивлении  $R_c$ , что приводит к появлению отрицательного смещения на сетке. Чем больше амплитуда колебаний, тем больше величина получающегося отрицательного смещения.

В рассмотренных схемах анодная катушка и лампа включены в цепь источника постоянного тока последовательно. Поэтому и катушка и лампа обтекаются постоянным током. Но постоянный ток в катушке совершенно бесполезен — он лишь увеличивает потери на нагревание катушки.

В трехточечной схеме параллельного питания (рис. 8.14) этот недостаток устранен. Лампа и катушка включены параллельно по отношению к источнику питания; конденсатор большой емкости  $C_{бл}$  препятствует протеканию по катушке постоянного тока; дроссель  $L_{бл}$  со значительной индуктивностью препятствует поступлению переменного тока в источник питания; переменная составляющая тока существует только в лампе и катушке.

Подача переменного сеточного напряжения происходит с конденсатора  $C_1$ .

Конечно, параллельное питание можно осуществить и в индуктивной трехточечной схеме, а также в других генераторных схемах.

В заключение отметим, что генераторные схемы могут быть собраны на многосеточных лампах (например, пентодах) и на транзисторах (см., например, схему рис. 8.15).

#### **§ 8.4. Автоколебательная система с точки зрения импульсного возбуждения**

При рассмотрении усилительных схем на электронных приборах было показано, что эффект усиления в этих схемах получается за счет управления током в цепи с помощью лампы или транзистора. При достаточно большом напряжении на сетке лампы ее сеточная характеристика представляет ломаную линию (рис. 8.16, а); ее можно аппроксимировать «релейной» характеристикой (рис. 8.16, б).

В этом случае лампу и источник тока можно представить как источник постоянного тока с очень большим внутренним сопротивлением (ток которого не зависит от сопротивления нагрузки, так как  $R_r \gg R_H$ ) и реле, т. е. мгновенно действующий ключ, управляемый напряжением на сетке лампы (рис. 8.17).

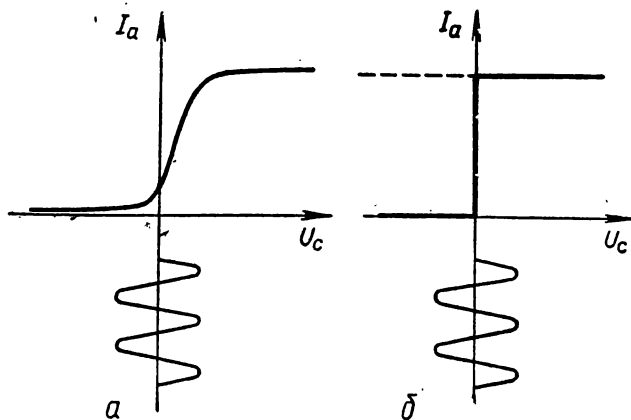


Рис. 8.16

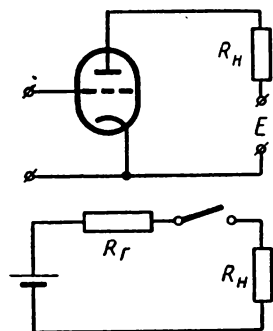


Рис. 8.17.

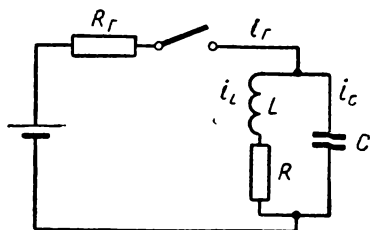


Рис. 8.18

Если в качестве нагрузки включить резонансный контур (рис. 8.18), то при подаче на сетку напряжения источник будет подключаться к нагрузке. Рассмотрим процесс установления колебаний в параллельном контуре, если он подключается к источнику с очень большим внутренним сопротивлением.

Составим дифференциальное уравнение схемы. Так как катушка соединена с конденсатором параллельно, то ток

$$i_r = i_L + i_C = i_L + C \frac{du}{dt} \quad (8.24)$$

$$u = L \frac{di_L}{dt} + i_L R$$

(здесь  $u$  — напряжение на контуре).



Исключая напряжение, получаем дифференциальное уравнение 2-го порядка:

$$i_L + CL \frac{d^2 i_L}{dt^2} + CR \frac{di_L}{dt} = i_r,$$

его можно привести к виду:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\gamma \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 i_r, \quad (8.25)$$

$$\text{где } \gamma = \frac{R}{2L}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Уравнение (8.25) для случая включения  $i_r$  в момент  $t = 0$  нужно решать при начальных условиях:

$$i_L(0) = 0. \quad (8.26)$$

Будем искать решение в виде:

$$i_L = A + B \exp(pt).$$

Учитывая начальное условие (8.26), имеем:

$$A = -B, \\ i_L = A [1 - \exp(pt)].$$

Подставляя (8.29) в (8.26), получим:

$$-(p^2 + 2\gamma p + \omega_0^2) A \exp(pt) + A \omega_0^2 = i_r \omega_0^2.$$

Это уравнение должно соблюдаться при всех  $t$ . Отсюда следует, что должно выполняться условие:

$$p^2 + 2\gamma p + \omega_0^2 = 0, \\ \text{т. е. } p = -\gamma \pm j \sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2}.$$

Далее,

$$A = i_r = I.$$

Полагая, что

$$\omega_0^2 > \gamma^2,$$

обозначим

$$\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2} = \omega_1;$$

тогда

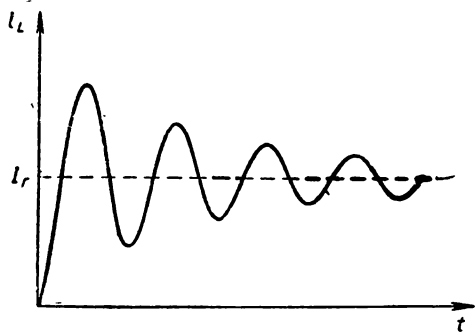
$$i_L = I [1 - \exp(-\gamma t) \exp(j\omega_1 t)].$$

Действительная часть этого выражения

$$i_L = I [1 - \exp(-\gamma t) \cos \omega_1 t]. \quad (8.27)$$

График уравнения (8.27) представлен на рис. 8.19.

Рис. 8.19.



Рассмотрим, каковы будут вынужденные колебания в контуре, если

$$i_r = I_{m\Gamma} \cos \omega t. \quad (8.28)$$

В этом случае уравнение вынужденных колебаний примет вид:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = I_{m\Gamma} \exp(j\omega t).$$

Его частное решение есть:

$$i_L = I_{mL} \exp(j\omega t),$$

$$I_{mL} = \frac{\frac{I_{m\Gamma}}{LC}}{-\omega^2 + \frac{R}{L}j\omega + \frac{1}{LC}} = \frac{I_{m\Gamma}}{j\omega C \left[ j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right]}.$$

При резонансе

$$I_{mL} = \frac{I_{m\Gamma}}{j\omega CR} = Q I_{m\Gamma} \exp\left(-j \frac{\pi}{2}\right). \quad (8.29)$$

Таким образом, при резонансе амплитуда тока в индуктивной ветви в  $Q$  раз больше амплитуды тока генератора и отстает от него по фазе на  $\frac{\pi}{2}$ .

Периодический источник постоянного тока можно создать, если ключ  $K$  в схеме рис. 8.18 замыкать и размыкать с частотой  $\frac{\omega}{2\pi}$ . При этом ток  $i_r$  будет меняться по закону (рис. 8.20):

$$0 \leq t \leq \frac{T}{2}, \quad i = i_r,$$

$$\frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad i = 0.$$

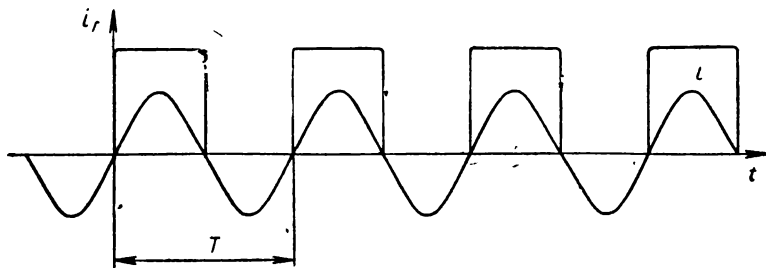


Рис. 8.20.

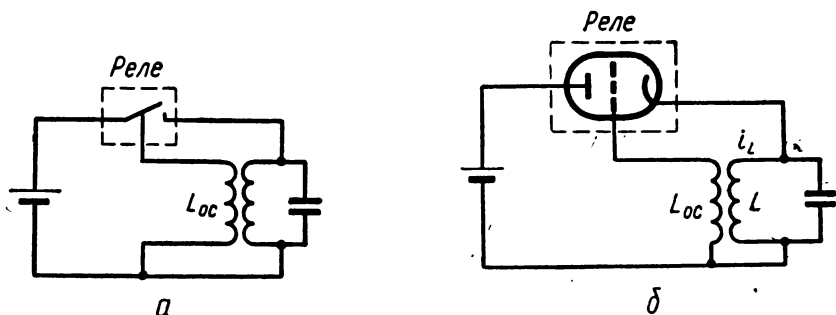


Рис. 8.21.

Первая гармоника тока<sup>1</sup> частоты  $\omega$  имеет амплитуду:

$$I_{mг1} = \frac{2}{T} \int_0^T i \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} I_r,$$

т. е. она примерно в 1,5 раза меньше  $I_{mг}$ . Следовательно, при периодическом прерывании источника с частотой, равной резонанс-

<sup>1</sup> Напомним, что периодическая функция  $i(t)$  периода  $T = \frac{2\pi}{\omega}$  может быть представлена рядом:

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)],$$

где

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt, \quad A_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n\omega t) dt,$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n\omega t) dt.$$

ной, в индуктивной ветви будет достигнут ток в  $\frac{2}{\pi} Q$  раз больший, чем в случае постоянного подключения того же источника.

Если управлять реле-ключом в цепи генератора с помощью сигнала, снимаемого с контура, то таким образом можно автоматически обеспечить резонансное возбуждение этого контура.

Рассмотрим случай, когда реле-лампа управляется с помощью катушки обратной связи, связанной с контуром (рис. 8.21, а, б).

Ток  $i_r$  будет в фазе с управляющим им напряжением, снимаемым с катушки обратной связи; он будет также на  $\frac{\pi}{2}$  опережать ток  $i_L$  в катушке контура. Э.д.с., наводимая в катушке обратной связи,

$$e_{oc} = -M \frac{di_L}{dt};$$

следовательно, эта э.д.с. или совпадает по фазе с  $i_r$ , создающим ток  $i_L$ , или отстает от него на  $\pi$  (в зависимости от знака  $M$ ). Если  $M < 0$ , то  $e_{oc}$  совпадет по фазе с  $i_r$ , при этом обеспечиваются условия фазировки для автоматического прерывания источника тока с нужной фазой (рис. 8.22). Такой способ рассуждения (лампа — управляемое реле) позволяет достаточно просто объяснить работу генератора даже в средней школе, не прибегая к рассуждениям типа: «конденсатор заряжается», «лампа запирается» и т. д.

Из приведенного рассмотрения следует вывод, что часто применяемая формулировка «электронная лампа как генератор» не отвечает существу дела, так как генератор включает лампу (как реле или регулируемое сопротивление), но не сводится к ней.

## § 8.5. RC-генератор синусоидальных колебаний

Выше мы познакомились с генераторами синусоидальных колебаний с резонансными контурами (LC-генераторы). Однако синусоидальные колебания могут возникать и в других схемах, если только нужный баланс фаз в кольце обратной связи обеспечивается лишь на одной частоте.

Например, в схеме усилителя на сопротивлениях коэффициент усиления в полосе пропускания равен

$$K = - \frac{\mu_0}{1 + \frac{R_l}{R_H}},$$

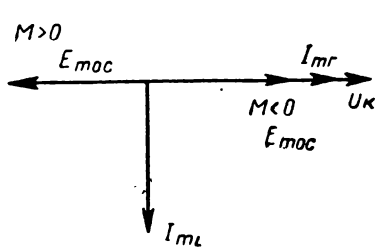


Рис. 8.22.

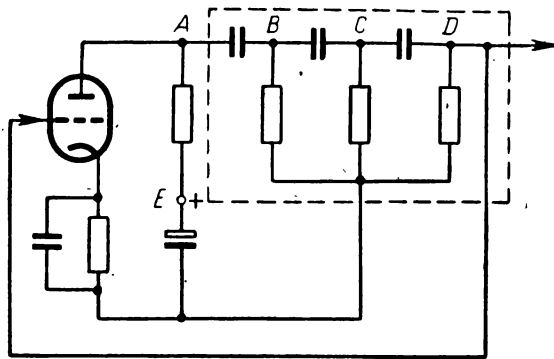


Рис. 8.23.

т. е. при прохождении усилителя фаза сигнала сдвигается на  $\pi$ . Для обеспечения самовозбуждения присоединяемая к такому усилителю схема обратной связи должна обеспечить на выбранной частоте дополнительную задержку по фазе на  $\pi$ .

Это можно сделать с помощью  $RC$ -цепочек, включаемых последовательно; каждая из них создает фазовый сдвиг, меньший  $\frac{\pi}{2}$  и зависящий от частоты. Поэтому три цепочки (рис. 8.23) могут обеспечить на некоторой частоте  $\omega$  сдвиг фаз, равный  $\pi$ .

Расчет показывает, что

$$\omega \approx \frac{0,4}{RC}.$$

При прохождении через систему  $RC$ -элементов сигнал ослабляется, но это ослабление компенсируется усилением лампы.

## УСТРОЙСТВА ДЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛОВ

### § 9.1. Введение. Нелинейные преобразования сигнала

В цепи, содержащей нелинейный элемент, в связи с нарушением принципа суперпозиции закон Ома не выполняется, и спектральный состав тока оказывается более сложным, чем состав действующих в цепи э.д.с. (см. § 5.7).

К характерным проявлениям нелинейной зависимости тока от напряжения в такой цепи можно отнести возникновение в спектральном составе тока новых компонентов, не имевшихся в спектре действующих напряжений. Эта особенность электрических цепей, содержащих нелинейные сопротивления, широко используется в радиотехнике. В частности, первым подробно рассмотренным в настоящем курсе радиотехническим устройством, где нелинейный элемент принципиально необходим, является генератор электромагнитных колебаний. Из-за присутствия в его схеме нелинейного сопротивления — электронной лампы или полупроводникового прибора — в составе тока возникают колебания высокой частоты за счет энергии источника постоянного тока, т. е. появляются новые спектральные компоненты тока, образование которых в линейных цепях невозможно. Потребности в нелинейных радиотехнических операциях, связанные с созданием новых спектральных компонентов в составе сигналов, этим не ограничиваются. Достаточно отметить хотя бы необходимость модуляции и детектирования сигналов (см. § 1.2).

Вспомним несколько характерных примеров процессов в цепи с нелинейным элементом, описанных в § 5.7, и рассмотрим возможность использования обогащения спектра для наиболее употребительных в радиотехнике преобразований сигнала.

На рис. 9.1 изображена электрическая цепь, содержащая нелинейное сопротивление и нагрузку  $Z$ .

Вольт-амперная характеристика простейшей нелинейной системы (см. § 5.6) имеет вид:

$$i = I_0 + ai + bu^2, \quad (9.1)$$

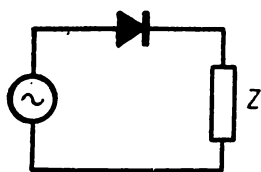


Рис. 9.1.

Выясним, как воздействуют на такую систему один, а затем два гармонических сигнала.

Пусть

$$u_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t.$$

Тогда ток в цепи

$$\begin{aligned} i_1 &= I_0 + aU_{m1} \cos \omega_1 t + b(U_{m1} \cos \omega_1 t)^2 = \\ &= \left[ I_0 + \frac{bU_{m1}^2}{2} \right] + aU_{m1} \cos \omega_1 t + \frac{bU_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t = \\ &= I'_0 + i_{\omega_1} + i_{2\omega_1}, \end{aligned} \quad (9.2)$$

где  $I'_0 = I_0 + \frac{bU_{m1}^2}{2}$  — новое значение постоянной составляющей тока,  $i_{\omega_1} = aU_{m1} \cos \omega_1 t$  и  $i_{2\omega_1} = \frac{bU_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t$  — токи, соответствующие колебаниям с частотами  $\omega_1$  и  $2\omega_1$ .

При подаче на нелинейную цепь гармонического напряжения в составе тока, протекающего в цепи, наряду с составляющей тока частоты  $\omega_1$  появился компонент тока удвоенной частоты  $2\omega_1$ .

Если на нелинейную цепь подать одновременно два гармонических напряжения  $u_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t$  и  $u_2 = U_{m2} \cos \omega_2 t$ , то под действием суммы напряжений

$$u_1 + u_2 = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t$$

через нагрузку будет протекать ток

$$\begin{aligned} i &= I_0 + a(u_1 + u_2) + b(u_1 + u_2)^2 = \left[ I_0 + \frac{bU_{m1}^2}{2} + \frac{bU_{m2}^2}{2} \right] + \\ &+ aU_{m1} \cos \omega_1 t + aU_{m2} \cos \omega_2 t + \frac{bU_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \\ &+ \frac{bU_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t + bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_2 + \omega_1)t + \\ &+ bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_2 - \omega_1)t = I'_0 + i_{\omega_1} + \\ &+ i_{\omega_2} + i_{2\omega_1} + i_{2\omega_2} + i_{\omega_1 + \omega_2} + i_{\omega_2 - \omega_1}, \end{aligned} \quad (9.3)$$

где  $I'_0$  — постоянная составляющая тока, а  $i_{\omega_k}$  — токи с соответствующими значениями индекса  $\omega_k$  частотами.

Рис. 9.26 и 9.36 иллюстрируют простейшие преобразования спектра; для сопоставления на рис. 9.2а и 9.3а приведены аналогичные спектрограммы, относящиеся к линейной системе; при этом  $\omega_2 \gg \omega_1$ .

В линейной системе напряжение  $u_{\omega_1}$ , изменяющееся с частотой  $\omega_1$ , вызывает ток  $i_{\omega_1}$ , изменяющийся с той же частотой, а напряжение  $u_{\omega_2}$  вызывает ток  $i_{\omega_2}$ ; под действием суммы напряжений  $u_{\omega_1} + u_{\omega_2}$  возникает суммарный ток  $i_{\omega_1} + i_{\omega_2}$ . В системе, содержащей нелинейное сопротивление, наличие квадратичного члена в выражении его вольт-амперной характеристики приводит к усложнению спектрального состава тока. Наряду с компонентами, соответствующими линейной системе, в спектре появляются гармоники с частотами  $2\omega_1$  и  $2\omega_2$  и комбинационные частоты  $\omega_2 + \omega_1$  и  $\omega_2 - \omega_1$ . В этом проявляется нарушение принципа суперпозиции: спектр отклика системы оказывается богаче спектра воздействия, вызвавшего этот отклик, в то время как в линейной системе отклик системы на сложный сигнал равен сумме откликов на каждое из воздействий. Для рис. 9.3 частота  $2\omega_2$  лежит за пределами шкалы прибора.

Если для тех или иных радиотехнических целей нужно преобразовать сигнал так, чтобы получить и выделить новые спектральные компоненты, то в схеме рис. 9.1 достаточно в качестве нагрузки применить фильтр, выделяющий нужную составляющую колебаний, возникшую в составе тока.

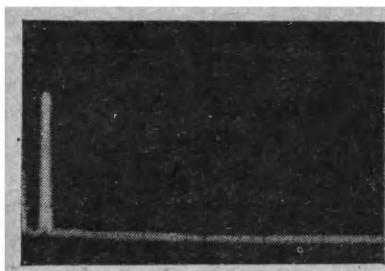


Рис. 9.2а.

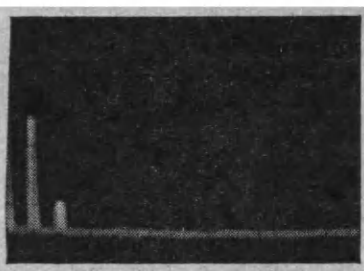


Рис. 9.2б.

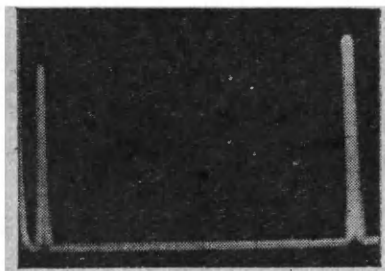


Рис. 9.3а.

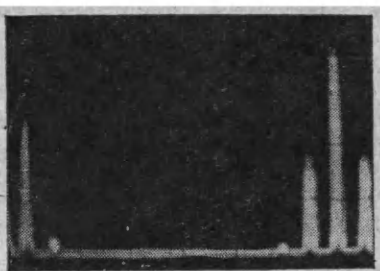


Рис. 9.3б.



**Умножение частоты.** Если нужно умножить частоту сигнала, т. е. преобразовать его так, чтобы, подав на нелинейную цепь напряжение частоты  $\omega_1$ , снять с нагрузки напряжение частоты  $2\omega_1$ , то в качестве нагрузки может быть использован параллельный колебательный контур с резонансной частотой  $\omega_0 = 2\omega_1$ . При достаточной добротности контура значительное падение напряжения на нем создает лишь компонент тока  $i_{2\omega_1} = \frac{bU^2}{2} m_1 \cos 2\omega_1 t$  (см.

9.2); для токов остальных частот он представляет очень малое сопротивление. Поэтому с такой нагрузки будет снят искомый сигнал удвоенной частоты.

**Преобразование частоты.** Если нужно преобразовать сигнал так, чтобы из сигналов с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  получить сигналы частот  $\omega_1 + \omega_2$  или  $\omega_1 - \omega_2$  (такая радиотехническая операция носит название «преобразование частоты»), то, подав на нелинейную цепь сигналы частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , можно снять с нагрузки сигнал частоты  $\omega_1 + \omega_2$ , пропорциональный току  $i_{\omega_1+\omega_2} = bU_{m1}U_{m2}\cos(\omega_1 + \omega_2)t$  (см. 9.2). Для этого в качестве нагрузки используется колебательный контур с резонансной частотой  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2$ . Аналогичным образом может быть осуществлена фильтрация сигнала частоты  $\omega_1 - \omega_2$ , когда полезной нагрузкой служит контур с  $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$ .

Если один из поданных на нелинейную цепь сигналов является гармоническим с частотой  $\omega_1$ , а другой более сложным по спектральному составу, например, амплитудно-модулированным напряжением с соответствующими частотами  $\omega_2$ ,  $\omega_2 - \Omega$ ,  $\omega_2 + \Omega$  (см. § 2.2), то в составе тока через нелинейный элемент появляются комбинационные составляющие для каждого из компонентов сложного сигнала, имеющие различные  $\omega_1 - \omega_2$ ,  $\omega_1 - (\omega_2 - \Omega)$ ,  $\omega_1 - (\omega_2 + \Omega)$  и суммарные  $\omega_1 + \omega_2$ ,  $\omega_1 + (\omega_2 - \Omega)$ ,  $\omega_1 + (\omega_2 + \Omega)$  частоты соответственно.

Если в качестве нагрузки в цепи нелинейного сопротивления использовать фильтр, представляющий собой контур с  $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$  и добротностью  $Q \ll \frac{\omega_1 - \omega_2}{2\Omega}$ , то на нем значительное падение напряжения создадут лишь компоненты тока  $i_{\omega_1 - \omega_2 - \Omega}$ ,  $i_{\omega_1 - \omega_2}$  и  $i_{\omega_1 - \omega_2 + \Omega}$ . С нагрузки при этом будет снят модулированный сигнал с новой (более низкой) несущей частотой  $\omega_1 - \omega_2$ , форма и частота огибающей которого осталась неизменной. Последнее связано с тем, что боковые частоты вместе с несущей сдвигаются по частоте без изменения их взаимного расположения в спектре и отношения их интенсивностей.

Аналогично если контур настроен на частоту  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2$  и представляет собой фильтр с полосой пропускания от  $(\omega_1 + \omega_2) - \Omega$  до  $(\omega_1 + \omega_2) + \Omega$ , то с него может быть снят модулированный сигнал с более высокой несущей частотой  $\omega_1 + \omega_2$ .

**Модуляция колебаний.** Для получения амплитудно-модулированных колебаний необходимо в результате воздействия на сигнал несущей частоты  $\omega_1 = \omega$  и управляющего сигнала  $\omega_2 = \Omega \ll \omega$  получить колебания, содержащие в своем спектральном составе компоненты с несущей частотой  $\omega$  и комбинационными (или боковыми) частотами  $\omega - \Omega$  и  $\omega + \Omega$  (см. § 2.2).

Если на нелинейную цепь подать напряжение частот  $\omega$  и  $\Omega$ , а в качестве фильтра применить колебательный контур с  $\omega_0 = \omega$  и добротностью  $Q \leq \frac{\omega}{2\Omega}$  (см. § 3.5), то с такой нагрузки, оказывающей значительное сопротивление лишь для компонентов тока  $i_\omega = aU_{m1}\cos\omega t$  и  $i_{\omega \pm \Omega} = bU_{m1}U_{m2}\cos(\omega \pm \Omega)t$  (см. 9.2), можно снять сигнал, представляющий собой амплитудно-модулированные колебания.

**Детектирование.** Детектирование есть радиотехническая операция, обратная модуляции (демодуляция). Оно заключается в том, что модулированный сигнал, состоящий из спектральных компонентов с частотами  $\omega$ ,  $\omega \pm \Omega$ , преобразуется так, чтобы можно было снять с нагрузки напряжение, изменяющееся с частотой  $\Omega$ , равной частоте управляющего сигнала (использованного при осуществлении модуляции). Для этого на нелинейную цепь подается амплитудно-модулированный сигнал, а в качестве нагрузки используется фильтр нижних частот, например  $RC$ -цепочка (см. § 9.3). На нем заметное падение напряжения создает лишь постоянная составляющая и низкочастотные компоненты тока.

Рассмотренные примеры показывают, что любые преобразования сигнала, связанные с изменением его спектрального состава, легко реализуются при использовании схемы с нелинейным сопротивлением; подлежащий преобразованию сигнал поступает в цепь с нелинейным сопротивлением, съём преобразованного сигнала осуществляется с нужным образом подобранного фильтра. Остановимся на наиболее важных для нас нелинейных преобразованиях сигнала более подробно.

## § 9.2. Методы получения амплитудно-модулированных колебаний

Принципиальная схема для получения амплитудно-модулированных колебаний (§ 2.2) изображена на рис. 9.4. На нелинейную цепь подается напряжение несущей частоты

$$u_1 = U_{m1}\cos\omega t \quad (9.4)$$

и управляющее напряжение; последнее мы для простоты также будем считать гармоническим:

$$u_2 = U_{m2}\cos\Omega t. \quad (9.5)$$

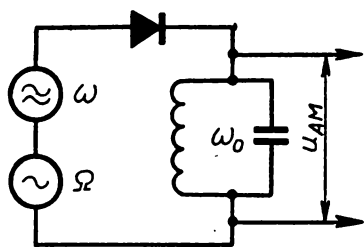


Рис. 9.4.

Предполагаем, что  $\omega \gg \Omega$ .

Если нелинейная зависимость тока от напряжения на нелинейном элементе может считаться квадратичной (см. § 5.6), то ток в цепи, возникающий под действием этого напряжения, можно выразить так:

$$i = I_0 + i_\Omega + i_{2\Omega} + i_{2\omega} + i_\omega + i_{\omega-\Omega} + i_{\omega+\Omega}.$$

Из этих спектральных составляющих тока на нагрузке в виде контура с резонансной частотой  $\omega_0 = \omega$  и добротностью  $Q \leq \frac{\omega}{2\Omega}$  (см. § 3.5) значительное падение напряжения дадут лишь три последних компонента тока, интересующие нас для целей модуляции. Обозначив их  $i_M$ , будем иметь:

$$\begin{aligned} i_M &= i_\omega + i_{\omega-\Omega} + i_{\omega+\Omega} = aU_{m1} \left( 1 + \frac{2bU_{m2}}{a} \cos \Omega t \right) \cos \omega t = \\ &= aU_{m1} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \end{aligned} \quad (9.6)$$

где  $m = \frac{2bU_{m2}}{a}$  — коэффициент (или глубина) модуляции. В результате этого с нагрузки может быть снято напряжение  $u_{AM} = i_M Z = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$ , соответствующее тем модулированным колебаниям, которые нужно было получить.

На рис. 9.5 представлен вид спектрограмм напряжений, поданных в цепь (а, б) и снятых с нагрузки (в), а также текущего в цепи тока (г).

При негармоническом управляющем сигнале вместо одиночных боковых частот в спектре модулированных колебаний соответственно возникают боковые полосы с частотами  $\omega \pm \Omega_i$ , представляющие собой группы боковых частот. Естественно, что полоса пропускания фильтра, используемого в качестве нагрузки, в этом случае должна быть достаточной, чтобы весь спектральный состав такого сигнала был воспроизведен без искажений (т. е. большей, чем удвоенная максимальная частота  $2\Omega_{i \text{ макс}}$  управляющего сигнала).

В качестве нелинейных элементов в практических схемах для осуществления модуляции могут быть использованы электронные вакуумные и полупроводниковые приборы: диоды, триоды, транзисторы и другие устройства, для которых характерна нелинейная зависимость между током и управляющим напряжением.

Например, при применении электронных ламп для модуляции может быть использована как нелинейная зависимость между анодным током  $I_a$  и анодным напряжением  $U_a$ , так и нелинейная

зависимость между анодным током  $I_a$  и сеточным напряжением  $U_c$ . Ниже мы познакомимся с наиболее употребительными схемами для получения модуляции на триодах.

**Сеточная модуляция.** Если модуляция осуществляется за счет использования нелинейной зависимости анодного тока в лампе  $I_a$  от напряжения на сетке  $U_c$ , то такой способ получения модулированных колебаний называется *сеточной модуляцией*. При этом на сетку лампы резонансного усилителя или лампового генератора высокой частоты подается низкочастотное модулирующее напряжение, которое перемещает со временем рабочую точку для поступающих на ту же сетку колебаний высокой частоты. В связи с нелинейной зависимостью  $I_a$  от  $U_c$ , в различные моменты времени для высокочастотного напряжения крутизна сеточной характеристики  $I_a = f(U_c)$  оказывается различной из-за воздействия управляющего сигнала, и в анодной цепи лампы возникает сложный по составу ток (см., например, 9.3), создающий на нагрузке лампы—контуре в анодной цепи, настроенном на частоту  $\omega_0 = \omega$  и имеющем добротность  $Q \leq \frac{\omega}{2\Omega}$ , напряжение, соответствующее спектральным компонентам, входящим в состав амплитудно-модулированного сигнала.

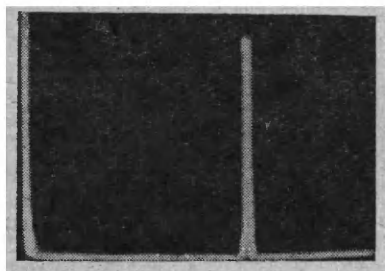


Рис. 9.5а.

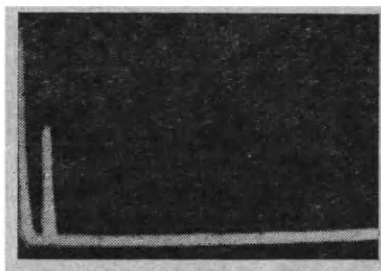


Рис. 9.5б.

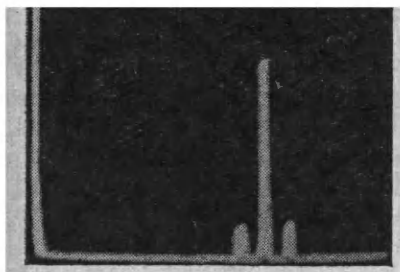


Рис. 9.5в.

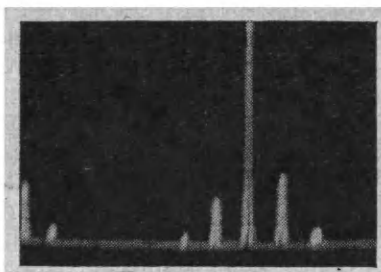


Рис. 9.5г.

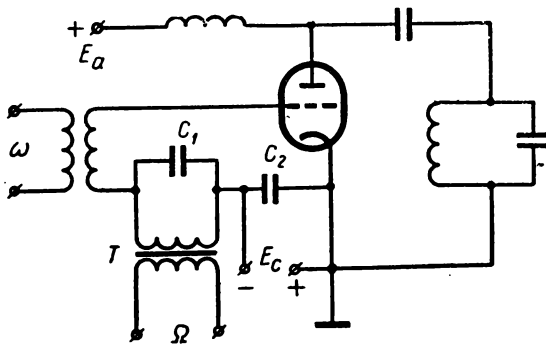


Рис. 9.6.

В качестве примера устройства для осуществления сеточной модуляции рассмотрим схему резонансного усилителя с параллельным питанием, изображенную на рис. 9.6.

На сетку лампы подается напряжение  $u_1$  (см. 9.4) высокой частоты  $\omega$  от генератора и напряжение  $u_2$  (см. 9.5) звуковой частоты  $\Omega$  от микрофонного трансформатора  $T$ . Трансформатор зашунтирован емкостью  $C_1$ , величина которой выбирается так, чтобы она представляла собой малое сопротивление для высокой частоты и весьма большое для звуковой частоты.

Так как  $\frac{1}{\omega C_1} \ll \omega L_T$ , конденсатор  $C_1$  шунтирует по высокой частоте значительное для нее сопротивление микрофонного трансформатора, т. е. токи высокой частоты, возбуждающиеся в катушке, индуктивно связанной с генератором высокой частоты, идут мимо трансформатора, создавая напряжение между сеткой и катодом лампы.

В то же время из-за большого сопротивления конденсатора на низкой частоте ( $\Omega L_T \ll \frac{1}{\Omega C_1}$ ) конденсатор не закорачивает микрофонный трансформатор, создающий напряжение низкой частоты между сеткой и катодом лампы. Батарея сеточного смещения, необходимая для создания постоянного отрицательного напряжения на сетке, выводящего рабочую точку  $A$  в область нелинейной части сеточной характеристики (рис. 9.7), зашунтирована емкостью  $C_2$ . Емкость конденсатора  $C_2$  выбирается такой, чтобы он представлял собой достаточно малое сопротивление даже для звуковой частоты по сравнению с сопротивлением источника постоянного тока. Это позволяет создать наибольшее напряжение всех частот на сетке лампы (для низкой частоты сопротивлением катушки связи с генератором можно пренебречь).

В анодной цепи имеется колебательный контур, настроенный на частоту  $\omega$ .

Принцип получения амплитудно-модулированных колебаний в такой схеме может толковаться по-разному.

В том случае, если амплитуды переменных напряжений на сетке таковы, что нелинейная зависимость анодного тока от напряжения на сетке  $i_a = f(u_c)$  может быть аппроксимирована квадратичной характеристикой (9.1), рассмотрение работы схемы полностью соответствует анализу, проведенному в начале этого параграфа. В результате нелинейного преобразования сигналов в составе анодного тока появляются (см. 9.6) спектральные компоненты

$$i_M = i_\omega + i_{\omega \pm \Omega},$$

которые выделяются резонансным контуром с собственной частотой  $\omega$  и полосой пропускания  $2\Omega$ , включенным в анодную цепь лампы, создавая на нем напряжение

$$U_{AM} = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t. \quad (9.7)$$

В то же время работу схемы можно трактовать иначе. Триод можно рассматривать как элемент, высокочастотными параметрами

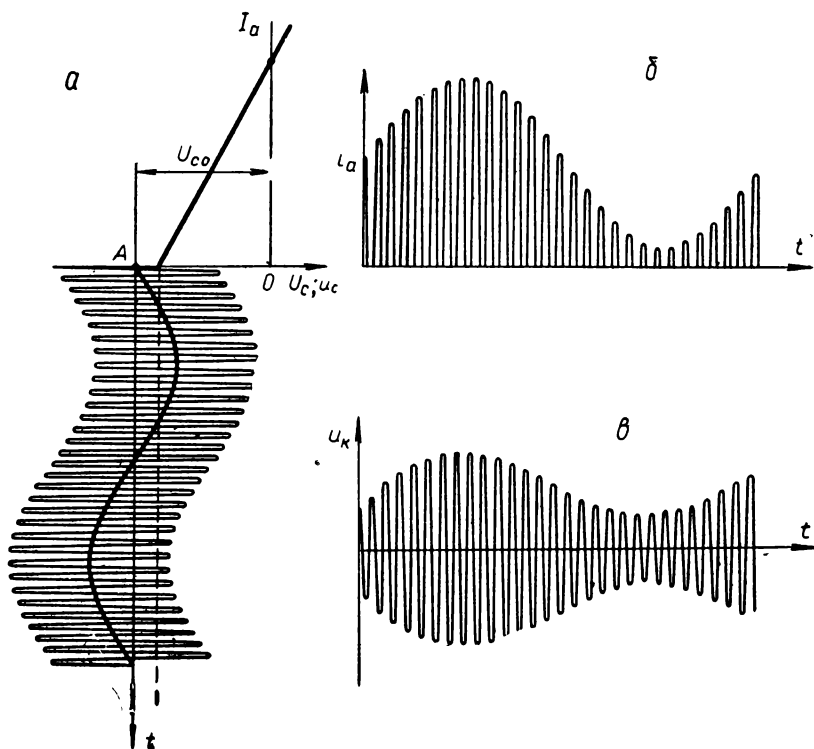


Рис. 9.7.

которого управляет сигнал низкой частоты. Так как  $\omega \gg \Omega$ , то действие низкочастотного напряжения можно приближенно представить как периодическое изменение напряжения смещения на сетке в соответствии с изменением  $u_2$  (жирная кривая  $u_c = f(t)$  на рис. 9.7, а). Таким образом, «ось» кривой высокочастотных колебаний напряжения оказывается изогнутой; на эту ось накладываются незатухающие колебания несущей частоты. Благодаря выбору рабочей точки А, соответствующей смещению  $U_{co}$  в нелинейной части сеточной характеристики анодного тока, напряжение смещения  $U_{co} + U_{m_2} \cos \Omega t$  в различные моменты времени соответствует участкам характеристики с разной крутизной  $S$ , определяемой значением  $u_2$ . За счет нелинейности рабочего участка характеристики анодный ток (рис. 9.7, б) имеет форму, отличную от  $u_c$ , и сложный спектральный состав. На контуре с  $\omega_{рез} = \omega$  и полосой пропускания  $2\Omega$  создается напряжение, модулированное по амплитуде (рис. 9.7, в).

Если в первом приближении считать, что средняя крутизна характеристики для высокочастотных колебаний  $S_{cp}$  зависит от управляющего низкочастотного напряжения на сетке так, что  $S_{cp} \sim U_c$  (см. 5.16), то при подаче на сетку напряжения  $u_c = U_{co} + U_{m_2} \cos \Omega t$  она будет изменяться по тому же закону:

$$S_{cp} \cong S_{cp_0} (1 + m \cos \Omega t).$$

На контуре в анодной цепи усилителя напряжение высокой частоты при этом составит

$$\begin{aligned} u_{AM} &= S_{cp} Z u_1 = Z S_{cp_0} (1 + m \cos \Omega t) u_1 = Z S_{cp_0} U_{m_1} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t = \\ &= U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \end{aligned}$$

представляющее собой амплитудно-модулированные колебания (9.7). Здесь

$$U_m = S_{cp_0} Z U_{m_1}, \quad m = \frac{U_{m_2}}{U_{co}}.$$

Более строгий анализ, точнее, чем это сделано здесь, учитывающий сложный характер нелинейной зависимости  $i_a(u_c)$ , показывает, что напряжение смещения  $U_{co}$  следует выбирать примерно равным амплитуде колебаний высокой частоты, подводимых к сетке; амплитуда колебаний звуковой частоты, конечно, должна быть меньше.

Легко видеть, что если в схеме рис. 9.6 ввести обратную связь между колебательным контуром и катушкой в цепи сетки, то резонансный усилитель может быть превращен в генератор (естественно, что сторонний генератор высокой частоты при этом отключается), и амплитудная модуляция будет аналогично реализована непосредственно в генераторной схеме.

**Анодная модуляция.** Модулирующее напряжение можно подавать также и на анод лампы, например, так, как это показано на

рис. 9.8. Напряжение несущей частоты  $\omega$  подается на сетку лампы; в анодной цепи имеется параллельный контур  $LC$ , настроенный на эту же частоту. Поэтому схему можно рассматривать как резонансный усилитель.

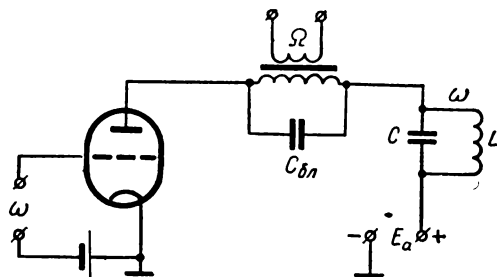


Рис. 9.8.

Но в отличие от обычных усилителей лампа работает здесь в нелинейном режиме. Кроме того, в анодную цепь подается (при помощи трансформатора) низкочастотный модулирующий сигнал.

Низкочастотный трансформатор  $T$  шунтируется емкостью  $C_{\delta n}$ , свободно пропускающей колебания высокой частоты. С помощью вспомогательной батареи рабочая точка устанавливается, как и раньше, на нижнем криволинейном участке сеточной характеристики лампы  $i_a = f(u_c)$ , что в то же время обеспечивает использование нелинейного участка анодной характеристики  $i_a = f(u_a)$ ; поэтому такая модуляция называется *анодной*.

Анодное напряжение

$$u_a = U_{a0} + U_m \cos \Omega t,$$

изменяющееся за счет напряжения управляющего низкочастотного сигнала, поступающего с трансформатора, в различные моменты времени соответствует участкам различных сеточных характеристик с разной средней крутизной  $S_{cp}$ . Влияние изменения анодного напряжения можно уяснить, если считать, что с течением времени под действием управляющего сигнала наклон и положение сеточной характеристики (рис. 9.9) изменяется от характеристики, соответствующей некоторому  $U_{a1}$ , до  $U_{a2}$ , причем перемещение характеристики происходит с частотой управляющего сигнала. Так как  $U_{co} = \text{const}$ , то в различные моменты времени рабочая точка для высокочастотного сигнала будет оказываться на участках характеристик с разной крутизной.

Если по-прежнему считать, что  $S_{cp} \sim u_a$ , то коэффициент усиления

$$K = S_{cp} Z$$

изображенного на рис. 9.8 усилителя будет изменяться во времени по закону изменения средней крутизны

$$S_{cp} = S_{cp0} (1 + m \cos \Omega t),$$

и на контуре в анодной цепи получатся модулированные колебания.



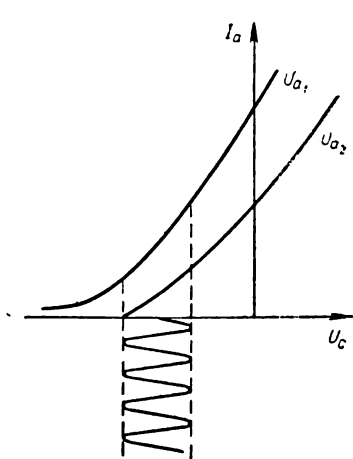


Рис. 9.9.

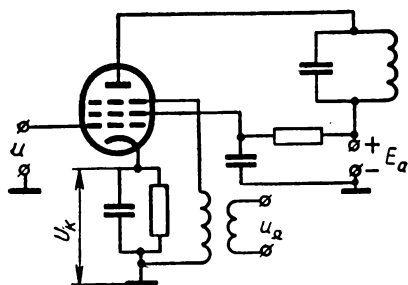


Рис. 9.10.

Схема с пентодом, где крутизна анодной характеристики лампы изменяется подачей модулирующего напряжения на противодинаatronную сетку последовательно с постоянным смещением, приведена на рис. 9.10. На управляющую сетку, как и ранее, подается напряжение несущей частоты.

Естественно, что, как и при сеточной модуляции, анодная модуляция может быть получена в генераторных схемах.

### § 9.3. Детектирование

**Квадратичное детектирование.** В радиоприемном устройстве амплитудно-модулированный высокочастотный сигнал, поступающий на его вход, должен быть преобразован так, чтобы в нагрузке возникли колебания низкой частоты, соответствующие модулирующему (управляющему) сигналу.

При таком рассмотрении анодная модуляция отличается от сеточной тем, что при сеточной модуляции использовалась одна и та же сеточная характеристика, а управляющий сигнал изменял положение рабочей точки во времени на ее нелинейной части; при анодной модуляции постоянное напряжение на сетке фиксировано, зато изменение анодного напряжения приводит к перемещению самой сеточной характеристики, из-за чего изменяется анодный ток в лампе.

Практически амплитуда высокочастотных колебаний на сетке не должна превышать постоянного анодного напряжения, деленного на коэффициент усиления лампы; анодное же напряжение должно превосходить амплитуду модулирующего напряжения.

В рассмотренных нами схемах, являющихся простейшими, для получения модуляции были использованы триодные усилители, работающие в нелинейном режиме. Для этой же цели могут быть применены усилители на транзисторах или многоэлектродных лампах.

Процесс восстановления модулирующего сигнала называется *детектированием* или *демодуляцией*, так как эта радиотехническая операция обратна модуляции. Как известно (см. § 2.2), в составе модулированного сигнала не содержится низкочастотных компонентов, соответствующих управляющему сигналу. Информация о передаваемом сообщении в амплитудно-модулированном сигнале сосредоточена в боковых частотах. Удаленность боковых частот от несущей характеризует частоту модулирующего сигнала, так как разность между боковыми частотами и частотой несущей ( $\omega \pm \Omega$ ) —  $\omega$  равна частоте управляющего сигнала  $\Omega$ , а отношение интенсивностей боковых частот и несущей, характеризующее глубину модуляции, определяет амплитуду модулирующего сигнала. При детектировании амплитудно-модулированный сигнал должен быть преобразован так, чтобы управляющий сигнал был восстановлен из принятого модулированного.

Для этого спектральный состав прошедшего сигнала должен быть изменен; должны быть образованы новые (низкочастотные) спектральные компоненты. Поэтому детектирование является принципиально нелинейной операцией и может быть осуществлено лишь с помощью схемы, содержащей нелинейный элемент.

Нагрузкой в схеме, содержащей нелинейный элемент для детектирования, который обычно называют *детектором*, должен быть фильтр низких частот, с которого снимается низкочастотное напряжение, соответствующее управляющему сигналу.

Рассмотрим процесс детектирования простейших колебаний, амплитудная модуляция которых была произведена гармоническим сигналом.

Принципиальная схема для детектирования амплитудно-модулированных колебаний изображена на рис. 9.11.

На нелинейное сопротивление подается напряжение

$$u_{AM} = U_{AM} \cos \omega t = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (9.8)$$

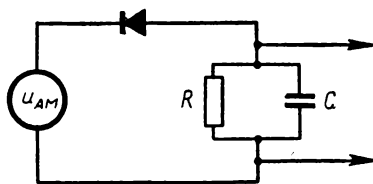


Рис. 9.11.

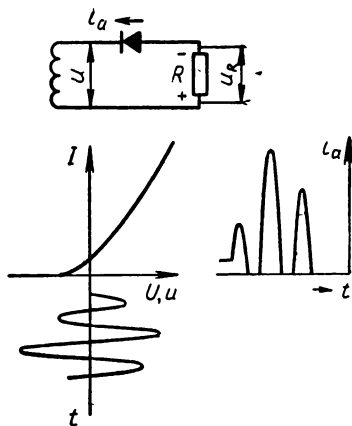


Рис. 9.12.

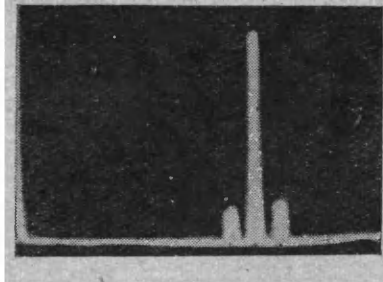


Рис. 9.13а.

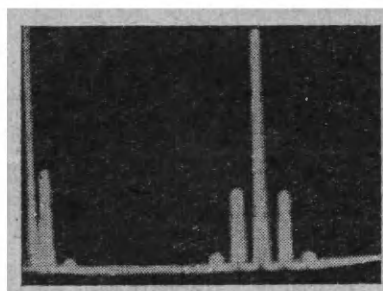


Рис. 9.13б.

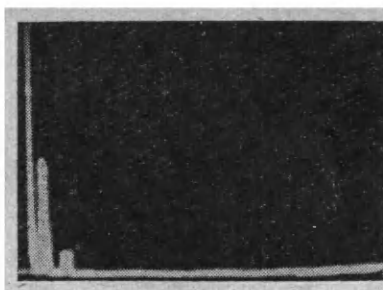


Рис. 9.13в.

где  $U_{AM} = U_m(1 + m \cos \Omega t)$  — переменная амплитуда колебаний несущей частоты  $\omega$ , изменяющаяся с частотой управляющего сигнала  $\Omega$ . Период изменения амплитуды много больше периода колебаний высокой частоты, так как при модуляции выполняется условие  $\Omega \ll \omega$ .

Если нелинейная зависимость тока от напряжения на нелинейном элементе может считаться квадратичной (см. § 5.6):

$$i = I_0 + au + bu^2,$$

то, подставив сюда (9.8), найдем возникающий в цепи ток:

$$i = I_0 + aU_{AM} \cos \omega t + bU_{AM}^2 \times \\ \times \cos^2 \omega t = I_0 + aU_{AM} \cos \omega t + \\ + \frac{bU_{AM}^2}{2} + \frac{bU_{AM}^2}{2} \cos 2\omega t. \quad (9.9)$$

Видно, что компоненты тока, соответствующие второму и четвертому членам выражения (9.9), не содержат интересующих нас при детектировании составляющих с частотой  $\Omega$ ; только в третьем члене

$$\frac{bU_{AM}^2}{2} = \frac{bU_m^2}{2} + bU_m^2 m \cos \Omega t + \\ + \frac{bU_m^2}{4} m^2 \cos 2\Omega t \quad (9.10)$$

имеется компонент тока, пропорциональный модулирующему сигналу. Проведя в выражении (9.9) тригонометрические преобразования, получим:

$$i = I_0' + i_{\omega} + i_{\omega-\Omega} + i_{\omega+\Omega} + i_{2\omega} + i_{2\omega-\Omega} + i_{2\omega+\Omega} + \\ + i_{2\omega-2\Omega} + i_{2\omega+2\Omega} + bU_m^2 m \cos \Omega t + \frac{bU_m^2}{4} m^2 \cos 2\Omega t, \quad (9.11)$$

где  $I_0'$  — постоянный ток; следующие восемь слагаемых — высокочастотные токи, два последних — токи низкой частоты.

Следует отметить, что наряду с искомым током низкой частоты  $\Omega$  имеется составляющая с удвоенной частотой  $2\Omega$ , усложняющая спектральный состав низкочастотных компонентов тока в цепи детектора с квадратичной вольт-амперной характеристикой.

Таким образом, при воздействии на нелинейный элемент модулированных колебаний в спектре тока наряду с высокочастотными компонентами появляются колебания низкой частоты — гармоники частоты модуляции.

Изменение формы тока в цепи детектора графически иллюстрируется рис. 9.12. На рис. 9.13 а, б, в представлен вид спектрограмм поданного на детектор амплитудно-модулированного напряжения, возникающего в цепи тока и снятого с нагрузки напряжения низкой частоты.

Компонент спектрального состава тока с частотой  $\Omega$  имеет амплитуду, пропорциональную глубине модуляции  $m$  (см. 9.11). Тем самым эта спектральная составляющая как по частоте, так и амплитуде воспроизводит тот управляющий сигнал, которым производилась модуляция.

Если нагрузка в цепи детектора представляет собой фильтр нижних частот и выделяет этот компонент из сложного состава тока, то с нагрузки будет снят сигнал, который несет сообщение, содержащееся в модулированных колебаниях.

Как уже отмечалось, в спектре тока, протекающего через квадратичный детектор, наряду с компонентом частоты  $\Omega$ , воспроизводящим управляющий сигнал, одновременно появляется его гармоника удвоенной частоты  $2\Omega$ , не содержащаяся в модулирующем сигнале. Ее присутствие вредно: спектральный состав низкочастотного сигнала оказывается искаженным по сравнению со спектром модулирующего, или, как говорят, при детектировании возникают нелинейные искажения. Так как амплитуда компонента  $2\Omega$  (см. 9.11) пропорциональна  $\frac{m^2}{4}$ , а амплитуда полезной составляющей частоты  $\Omega$  пропорциональна  $m$ , то искажения будут меньше, когда коэффициент модуляции мал. Если  $\frac{m^2}{4} \ll m$ , то влиянием составляющей с частотой  $2\Omega$  можно пренебречь. Поэтому обычно коэффициент модуляции  $m$  в передатчике делают  $\approx 0,3$ . Впрочем, как будет показано ниже, можно подобрать такую нелинейную характеристику детектора (не квадратичную, как рассматривалось до сих пор), что удвоенная звуковая частота практически не воз-

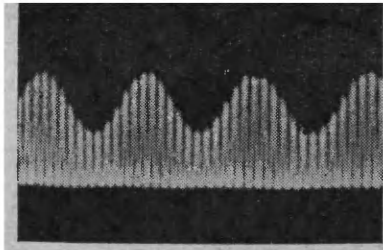


Рис. 9.14а.

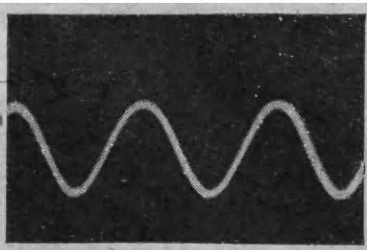


Рис. 9.14б.

никает даже при больших  $m$ . Нужно отметить, что если нелинейное искажение в цепи детектора имеется и компонент частоты  $2\Omega$  присутствует в спектре тока, то выбором нагрузки от него избавиться не удастся. Это связано с тем, что обычно модуляция проводится не гармоническим управляющим напряжением, а сигналом, имеющим сложный спектральный состав (например, при передаче речи сигнал имеет ширину спектра от 20 до 10 000  $\text{Гц}$ ). Поэтому вторые гармоники отдельных компонентов управляющего сигнала оказываются принадлежащими полосе спектра частот, занятой самим сигналом. Естественно, их нельзя отфильтровать, не исказив одновременно спектр воспроизводимого сигнала.

При приеме амплитудно-модулированного сигнала, модулированного сложным спектром, наряду с нелинейными искажениями, связанными с появлением гармоник частоты модуляции  $2\Omega$ , появляются дополнительные низкочастотные компоненты комбинационных частот  $\Omega_n - \Omega_k$  и  $\Omega_n + \Omega_k$ , которые также вызывают нелинейные искажения воспроизводимого управляющего сигнала. В их появлении легко убедиться, рассматривая детектирование колебаний, модулированных управляющим сигналом, состоящим хотя бы из двух спектральных компонентов.

Если допустить, что управляющие сигналы с частотами  $\Omega_n$  и  $\Omega_k$  приводят к модуляции колебаний с одной и той же глубиной модуляции ( $m_n = m_k = m$ ), то амплитуда комбинационных частот окажется пропорциональной  $\frac{m^2}{2}$ , в то время как амплитуда вторых

гармоник  $2\Omega_n$  и  $2\Omega_k$  пропорциональна  $\frac{m^2}{4}$  (см. 9.11). Таким образом, эти комбинационные частоты приводят к более серьезным нелинейным искажениям, чем высшие гармонические компоненты модулирующей частоты. Естественно, что роль этих нелинейных искажений также уменьшается с уменьшением глубины модуляции амплитудно-модулированных колебаний.

В качестве фильтра нижних частот в цепи детектора обычно используют  $RC$ -цепочку — комбинацию параллельно включенных

резистора  $R$  и конденсатора  $C$ . Рассмотрим требования, которые должны быть предъявлены к элементам такого контура.

Очевидно, что распределение тока между ветвями  $R$  и  $C$ , а также напряжение  $U_{RC}$ , снимаемое с этого контура, будут зависеть от параметров конденсатора и резистора. При прохождении в  $RC$ -цепочке тока, протекающего через детектор, конденсатор заряжается импульсами тока, изображенными на рис. 9.12.

В паузах он может разряжаться только через сопротивление  $R$ , так как сопротивление детектора при обратном токе весьма велико.

Конденсатор емкости  $C$ , заряженный до разности потенциалов  $U_0$ , разряжается через сопротивление по закону

$$u_C = U_0 \exp\left(-\frac{t}{RC}\right),$$

где величина  $RC = \tau$  называется постоянной времени рассматриваемого контура (за время  $\tau$  потенциал конденсатора уменьшается в  $e \approx 2,7$  раза).

Соотношение между  $\tau$  и периодами высокой ( $T_\omega$ ) и низкой ( $T_\Omega$ ) частоты существенно влияет на характер работы контура:

а)  $\tau_1 \ll T_\omega$ . Если  $\tau_1$  значительно меньше периода колебаний высокой частоты  $T_\omega$  (пренебрежимо малая емкость), то заряд на конденсаторе будет меняться в соответствии с импульсами тока; осциллограмма кривой напряжения  $U_1$  на контуре (рис. 9.14а) воспроизведет кривую импульсов тока (безынерционное воспроизведение). В этом случае, кроме нужного нам напряжения звуковой частоты, в спектре снимаемого с контура напряжения присутствуют и все остальные компоненты, так как спектр напряжения полностью совпадает со спектром тока (см. рис. 9.13б).

б)  $T_\omega \ll \tau_2 \ll T_\Omega$ . При увеличении емкости постоянную времени  $\tau_2$  можно сделать значительно больше, чем  $T_\omega$ , но меньше периода модулирующей звуковой частоты  $T_\Omega$ . Тогда конденсатор, не успевая разряжаться во время пауз между высокочастотными импульсами, будет постепенно накапливать заряд; предельное значение заряда, очевидно, будет расти вместе с амплитудой высокочастотных колебаний; изменения напряжения высокой частоты на контуре будут происходить (с небольшой амплитудой) около этих предельных значений и станут практически незаметны, если  $\tau_2$  достаточно велико.

По отношению же к периоду низкой частоты контур обладает свойствами, рассмотренными выше.

Таким образом, искажая форму ненужных нам высокочастотных колебаний (напряжение на  $RC$ -цепочке не успевает следовать за изменениями тока из-за ее инерционности), контур воспроизводит без заметных искажений интересующее нас напряжение звуковой частоты  $u_2$  (рис. 9.14б).

в)  $\tau_3 \gg T_\Omega$ . Если постоянная времени сделана чрезмерно большой по сравнению с периодом модулирующей частоты, то контур оказывается инерционным даже по отношению к звуковой частоте, и конденсатор заряжается до практически постоянного предельного напряжения  $U_3 = U$ , испытывающего лишь очень малые колебания.

При этом даже звуковая частота не создает на контуре падения напряжения, и с контура может быть снято лишь напряжение, соответствующее постоянной составляющей тока через детектор.

Ясно, что при выборе параметров фильтра в цепи детектора режимы, соответствующие пунктам а) и в), практически бесполезны: в первом случае контур вообще не выполняет роль фильтра, и на нем происходит падение напряжения всех спектральных компонентов, присутствующих в составе тока; в третьем случае отфильтровываются практически все переменные составляющие тока, в том числе интересующие нас при детектировании низкие частоты.

Пригоден лишь режим, соответствующий пункту б), когда

$$T_\omega \ll \tau \ll T_\Omega: \quad (9.12)$$

на контуре создается значительное падение напряжения лишь низких частот, воспроизводящих спектр того управляющего сигнала, который необходимо было выделить.

Учитывая, что  $T_\omega = \frac{2\pi}{\omega}$ ,  $T_\Omega = \frac{2\pi}{\Omega}$  и  $\tau = RC$ , неравенство (9.12) можно переписать в виде

$$\frac{2\pi}{\omega C} \ll R \ll \frac{2\pi}{\Omega C},$$

или

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C}, \quad (9.13)$$

которым более удобно пользоваться при определении параметров конденсатора и резистора.

Легко видеть, что выражение (9.13) дает возможность иного толкования выбора параметров фильтра: контур в цепи детектора должен быть таким, чтобы сопротивление его емкостной ветви для токов высокой частоты  $\frac{1}{\omega C}$  было мало по сравнению с  $R$ , а сопротивление для токов низкой частоты  $\frac{1}{\Omega C}$  было велико по отношению к  $R$ .

В этом случае высокочастотные компоненты тока проходят через конденсатор без создания заметного падения напряжения на контуре, так как резистор  $R$  шунтируется конденсатором  $C$ . Низкочастотные компоненты тока, проходя через  $R$  (конденсатор представляет для них большое сопротивление), создают значительное паде-

ние напряжения, и контур выполняет роль фильтра нижних частот. В дальнейшем почти всегда будет предполагаться, что нагрузка детектора соответствует режиму, рассмотренному в пункте б). Ясно, что при детектировании амплитудно-модулированных колебаний, полученных с помощью негармонических управляющих сигналов, фильтр должен быть таким, чтобы правая часть неравенства (9.13) удовлетворялась для наибольшей частоты, имеющейся в спектре управляющего сигнала.

**Линейное детектирование.** В рассмотренной нами схеме детектирования (рис. 9.11) нелинейную вольт-амперную характеристику детектора мы представляли полиномом второй степени (9.1), т. е. считали детектор квадратичным. Такое детектирование, называемое квадратичным, практически всегда имеет место в любых схемах детектирования с помощью диодов, триодов, транзисторов и других устройств с нелинейным сопротивлением при малых амплитудах сигнала, когда аппроксимация характеристики квадратичной параболой является достаточно точной (см. § 5.6). Как уже отмечалось, для квадратичного детектирования характерно появление нелинейных искажений в спектре снятого с нагрузки сигнала.

Нелинейных искажений можно избежать, если использовать в качестве детектора элемент, вольт-амперная характеристика которого аппроксимируется ломаной линией, кривизной которой в точке перегиба можно пренебречь. Такова, например, вольт-амперная характеристика диода при больших сигналах (см. § 5.6).

Покажем сначала качественно, что при таком детектировании, которое в отличие от квадратичного часто называют «линейным» детектированием, нелинейных искажений не возникает. (Термин «линейное детектирование» не совсем удачен, так как этот вид детектирования также представляет собой существенно нелинейный процесс. Имеется в виду лишь то, что не характеристика детектора в целом, а форма ее ветвей по обе стороны точки излома может быть представлена двумя прямыми.) До сих пор детектирование мы рассматривали как процесс изменения спектрального состава амплитудно-модулированного сигнала нелинейным сопротивлением. Но его можно представить себе и с другой точки зрения.

В результате воздействия на нелинейную цепь, обладающую в той или иной степени односторонней проводимостью, амплитудно-модулированного напряжения по цепи начнут протекать импульсы тока высокой частоты; их огибающая может воспроизводить форму огибающей модулированного колебания. Возникшее при детектировании изменение формы модулированных колебаний таково, что амплитудные значения тока в положительные и отрицательные полупериоды становятся неодинаковыми. В идеальном случае ток в отрицательные полупериоды может полностью отсутствовать. Это соответствует тому, что в процессе детектирования возникает приrost постоянной составляющей тока, вызванный поданным на нелинейное сопротивление высокочастотным напряжением. Если



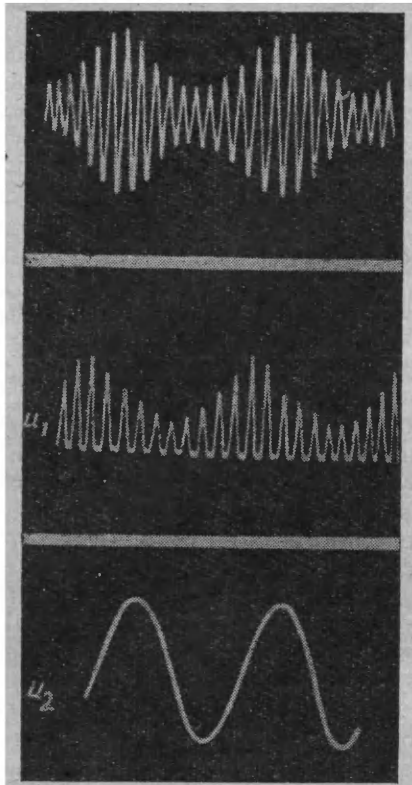


Рис. 9.15.

величина этого прироста постоянной составляющей тока пропорциональна амплитуде подводимого высокочастотного напряжения, то при детектировании амплитудно-модулированных колебаний постоянная составляющая тока будет пульсировать (в составе тока появится компонент низкой частоты). Так как импульсы одного направления преобладают над импульсами другого направления, величина пульсаций будет пропорциональна среднему из положительных и отрицательных амплитуд. Из такого рассмотрения действия детектора, в частности, сразу становится ясно, что для детектирования пригоден лишь такое нелинейное сопротивление, в котором подача высокочастотного напряжения приводит к возникновению прироста постоянного тока. Например, легко показать (см. § 5.7), что если вольт-амперная характеристика нелинейного сопротивления может быть аппроксимирована полиномом, содержащим четные степени  $u$  (например,  $u^2$ , как в 9.1), то изменение постоянной составляющей тока с изменением  $u$  имеется, и детектирование возможно. Если характеристика нелинейного элемента аппроксимируется полиномом, содержащим только нечетные степени  $u$ , то постоянной составляющей тока за счет воздействия высокочастотного напряжения на нелинейное сопротивление не возникает, и детекторный эффект невозможен<sup>1</sup>.

Рассмотрение детектирования, как такого преобразования амплитудно-модулированного напряжения, в результате которого возникает пульсирующий ток с огибающей, воспроизводящей огибающую высокочастотного сигнала, дает возможность понять разницу в результатах детектирования линейным и квадратичным детектором.

Рассмотрение детектирования, как такого преобразования амплитудно-модулированного напряжения, в результате которого возникает пульсирующий ток с огибающей, воспроизводящей огибающую высокочастотного сигнала, дает возможность понять разницу в результатах детектирования линейным и квадратичным детектором.

<sup>1</sup> В этом легко убедиться, например, воздействуя на нелинейное сопротивление с характеристикой  $i = I_0 + au + cu^3$  простейшим амплитудно-модулированным сигналом.

Сравните соответствующие им графические иллюстрации процесса детектирования на рис. 9.12 и 9.15. Крутизна характеристик линейного детектора для всех значений напряжения, соответствующих пропусканию тока детектором, остается постоянной, в то время как для квадратичного детектора (рис. 9.12) она изменяется по линейному закону. В соответствии с этим огибающая пульсаций тока линейного детектора строго воспроизводит форму огибающей модулированного напряжения, а квадратичного — с некоторыми искажениями. На рис. 9.16 а, б, в, г, д, е сопоставляются осциллограммы, полученные при обоих способах детектирования; кривые рис. а — в соответствуют высокочастотному напряжению, току и выделенному на нагрузке детектора низкочастотному напряжению для линейного детектора, а кривые рис. г — е — для квадратичного.

Нелинейные искажения, свойственные квадратичному детектированию, нами уже подробно рассматривались. Прирост постоянной составляющей тока в таком детекторе определялся квадратичным членом (9.10)

$$\frac{bU_{AM}^2}{2} = \frac{bU_m^2}{2} (1 + m \cos \Omega t)^2 .$$

Этому соответствуют нелинейные искажения: появление в составе тока гармоники низкой частоты  $\frac{bU_m^2}{4} m^2 \cos 2\Omega t$ .

Покажем аналитически, что при линейном детектировании этих искажений нет.

В простейшем случае (см. рис. 9.15) вольт-амперная характеристика линейного детектора может быть аппроксимирована как  $i = S_1 u$  для  $u > 0$  и  $i = S_2 u$  для  $u < 0$ , где  $S_1, S_2$  — крутизна соответствующих участков характеристики (в рассматриваемом случае  $S_2 = 0$ ). Предположим, что рабочая точка совпадает с точкой излома характеристики. При воздействии на детектор модулированного напряжения высокой частоты

$$u_{AM} = U_{AM} \cos \omega t = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$$

для огибающей положительных амплитуд тока имеем

$$i_+ = S_1 U_m (1 + \cos \Omega t),$$

а для отрицательных амплитуд тока

$$i_- = 0.$$

Среднее значение огибающей тока

$$\frac{i_+ + i_-}{2} = \frac{(S_1 - S_2) U_{AM}}{2} = \frac{S_1 U_m}{2} + \frac{S_1 m U_m}{2} \cos \Omega t, \quad (9.14)$$

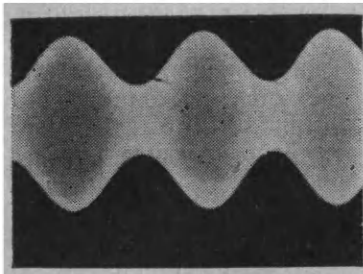


Рис. 9.16а.

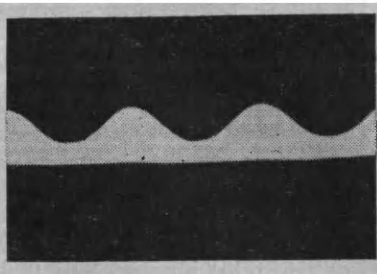


Рис. 9.16б.

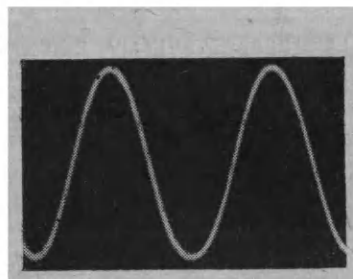


Рис. 9.16в.

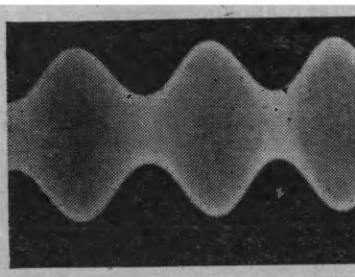


Рис. 9.16г.

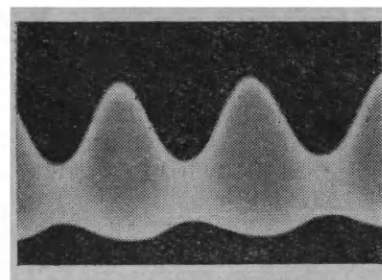


Рис. 9.16д.

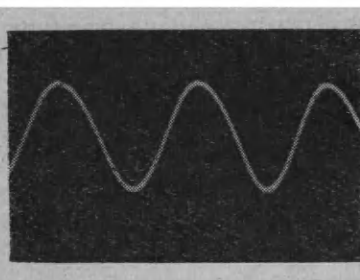


Рис. 9.16е.

характеризующее прирост постоянной составляющей тока в таком детекторе, в этом случае не содержит высших гармонических членов, а только переменную составляющую частоты  $\Omega$ . Из выражения (9.14) видно, что при таком детектировании имеет место линейная зависимость огибающей тока детектора от огибающей модулированного напряжения высокой частоты, т. е. отсутствуют нелинейные искажения.

Еще раз подчеркнем, что этот вид детектирования также представляет собой принципиально нелинейный процесс. В этом легко убедиться, перенеся рабочую точку на линейный участок характеристики, изображенной на рис. 9.12. Если колебания не будут выходить за пределы линейного участка, то  $S_1 = S_2$  и величина переменной составляющей среднего значения огибающей тока (см. 9.14), куда входит сомножитель  $S_1 - S_2$ , равна нулю, т. е. детекторного эффекта нет.

Отсутствие нелинейных искажений при линейном детектировании способствует его широкому практическому использованию.

Рассмотрим наиболее употребительные схемы детекторов.

### § 9.4. Схемы детекторов

**Диодное детектирование.** Для того чтобы вольт-амперная характеристика электровакуумного диода могла быть хорошо аппроксимирована ломаной линией, к нему необходимо подвести переменное напряжение  $\approx 1$  в. Поэтому диодные детекторы в режиме линейного детектирования обычно используются в схемах, где модулированное напряжение предварительно усиливается усилителем высокой частоты (УВЧ).

Распространенная схема детектирования при помощи лампового диода изображена на рис. 9.17.

При рассмотрении работы этой реальной схемы (в отличие от принципиальной схемы рис. 9.11, где сопротивление нагрузки предполагалось настолько малым, что она не влияла на режим детектора) приходится считаться с тем, что сопротивление нагрузки  $R$  делают значительным для получения на нем заметного напряжения  $U_R$ . Падение напряжения на нагрузке, определяемое амплитудой приходящего сигнала, приводит к появлению напряжения обратного знака на диоде, и поэтому рабочая точка сдвигается в левую часть характеристики.

Модулированные колебания, усиленные в УВЧ, создают на контуре, настроенном на несущую частоту и имеющем полосу пропус-

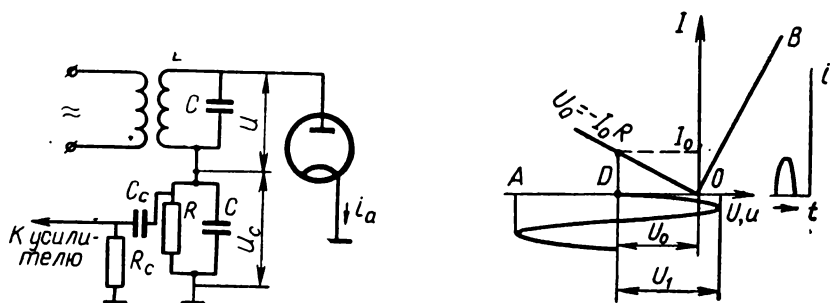


Рис. 9.17.

кания, достаточную для прохождения модулированного сигнала, напряжение  $u$ . Напряжение звуковой частоты, возникающее при детектировании на сопротивлении  $R$ , подается на вход усилителя низкой частоты (УНЧ) через разделительный конденсатор, который предохраняет вход УНЧ от поступления на него постоянной составляющей тока, появляющейся в процессе детектирования.

Если входящие сигналы имеют значительную амплитуду, то, как уже говорилось, характеристику диода можно представить ломаной линией ( $AOB$  на рис. 9.17, где  $O$  — начальное положение рабочей точки).

Для лучшего понимания работы схемы предположим, что  $R$  сначала отключено, а входящие сигналы не модулированы ( $u = U_m \cos \omega t$ ). Тогда конденсатор  $C$  зарядится до  $U_c = U_m$ , после чего анодный ток совершенно прекратится. Если теперь подключить большое  $R$  ( $\frac{1}{\Omega C} \gg R \gg \frac{1}{\omega C}$ ), то за период высокой частоты напряжение на емкости почти не будет меняться, так как разрядный ток мал; незначительное уменьшение напряжения при разрядке будет компенсироваться малым анодным током, текущим в части положительного полупериода. При этом напряжение на емкости  $u_c = U_0$  лишь немного меньше  $U_m$ , а на диоде получается напряжение

$$u_a = U_m \cos \omega t - U_0 = U_m \cos \omega t - I_0 R,$$

и рабочая точка смещается в положение  $D$ .

Если входящий сигнал модулирован по амплитуде

$$U_{AM} = U_1 (1 + m \cos \Omega t),$$

то напряжение на участке  $RC$  будет меняться в соответствии с законом модуляции.

Работу схемы можно охарактеризовать величиной, показывающей эффективность преобразования высокочастотного модулированного напряжения в напряжение низкой частоты — коэффициентом передачи напряжения

$$K = \frac{U_R}{mU_1},$$

который для диодного детектора при сильных сигналах не зависит от амплитуды поступающих на детектор сигналов и несколько меньше единицы ( $\approx 0,95$  при правильно выбранной нагрузке). Величина  $K$  в детекторе играет такую же роль, как коэффициент передачи в линейной цепи. Чем больше  $K$ , тем больше полезное напряжение на выходе детектора при одном и том же напряжении на входе.

Величина сопротивления  $R$  в цепи детектора выбирается достаточно большой для того, чтобы увеличить коэффициент передачи детектора  $K$  и не слишком ухудшить добротность колебательного контура, к которому подключена детекторная цепь. В то же время

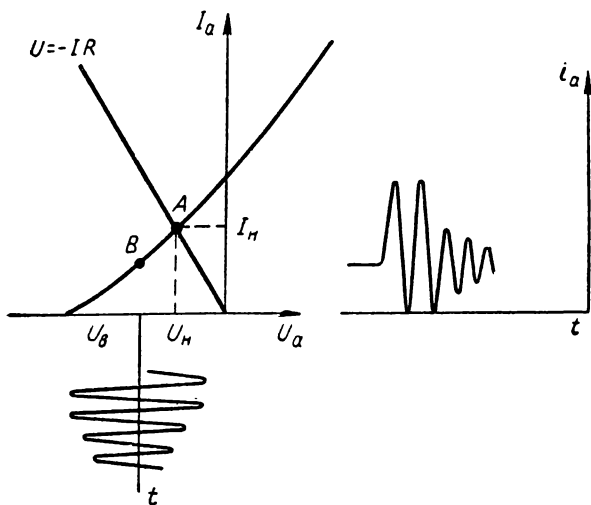


Рис. 9.18.

$R$  не может быть слишком большим, так как для нагрузки детектора должно удовлетворяться неравенство  $\frac{1}{\Omega} \gg RC > \frac{1}{\omega}$ . Увеличивая  $R$ , необходимо одновременно уменьшать емкость  $C$ , которая должна оставаться больше емкости диода  $C_d$ , так как в противном случае значительная часть подводимого ко входу напряжения высокой частоты будет падать на нагрузке  $RC$ , а не на диоде, и детектирование будет малоэффективным.

Обычно по совокупности этих соображений используют  $R \approx 0,2 \div 0,5 \text{ Мом}$ , а  $C$  — порядка нескольких десятков пикофарад ( $50 - 200 \text{ пф}$ ).

При детектировании с помощью диода слабых сигналов приходится учитывать искривление у начала характеристики и наличие нулевого тока  $I_n$  (при  $U_a = 0$ ), обусловленного тем, что электроны вылетают из катода с начальными скоростями. Из-за этого даже в отсутствие сигнала на аноде существует отрицательный потенциал (рис. 9.18):

$$U_n = -I_n R,$$

и рабочая точка находится в положении  $A$ . При подаче немодулированного сигнала с амплитудой  $U_m$  рабочая точка смещается влево (положение  $B$ ). Теперь полезным эффектом детектирования является изменение напряжения

$$U_R = U_b - U_n.$$

Однако вследствие изгиба характеристики коэффициент передачи детектора  $K$  уже не остается постоянным, а зависит от амплитуды входного сигнала  $u$ .

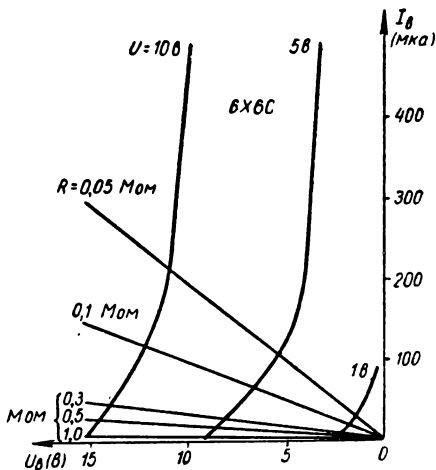


Рис. 9.19.

Так как при малых входных сигналах детектор является квадратичным, амплитуда выходного напряжения низкой частоты  $U_R$  оказывается пропорциональной  $U_1^2$  (см. 9.11).

Поэтому коэффициент передачи детектора при слабых сигналах

$$K = \frac{U_R}{mU_1} \sim U_1,$$

т. е. при малых напряжениях  $K$  изменяется прямо пропорционально входному напряжению высокой частоты. Отсюда ясно, что при очень малых входных напряжениях коэффициент передачи

диодного детектора мал и может оказаться значительно меньше единицы. Это значит, что такой детектор существенно ослабляет принимаемые сигналы.

Практически из-за малого коэффициента передачи детектора при слабых сигналах и наличия нелинейных искажений при квадратичном детектировании, о которых говорилось выше, диодный детектор для  $u < 0,5$  в не применяется.

В справочниках часто приводят нагрузочные характеристики детекторов (например, рис. 9.19).

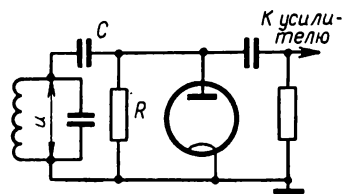


Рис. 9.20.

Выпрямленное напряжение, получающееся на нагрузке, откладывают по горизонтальной оси, выпрямленный ток — по вертикальной; значение нагрузки указывают около соответствующей линии. Параметром семейства характеристик служит действующее напряжение приходящего немодулированного сигнала.

Задавшись величиной нагрузки  $R$ , строят прямые  $U_R = -IR$ . Их пересечение с характеристиками и определяет режим детектора.

Наряду с рассмотренной последовательной схемой иногда применяется схема рис. 9.20, где нагрузка  $R$  и диод по высокой частоте включены параллельно. Благодаря этому постоянная составляющая тока не проходит через цепи, с которых снимается напряжение высокой частоты. Это важно, когда они представляют собой практически бесконечное сопротивление постоянному току или ког-

да необходимо разделить цепи переменного и постоянного тока. Недостатком такой схемы является невозможность освободить нагрузку  $R$  от высокой частоты.

Довольно часто применяется схема (рис. 9.21), где комбинированная лампа (диод — триод) используется одновременно для детектирования (катод — анод  $A_2$ ) и последующего усиления (катод — сетка — анод  $A_3$ ).

В левой части рисунка повторена схема диодного детектора. Напряжение звуковой частоты с потенциометра  $R$  поступает на сетку триода и усиливается лампой; усиленное напряжение снимается с анода ( $A_3$ ) лампы. Рабочие участки характеристик и положения рабочих точек показаны на соответствующих графиках.

Детектирование могут осуществлять также и полупроводниковые диоды. Обычно для этого используются точечные германиевые или кремниевые диоды (см. § 6.4). Имея ничтожную емкость, они могут работать даже до сверхвысоких частот. Так как полупроводниковые детекторы не требуют накала, то схемы упрощаются и становятся более компактными. Полупроводниковому диоду как детектору присущ тот недостаток, что он пропускает небольшой обратный ток. Его сопротивление обратному току (при максимальном напряжении) составляет сотни тысяч ом. Нагрузочное сопротивление берется меньше этого значения (10—50 ком), но при слабых сигналах оно может быть увеличено.

**Сеточное детектирование.** При детектировании слабых сигналов диодный детектор малоэффективен из-за низкого коэффициента передачи  $K$ , и обычно применяется сеточное детектирование. В схеме сеточного детектора (рис. 9.22) высокочастотные колебания поступают на контур в цепи сетки триода. В ту же цепь включается RC-фильтр, параметры которого аналогичны нагрузке диодного де-

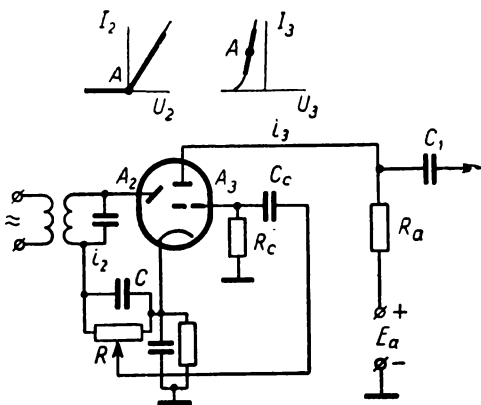


Рис. 9.21.

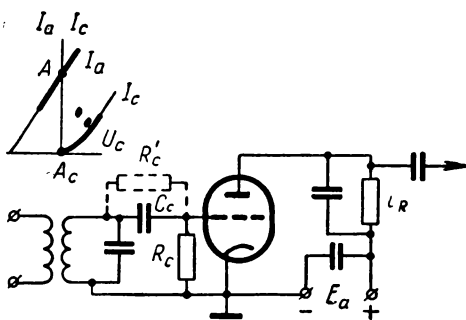


Рис. 9.22.



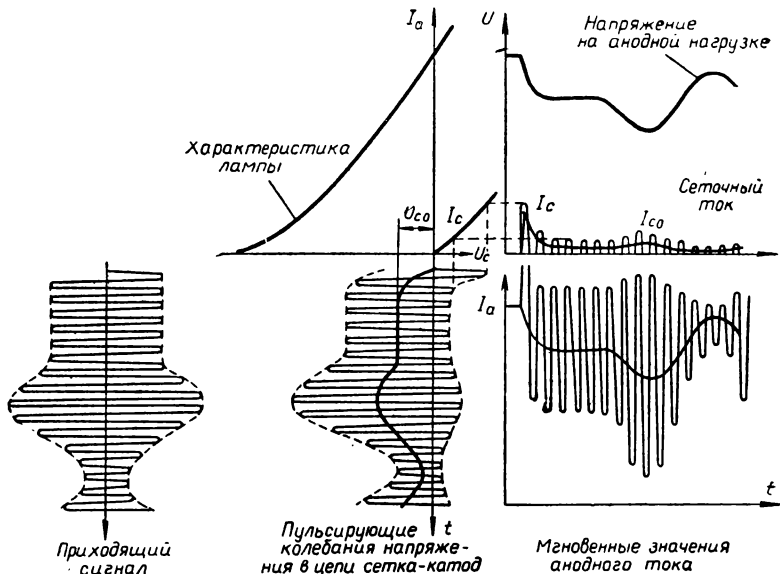


Рис. 9.23.

тектора ( $\frac{1}{\Omega C_c} > R_c > \frac{1}{\omega C_c}$ ). Фильтр имеет малое сопротивление для токов высокой частоты и достаточно большое для токов низкой частоты. Поэтому напряжение низкой частоты, возникающее на сопротивлении при детектировании на промежутке «сетка — катод» лампы, будет полностью приложено между ними, так как контур представляет собой малое сопротивление для низкой частоты.

В этой схеме детектирование осуществляется в сеточной цепи за счет нелинейной зависимости сеточного тока  $i_c$  от напряжения на сетке  $u_c$ , поэтому в лампе должен существовать сеточный ток. Рабочая точка на характеристике  $I_c = f(U_c)$  (рис. 9.22) выбирается у нижнего изгиба, а на характеристике анодного тока  $I_a = \Phi(U_c)$  — в прямолинейной ее части. Если рабочую точку выбрать так, чтобы отрицательное напряжение на сетке было достаточно большим, то сеточного тока не будет, и детектирование станет невозможным. Поэтому триод в схеме сеточного детектора применяется без принудительного смещения на сетке.

Легко видеть, что сеточная цепь рис. 9.22 подобна схеме рис. 9.17 (или 9.20, если сопротивление включено, как показано пунктиром), причем промежуток «сетка — катод» выполняет роль диода. Поэтому на сетке возникают такие же колебания звуковой частоты, как и на аноде диода. Под влиянием этих колебаний появляются колебания анодного тока; по анодной цепи схема работает как усилитель класса А (рис. 9.23)

Таким образом, сетка триода выполняет одновременно две функции: анода  $A_2$  и сетки комбинированной лампы (см. рис. 9.21).

Усиленное напряжение низкой частоты снимается с анодной нагрузки лампы  $R_n$ , где конденсатор  $C_n$  служит для того, чтобы на  $R_n$  не было падения напряжения высокой частоты ( $\frac{1}{\omega C_n} \ll R_n \ll \frac{1}{\Omega C_n}$ ).

Из кривых рис. 9.23 видно, что рабочая точка на характеристике  $I_a = \Phi(U_c)$  при детектировании смещается влево из-за постоянной составляющей сеточного тока, проходящей через сопротивление  $R_c$ . Поэтому среднее значение анодного тока уменьшается. При сильных сигналах рабочая точка выйдет из прямолинейной области, что приведет к искажениям. Поэтому при сильных сигналах сеточное детектирование не применяется. Практически для неискорженного детектирования амплитуда входного сигнала высокой частоты в таком детекторе не должна превышать 0,25—0,3 того напряжения, которое подводится к сетке данной лампы при ее использовании в качестве усилительной лампы низкой частоты.

Для детектирования слабых сигналов сеточное детектирование более выгодно, чем диодное: чувствительность такого детектора выше, так как детектирование сопровождается усилением низкой частоты, и коэффициент передачи самого детектора несколько выше из-за большей крутизны характеристики сеточного тока.

Естественно, что сеточное детектирование, как и любое другое детектирование, при слабых сигналах является квадратичным и поэтому дает нелинейные искажения (см. § 9.3). Его приходится использовать, если невозможно применение УВЧ с последующим диодным детектированием сильных сигналов.

Конечно, для сеточного детектирования может быть использован и пентод. Фильтр  $R_c C_c$  рассчитывается в соответствии с выводами, сделанными в начале этого параграфа. Значения  $R_c$  составляют обычно 0,5—2 Мом (для триодов) и до 5 Мом (для пентодов).

**Анодное детектирование.** Нелинейность характеристик триода  $I_a = \Phi(U_c)$  позволяет использовать для детектирования анодную цепь лампы. Анодное детектирование в радиоприемниках применяется сравнительно редко, так как особых преимуществ перед другими типами детектирования не имеет, но требует анодного питания. Входное сопротивление анодного детектора можно сделать очень большим, поэтому им часто пользуются в измерительной аппаратуре, которая не должна изменять режима цепи, подлежащей исследованию.

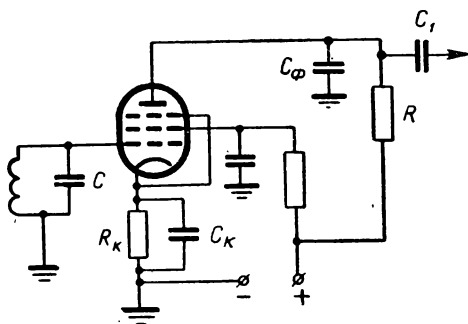


Рис. 9.24.

В схеме анодного детектора (рис. 9.24) модулированное напряжение подается на сетку (например, при помощи  $LC$ -контура). В анодную цепь включается  $RC$ -фильтр низких частот; с сопротивления  $R$  через разделительный конденсатор  $C_1$  отдетектированный сигнал поступает в усилитель низкой частоты. Цепочка автоматического смещения  $R_k C_k$  рассчитывается так, чтобы рабочая точка  $A$  находилась у начала нижнего изгиба характеристики, изображенной в сильно увеличенном масштабе на рис. 9.25,  $a$ .

При слабом сигнале (1 на рис. 9.25) происходит квадратичное детектирование. Если сигнал сильный (2 на рис. 9.25) то имеет место линейное детектирование, так как искривлением характеристики можно пренебречь и считать поднимающийся участок характеристики прямолинейным.

Если сеточное смещение выбрано неправильно и рабочая точка находится в положении  $A_1$ , где рабочий участок при достаточно слабых сигналах практически прямолинеен (3 на рис. 9.25), то зависимость  $I_a = \Phi(U_c)$  в рабочей области характеристики является линейной, и детекторный эффект отсутствует.

Из рис. 9.25 ясно, что амплитуда входного сигнала при анодном детектировании не должна превышать примерно половины исходного сеточного смещения, в противном случае при достаточно глубокой модуляции будут моменты, когда на сетке потенциал станет положительным. Это вызовет появление сеточного тока и соответствующих искажений.

Подобного недостатка лишен катодный детектор, где полезное напряжение низкой частоты снимается с сопротивления, включенного в катодную цепь лампы. Наибольшее отдетектированное

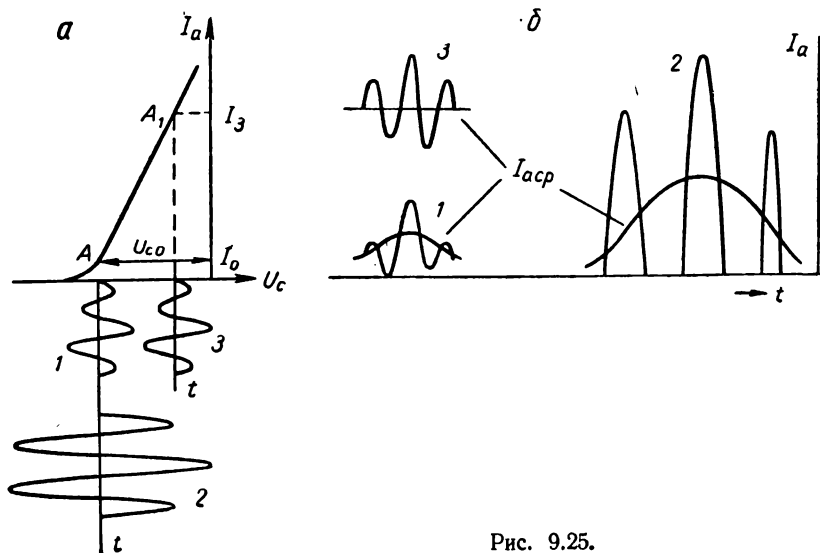


Рис. 9.25.

напряженье, которое можно снять в этом случае без искажений, равно приблизительно половине напряжения анодного питания, т.е. составляет десятки вольт. В этом отношении катодный детектор сходен с диодным.

## § 9.5. Преобразование частоты

В современной радиосвязи большое значение имеет процесс преобразования частоты, заключающийся в преобразовании модулированных колебаний высокой частоты в колебания другой высокой частоты без изменения вида и характера модуляции. Так, при преобразовании частоты амплитудно-модулированного сигнала изменяется только его несущая частота (обычно до более низкой частоты, называемой «промежуточной» частотой; она может быть значительно ниже несущей до преобразования, но остается много выше, чем частота модуляции). Форма и частота огибающей кривой остаются без изменения.

Тем самым преобразование частоты представляет собой нелинейную операцию, проявляющуюся в том, что все спектральные компоненты сигнала сдвигаются по частоте (обычно в сторону более низких частот) без изменения их взаимного расположения в спектре и соотношений по амплитудам. Частным случаем преобразования частоты является получение разностной  $\omega_1 - \omega_2$  частоты при воздействии на нелинейный элемент двух гармонических сигналов  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , о чем говорилось в § 9.1.

Рассмотрим процесс преобразования частоты на простейшем примере понижения частоты амплитудно-модулированного сигнала, модуляция которого была произведена по гармоническому закону.

Принципиальная схема преобразователя частоты изображена на рис. 9.26.

На нелинейное сопротивление от генератора гармонических колебаний подается напряжение

$$u_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t, \quad (9.15)$$

а также подлежащее преобразованию по частоте амплитудно-модулированное напряжение

$$\begin{aligned} u_2 &= U_{m2}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_2 t = \\ &= U_{AM} \cos \omega_2 t, \quad (9.16) \end{aligned}$$

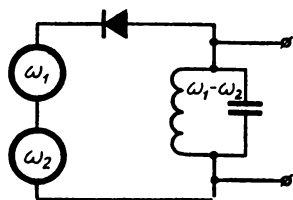


Рис. 9.26.

где  $U_{AM} = U_{m2}(1 + m \cos \Omega t)$  — переменная амплитуда колебаний несущей частоты  $\omega_2$ , изменяющаяся с частотой управляющего сигнала  $\Omega$ .

Если нелинейная зависимость тока от напряжения на нелинейном элементе может считаться квадратичной (см. § 5.6):

$$i = I_0 + au + bu^2, \quad (9.17)$$

то ток, возникающий в цепи под действием этих напряжений, можно выразить, подставив (9.15) и (9.16) в (9.17) и проделав вычисления, аналогичные проведенным в § 9.1.

Получим:

$$i = \left[ I_0 + \frac{bU_{m1}^2}{2} + \frac{bU_{AM}^2}{2} \right] + aU_{m1} \cos \omega_1 t + aU_{AM} \cos \omega_2 t + \frac{bU_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \\ + \frac{bU_{AM}^2}{2} \cos 2\omega_2 t + bU_{m1} U_{AM} \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \\ + bU_{m1} U_{AM} \cos (\omega_1 - \omega_2) t. \quad (9.18)$$

Видно, что в сложном по спектральному составу токе наряду с другими компонентами возникают комбинационные частоты  $\omega_1 + \omega_2$  и  $\omega_1 - \omega_2$ , которые характеризуются амплитудой  $bU_{m1} U_{AM} = bU_{m1} U_{m2} (1 + m \cos \Omega t)$ , сохранившей закон модуляции, имевшийся в исходном модулированном сигнале.

Из этих спектральных составляющих тока значительное падение напряжения на нагрузке в виде контура с резонансной частотой  $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$  и полосой пропускания  $2\Omega$  создаст лишь ток разностной частоты:

$$i_{\omega_1 - \omega_2} = bU_{m1} U_{m2} [1 + m \cos \Omega t] \cos (\omega_1 - \omega_2) t = \\ bU_{m1} U_{m2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \frac{bm}{2} U_{m1} U_{m2} \cos [(\omega_1 - \omega_2) - \Omega] t + \\ + \frac{bm}{2} U_{m1} U_{m2} \cos [(\omega_1 - \omega_2) + \Omega] t, \quad (9.19)$$

полностью воспроизводящий информацию, содержащуюся в модулированном сигнале с прежней несущей частотой  $\omega_2$ , но имеющий новую несущую частоту  $\omega_1 - \omega_2$ .

Спектрограммы для поданного в цепь напряжения показаны на рис. 9.27а, а протекающего в цепи тока — на рис. 9.27б.

Если нагрузка представляет собой контур, настроенный на суммарную частоту  $\omega_1 + \omega_2$ , то такой фильтр выделит из состава тока амплитудно-модулированный сигнал с более высокой несущей частотой  $\omega_1 + \omega_2$ , чем у исходного напряжения.

Преобразование частоты при радиоприеме, как уже говорилось, обычно применяется для понижения несущей до промежуточной частоты, удовлетворяющей неравенству

$$\omega_1, \omega_2 \gg |\omega_1 - \omega_2| = \omega_{np} \gg \Omega. \quad (9.20)$$

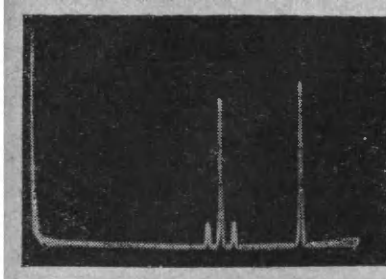


Рис. 9.27а.

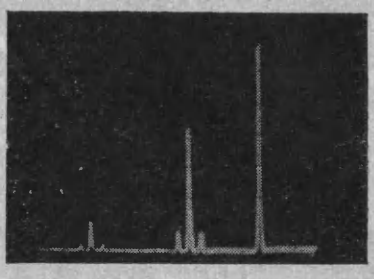


Рис. 9.27б.

Из уравнения (9.19) легко видеть, что, изменяя частоту  $\omega_1$ , создаваемую генератором незатухающих колебаний, входящим в состав приемного устройства, где используется преобразование частоты, можно по желанию изменять значение разностной частоты, выполняющей роль новой несущей, при фиксированной несущей частоте принимаемого амплитудно-модулированного сигнала; или, наоборот, оставлять новую несущую — промежуточную частоту — постоянной при раздельном приеме амплитудно-модулированных сигналов с разными несущими частотами. При радиоприеме используется вторая возможность: величина промежуточной частоты выбирается такой, чтобы выполнялось неравенство (9.20), и фиксируется (обычно промежуточная частота составляет:

$$f_{\text{пр}} = \frac{\omega_{\text{пр}}}{2\pi} = 465 \text{ кгц}.$$

Прием различных станций, имеющих разные несущие частоты, производится перестройкой генератора, входящего в состав приемного устройства, основанного на преобразовании частоты. Такой генератор, называемый «гетеродином» (от греческих слов «отдельный» и «сила»), обычно перестраивается синхронно с резонансным усилителем высокой частоты, имеющимся на входе приемника. Этим достигается существенное улучшение чувствительности и избирательности при приеме, так как постоянство промежуточной частоты при настройке на любую передающую станцию дает возможность применения высококачественных неперестраиваемых усилителей промежуточной частоты (УПЧ), а перенесение модуляции на более низкую, чем у принимаемого сигнала, несущую эквивалентно увеличению относительной расстройки между поступающими на вход приемника сигналами (подробное рассмотрение основанного на этом принципе супергетеродинного приемника см. в § 10.3).

В измерительной технике часто используется другая возможность: перестраивая калиброванный по частоте гетеродин, можно добиться, чтобы разностная частота  $\omega_1 - \omega_2$  стремилась к нулю. Это позволяет очень точно определить частоту сигнала, поступаю-

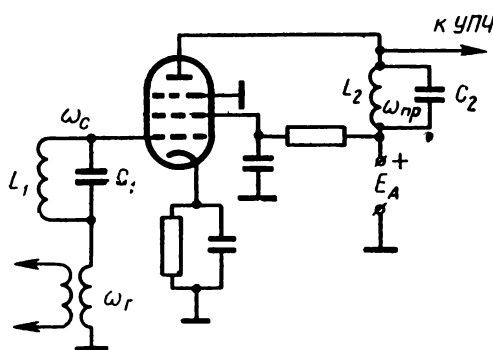


Рис. 9.28.

другу высокие частоты; один из них перестраивается. Преобразование частоты применяется и в целом ряде других устройств.

В качестве нелинейных элементов для преобразования частоты в радиоприемниках обычно используются многоэлектродные электровакуумные лампы. На более высоких частотах (вплоть до СВЧ) применяются полупроводниковые диоды.

Рассмотрим некоторые практические схемы для преобразования частоты. Применяются два метода преобразования частоты. В одном из них нелинейным элементом является диод, триод или пентод, причем напряжения сигнала и гетеродина поступают на одни и те же электроды. В другом методе обычно используются многосеточные лампы (пентагриды или гептоды), а напряжения сигнала и гетеродина подаются на различные сетки лампы.

На рис. 9.28 приведена схема преобразователя частоты на пентоде, где напряжение подлежащего преобразованию по частоте сигнала и напряжение гетеродина подаются на управляющую сетку лампы. Колебательный контур  $L_1C_1$  включен в сеточную цепь лампы и настраивается на частоту  $\omega_c$  входящих сигналов, колебательный контур  $L_2C_2$  находится в анодной цепи лампы и настроен на промежуточную частоту  $\omega_{np}$ . Напряжение от отдельного генератора (гетеродина), частота которого  $\omega_r$  выбирается более высокой, чем  $\omega_c$ , и такой, чтобы образующаяся разностная частота  $\omega_r - \omega_c$  была равна частоте  $\omega_{np}$ , также поступает на управляющую сетку пентода. Постоянное отрицательное смещение на этой сетке выбирается так, чтобы рабочая точка находилась на нижнем изгибе сеточной характеристики анодного тока лампы.

Если считать, что нелинейная зависимость  $i_a = f(u_c)$  квадратична, то в соответствии с (9.18) в сложном по составу токе, протекающем через пентод, возникнут колебания разностной частоты (9.19). С анодной нагрузки лампы—контра  $L_2C_2$  снимается напряжение разностной (промежуточной) частоты. Закон модуляции, имевшийся в входящем сигнале, сохраняется для промежуточной частоты.

щего на преобразователь частоты. На таком принципе основаны гетеродинные частотомеры. Наряду с этим преобразование частоты применяется для создания перестраиваемых в широких пределах генераторов низких и инфранизких частот; здесь используются колебания разностной частоты двух генераторов, имеющих достаточно близкие друг к

Из формулы (9.19) видно, что амплитуда напряжения промежуточной частоты, снимаемого с контура, пропорциональна произведению амплитуд гетеродина  $U_{mг}$  и несущей частоты сигнала  $U_{m2}$ . Обычно входящий сигнал при радиоприеме имеет малую амплитуду, а напряжение гетеродина делают значительным для увеличения эффективности преобразования частоты. Следует отметить, что в отличие от детектирования при преобразовании частоты никаких искажений формы преобразованного сигнала не возникает; это справедливо при любом соотношении между амплитудами сигнала и гетеродина, если рабочий участок характеристики нелинейного элемента является квадратичным.

Практически имеет смысл повышать напряжение гетеродина только до определенного предела, так как при больших амплитудах из-за формы реальной характеристики анодного тока лампы (при больших амплитудах квадратичная аппроксимация характеристики становится несправедливой, см. § 5.6) напряжение промежуточной частоты перестает расти или даже начинает падать. Заметим, что процесс преобразования частоты с помощью нелинейного элемента может рассматриваться аналогично тому, как это было сделано в § 9.2 при изучении сеточной модуляции, с той точки зрения, что действие напряжения сигнала сводится к управлению крутизной характеристики  $I_a = f(U_c)$  для напряжения гетеродина. В результате появляются комбинационные частоты (в том числе  $\omega_{пр} = \omega_r - \omega_c$ ).

Недостатком рассмотренной схемы преобразователя частоты является наличие связи между контурами сигнала и гетеродина, вследствие чего настройка одного из них влияет на резонансную частоту другого, так как при этом меняется вносимое реактивное сопротивление.

Эта взаимозависимость настроек контуров сигнала и гетеродина устраняется, если для преобразования частоты используются специальные преобразовательные лампы, в которых напряжения сигнала и гетеродина подаются не на одну, как в схеме рис. 9.28, а на разные сетки, как правило, экранируемые друг от друга.

Одна из схем, где используется пентагрид, т. е. пятисеточная преобразовательная лампа, приведена на рис. 9.29. В этой лампе катод и две первые (ближайшие к нему) сетки образуют триод, используемый в качестве лампы гетеродина. Колебательный контур генератора, находящийся в цепи сетки 1, индуктивно связан с катушкой обратной связи, включенной в анодную цепь генераторной части лампы; роль анода в ней выполняет сетка 2, на которую подается положительный потенциал через катушку обратной связи. На сетку 4 с контура  $L_1C_1$  подается напряжение сигнала. Сетки 3 и 5 играют роль экранирующих. Обычно они соединяются вместе и находятся под положительным потенциалом.

В верхнюю часть лампы приходит электронный поток, плотность которого периодически изменяется гетеродином.



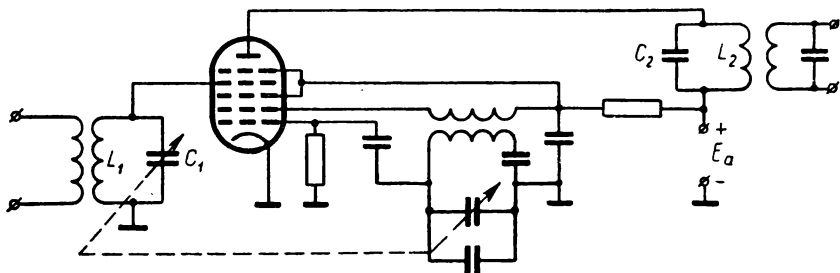


Рис. 9.29.

Крутизна характеристики

$$S = \frac{\partial I_a}{\partial U_{c_4}},$$

т. е. частная производная анодного тока по напряжению сетки 4, периодически изменяется с частотой гетеродина. Изменение крутизны этой характеристики при наличии переменного напряжения входящего сигнала на сетке вызывает появление в анодной цепи составляющей тока с промежуточной частотой. Напряжение промежуточной частоты снимается с контура  $L_2C_2$  анодной цепи преобразователя.

Наряду с пентагридами в схемах преобразователей частоты часто применяют пентоды-смесители. Эти преобразовательные лампы отличаются тем, что они осуществляют лишь функцию смешения частот, а генерирование производится отдельной лампой. Благодаря более рациональному расположению сеток, а также из-за разделения функций генерирования и преобразования частоты в них устраняются некоторые специфические недостатки, присущие пентагридам (прежде всего, недостаточная независимость гетеродина и преобразовательной частей лампы).

### § 9.6. Методы получения частотно-модулированных колебаний и их детектирования

Для осуществления частотной модуляции (ЧМ) и фазовой модуляции (ФМ), когда нужно управлять частотой или фазой несущих колебаний (см. § 2.3), можно непосредственно влиять управляющим сигналом на соответствующий параметр колебаний в генераторе высокой частоты.

Рассмотрим простейшие практические методы получения ЧМ.

Частота колебаний генератора несущей частоты определяется резонансной частотой контура, находящегося в кольце обратной

связи. Поэтому для управления частотой колебаний нужно с помощью управляющего сигнала влиять на собственную частоту этого колебательного контура, т. е. изменять в нем либо индуктивность  $L$ , либо емкость  $C$ .

Управляемые индуктивности и емкости реализуются различными способами. Для этой цели могут быть использованы катушки с магнитными сердечниками, где индуктивность изменяется за счет управления магнитной проницаемостью сердечника (управляющий сигнал меняет рабочую точку на кривой намагничивания, задаваемую на ее нелинейном участке постоянным током подмагничивания, см. § 5.2); конденсаторы с емкостью, зависящей от поданного напряжения (например, образуемой  $p$  —  $n$ -переходом запертого полупроводникового диода, см. § 6.5); электронные лампы, используемые как реактивные управляемые сопротивления (см. ниже). Обычно применяются управляемые емкости полупроводниковых диодов и специальные ламповые схемы.

Познакомимся сначала с принципом получения ЧМ. Рассмотрим колебательный контур  $LC$  генератора высокой частоты (рис. 9.30), параллельно емкости которого подключен конденсаторный микрофон (см. § 4.9); его емкость  $C_1$  примем значительно меньшей емкости контура.

Под влиянием звукового давления

$$p = p_m \cos \Omega t$$

емкость микрофона изменяется по закону

$$C_1 = C_0 (1 + K_1 \cos \Omega t),$$

где  $K_1$  пропорционально  $p_m$  (считаем, что  $K_1 \ll 1$ ).

При отсутствии звука собственная частота контура равна

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0)}}.$$

Когда появляется звук, частота изменяется и становится равной

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_1)}} = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0) \left[ 1 + \frac{K_1 C_0}{C + C_0} \cos \Omega t \right]}}.$$

Коэффициент при косинусе, пропорциональный звуковому давлению, мал по сравнению с единицей, поэтому можно считать, что

$$\omega = \omega_0 [1 - K p_m \cos \Omega t],$$

где  $K$  — новый коэффициент пропорциональности.

Таким образом, собственная частота контура, а следовательно и частота колебаний генератора, в состав которого он входит, изменяется в соответствии с управляющим сигналом.

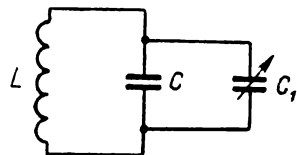


Рис. 9.30.

В реальных условиях конденсаторный микрофон, имеющий значительную емкость, непосредственно использовать невозможно. Обычно звук преобразуется в электрический сигнал, который воздействует на управляемую емкость или индуктивность.

В последнее время в качестве конденсаторов с управляемой емкостью широко используются специальные полупроводниковые диоды — в а р и к а п ы. Их действие основано на том, что при изменении внешнего напряжения, приложенного к  $p-n$ -переходу, изменяются величины объемных зарядов по обе стороны границы между  $p$ - и  $n$ -областями прибора. Вследствие этого двойной электрический слой ведет себя подобно конденсатору, емкость которого управляется за счет изменения взаимного расположения пластин (см. § 6.5).

Чаще всего для осуществления ЧМ применяются схемы с электронными лампами или транзисторами, подключенными к контуру генератора высокой частоты таким образом, что они играют роль управляемого реактивного сопротивления — емкости или индуктивности. Управляющее напряжение при этом подается на один из электродов лампы, которая называется *реактивной* лампой.

Рассмотрим работу схемы для получения ЧМ (рис. 9.31), где в качестве реактивной лампы использован пентод. Левая часть схемы представляет собой генератор высокой частоты  $\omega$  на триоде с контуром в анодной цепи. Реактивная лампа — пентод — подключается по переменной составляющей тока точки катод — анод параллельно контуру генератора. Между анодом и катодом включается делитель напряжений  $Z_2 Z_1$ , средняя точка которого соединяется с управляющей сеткой лампы. Модулирующее напряжение низкой частоты  $\Omega$  подается на экранную сетку пентода. Блокировочные конденсаторы  $C_{16л}$  и  $C_{25л}$  не дают возможности постоянному напряжению попасть на делитель и, следовательно, на управляю-

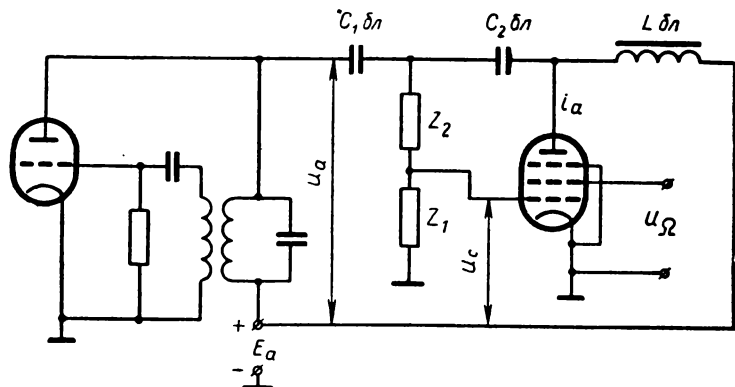


Рис. 9.31.

щую сетку пентода. Дроссель  $L_{6л}$  необходим, чтобы пентод не шунтировался цепью питания по переменному току.

Сопровитления  $Z_1$  и  $Z_2$  подбираются так, чтобы фаза сеточного напряжения  $u_c$  была сдвинута относительно фазы напряжения на контуре  $u_a$  на угол, как можно более близкий к  $90^\circ$ . Так как в пентоде анодный ток в слабой степени зависит от анодного напряжения (см. § 6.5), то для переменной составляющей анодного тока имеем:

$$i_a \approx S_{cp} u_c, \quad (9.21)$$

где  $S_{cp}$  — средняя крутизна характеристики лампы. Отсюда следует, что  $u_a$  и  $i_a$  также сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол, близкий к  $90^\circ$ , и тем самым лампа по отношению к контуру генератора работает как реактивное сопротивление (этим объясняется термин «реактивная лампа»).

Какие требования предъявляются к делителю напряжений реактивной лампы?

С сопротивления  $Z_1$  на сетку поступает напряжение с амплитудой

$$U_{mc} = U_{ma} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = U_{ma} \frac{Z_1}{Z_2}, \quad (9.22)$$

так как обычно выбирают  $Z_1 \ll Z_2$ .

Чтобы получить нужный сдвиг фаз, одно из сопротивлений ( $Z_1$  или  $Z_2$ ) нужно взять активным, а второе — чисто реактивным.

Например, можно составить делитель из конденсатора и резистора, как это показано на рис. 9.32. Если включить сопротивление  $R$  между анодом и сеткой, а емкость  $C$  — между сеткой и катодом реактивной лампы (рис. 9.32, а), то

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_2 = R.$$

При обратном включении (рис. 9.32, б):

$$Z_1 = R, \quad \dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}.$$

Из (9.21) и (9.22) для сопротивления лампы имеем:

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}_{ma}}{I_{ma}} = \frac{\dot{Z}_2}{S_{cp} \dot{Z}_1}. \quad (9.23)$$

Поэтому в первом случае

$$\dot{Z} = j\omega \frac{CR}{S_{cp}},$$

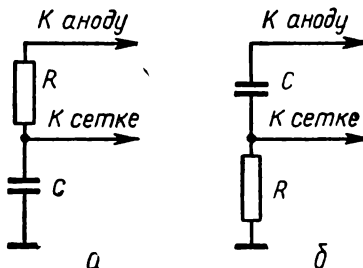


Рис. 9.32.

и сопротивление реактивной лампы эквивалентно сопротивлению индуктивности:

$$L_{\text{эkv}} = \frac{CR}{S_{\text{cp}}}.$$

Во втором случае

$$\dot{Z} = \frac{1}{j\omega CRS_{\text{cp}}},$$

и реактивная лампа эквивалентна емкости:

$$C_{\text{эkv}} = CRS_{\text{cp}}.$$

Таким образом, в обоих случаях лампа представляет собой практически чисто реактивное сопротивление (чем сильнее неравенство  $Z_1 \ll Z_2$ , тем это более точно), величина которого определяется параметрами делителя и зависит от крутизны сеточной характеристики анодного тока  $S_{\text{cp}}$ . Значение  $S_{\text{cp}}$  при данной амплитуде высокочастотного напряжения в свою очередь зависит от положения рабочей точки на характеристике лампы. Выбирая рабочую точку на нелинейном участке характеристики, можно изменять крутизну, подавая на одну из сеток (например, экранирующую, как в схеме рис. 9.31) модулирующее напряжение частоты  $\Omega$ .

Тем самым будет осуществлена модуляция  $L_{\text{эkv}}$  или  $C_{\text{эkv}}$ , подключаемых к контуру генератора, что приведет к частотной модуляции генерируемых высокочастотных колебаний. Если крутизна характеристики на рабочем участке линейно связана с напряжением смещения сетки, по которой производится модуляция (см. § 5.6), частотная модуляция будет произведена без искажений.

Заметим, что в разобранный схеме, как и в ряде ранее рассмотренных случаев, подключенную к контуру реактивную лампу можно рассматривать как линейный элемент с переменным сопротивлением (крутизной). Однако так как этот элемент влияет на частоту генератора, являющегося принципиально нелинейным устройством, то и это устройство в целом является нелинейным.

К недостаткам этого способа осуществления ЧМ следует отнести некоторое влияние управляющего сигнала на добротность контура генератора. Этим вызывается появление (наряду с частотной) паразитной амплитудной модуляции. Поэтому в приемном устройстве обычно имеется амплитудный ограничитель, позволяющий получить частотно-модулированные колебания с постоянной амплитудой.

Для детектирования частотно-модулированных сигналов в приемном устройстве необходимо так преобразовать ЧМ колебания, спектр которых состоит только из высокочастотных компонентов, чтобы получить колебания низкой частоты, меняющиеся во време-

ни по тому же закону, что и частота детектируемого сигнала. Например, в простейшем случае колебаний

$$u_{\text{IM}} = U_0 \cos(\omega_0 t + K_\omega \sin \Omega t), \quad (9.24)$$

соответствующих гармоническому управляющему напряжению частоты  $\Omega$  (см. 2.23), спектр ЧМ включает в себя несущую частоту  $\omega_0$  и боковые частоты  $\omega_k = \omega_0 \pm k \Omega$ , где  $k = 1, 2, \dots$ , а в результате детектирования должны быть получены колебания с частотой модуляции  $\Omega$ . Поэтому устройство для детектирования ЧМ — частотный детектор — обязательно должно содержать нелинейный элемент.

Однако в отличие от амплитудного детектора в частотном детекторе мало иметь нелинейный элемент для преобразования частоты сигнала, так как информация в ЧМ сигнале содержится в изменении его частоты, а нелинейный элемент (диод, триод и т. п.) не реагирует на изменение частоты поданного на него напряжения, если его амплитуда остается постоянной (см. § 5.3). Поэтому частотное детектирование состоит в том, что частотно-модулированные колебания сначала преобразуют в амплитудно-модулированные а потом детектируют обычным способом. Здесь будет рассмотрен только один (простейший) тип частотного детектора.

В качестве наиболее простого преобразователя ЧМ в АМ может служить расстроенный относительно несущей частоты колебательный контур.

Если частотно-модулированный сигнал (9.24) с постоянной амплитудой поступает на контур с не слишком большой добротностью, настроенный на частоту  $\omega_1 \neq \omega_0$ , выбранную таким образом, что удвоенное отклонение частоты  $2 \Delta\omega$ , определяемое заданной девиацией частоты, укладывается на практически прямолинейном участке резонансной кривой (рис. 9.33), то при изменениях частоты ЧМ сигнала амплитуда тока будет изменяться во времени в соответствии с модулирующим процессом. На рис. 9.33 в нижней части изображен закон изменения частоты во времени, в правой части — изменение амплитуды тока  $I_m$  высокой частоты в контуре. Приведенная зависимость  $I_m$  от времени представляет собой огибающую высокочастотных колебаний, не показанных на рисунке. Но изменение амплитуды высокочастотных колебаний — это и есть амплитудная модуляция.

Поэтому снятое с контура напряжение можно протестировать и отфильтровать обычным образом, используя амплитудный детектор. Заметим, что в этом случае на амплитудный детектор придут высокочастотные колебания, модулированные и по амплитуде и по частоте, так как прохождение ЧМ сигнала через контур с  $\omega_1 \neq \omega_0$  приводит к появлению амплитудной модуляции, но не уничтожает изменения частоты сигнала. Как уже отмечалось, на изменение частоты сигнала амплитудный детектор не реагирует, и на

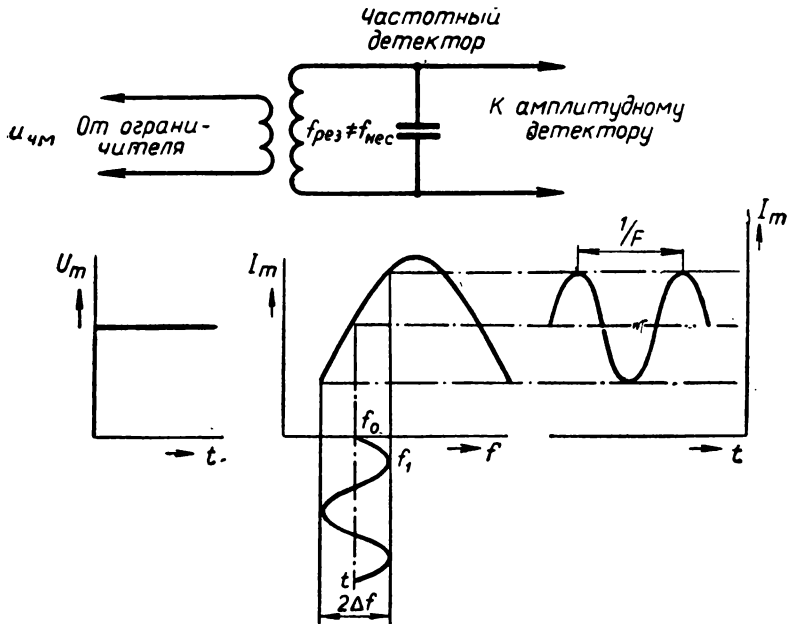


Рис. 9.33.

его выходе возникает низкая частота  $\Omega$ , обязанная своим появлением лишь изменениям амплитуды колебаний высокой частоты.

Следует иметь в виду, что ЧМ колебания преобразованы в АМ с помощью линейной системы — контура, и в спектральном составе напряжения, снимаемого с этого контура, нет новых спектральных компонентов. Контур лишь изменяет распределение интенсивности составляющих спектра ЧМ сигнала, превращая ЧМ сигнал постоянной амплитуды в ЧМ сигнал переменной амплитуды. Нелинейное преобразование сигнала, связанное с появлением низкой частоты, производится амплитудным детектором.

В реальных условиях амплитуда ЧМ сигнала, поступающего на частотный детектор, несколько меняется из-за помех, возникающих на пути радиосигналов от передатчика до приемника, и той паразитной амплитудной модуляции, которая возникает при осуществлении частотной модуляции. Ясно, что эти дополнительные изменения амплитуды приведут к искажению сигнала на выходе детектора. Для устранения влияния паразитной модуляции на входе частотного детектора обычно применяется амплитудный ограничитель (рис. 9.34).

Постоянство амплитуды сигнала обеспечивается амплитудным ограничителем за счет специфического выбора режима электронной лампы.

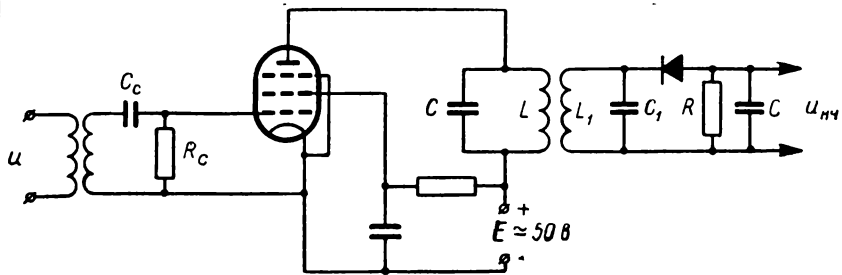


Рис. 9.34.

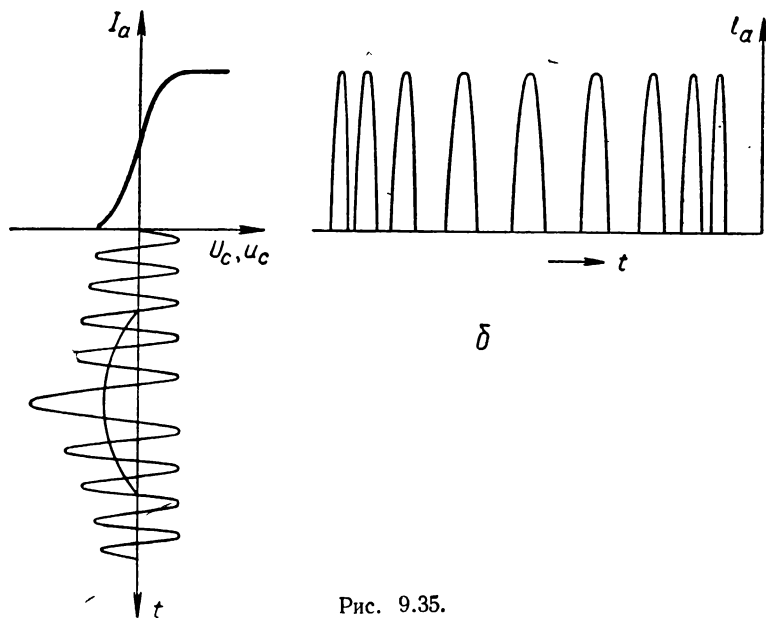
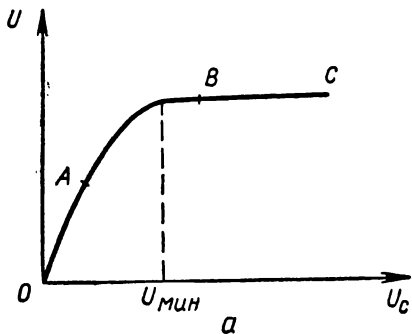


Рис. 9.35.



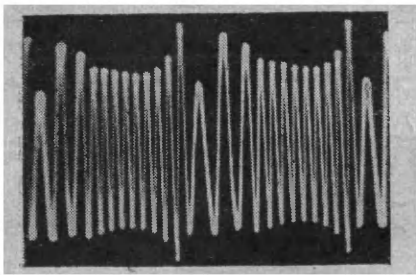


Рис. 9.36а.

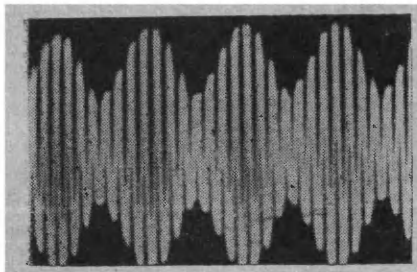


Рис. 9.36б.

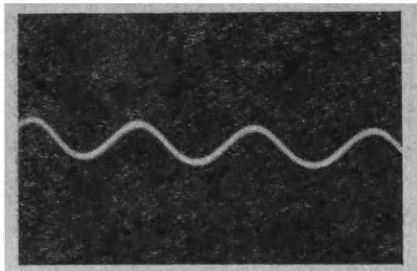


Рис. 9.36в.

На рис. 9.34 роль ограничителя выполняет схема, аналогичная сеточному детектору на пентоде (см. § 9.4), только лампа работает при пониженном анодном напряжении (до 40—50 в) и относительно больших амплитудах сигнала ( $\sim 3$  в). Обычные сеточные детекторы работают в левой части характеристики  $OA$  (рис. 9.35, а), в ограниченителе же используется горизонтальный участок характеристики  $BC$ . Цепочка  $R_c C_c$  в цепи сетки регулирует величину напряжения автосмещения на сетке, создаваемого сеточным током, в зависимости от амплитуды входного напряжения, как это показано на рис. 9.35, б. В итоге амплитуда напряжения на контуре  $LC$ , настроенном на несущую частоту  $\omega_0$ , сохраняет свое значение независимо от величины амплитуды напряжения на входе ограничителя, если только она не делается меньше  $U_{\text{мин}}$ . Благодаря этому паразитная амплитудная модуляция уничтожается, и частотно-модулированный сигнал с постоянной амплитудой подается с выхода ограничителя (см. рис. 9.34) на контур  $L_1 C_1$  частотного детектора, расстроенный относительно несущей частоты сигнала. Снятый с него

амплитудно-модулированный сигнал детектируется, и на нагрузке амплитудного детектора возникает низкая частота. Рис. 9.36 а, б, в иллюстрируют преобразование колебаний в такой схеме. Осциллограммы характеризуют соответственно напряжение на входе ограничителя, на контуре частотного детектора и на выходе амплитудного детектора.

### § 10.1. Введение

Радиоприемные устройства — это широкий класс систем, решающих определенную техническую задачу — воспроизведение сообщения, передаваемого радиопередатчиком.

Радиоприемные устройства используются либо самостоятельно (односторонняя радиосвязь, телевидение), либо в составе с другими устройствами, входящими в сложный технический комплекс (радиотелеуправление, радиотелеизмерения, радиолокация, двусторонняя радиосвязь и т. д.).

Радиопередатчик передает сообщение с помощью модулированных высокочастотных колебаний. Для воспроизведения сообщения приемник должен принять радиосигнал, преобразовать его в сигнал сообщения и воспроизвести сообщение в виде звука, изображения, записи на осциллографе и пр. В связи с указанными функциями любое приемное устройство должно содержать приемную антенну, фильтры, обеспечивающие достаточную избирательность (выделение одного радиосигнала из многих одновременно существующих), детектор и преобразующее устройство (см. гл. 2).

Кроме этих обязательных операций, в сложных и высококачественных приемниках осуществляется усиление сигналов; возможно также изменение (преобразование) несущей частоты радиосигнала, имеются различные автоматические регулировки и пр.

Как видно из блок-схемы (рис. 10.1), приемник содержит линейные (приемная антенна, фильтр, преобразующее устройство) и нелинейный (детектор) каскады. На рис. 10.2 представлено изменение спектра амплитудно-модулированного сигнала в приемнике, настроенном на несущую частоту  $f_c$  (зачерненными прямоугольниками отмечена область спектра, занимаемая боковыми частотами модулированных сигналов).

В приемной антенне большое число радиосигналов одновременно наводят э.д.с.  $e_i$ ; фильтр входной цепи, имеющий резонансную частоту  $f_p = f_c$ , должен выделять один радиосигнал при возможных меньших помехах от других сигналов (рис. 10.2). Детектор пре-

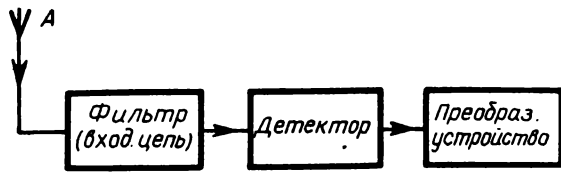


Рис. 10.1.

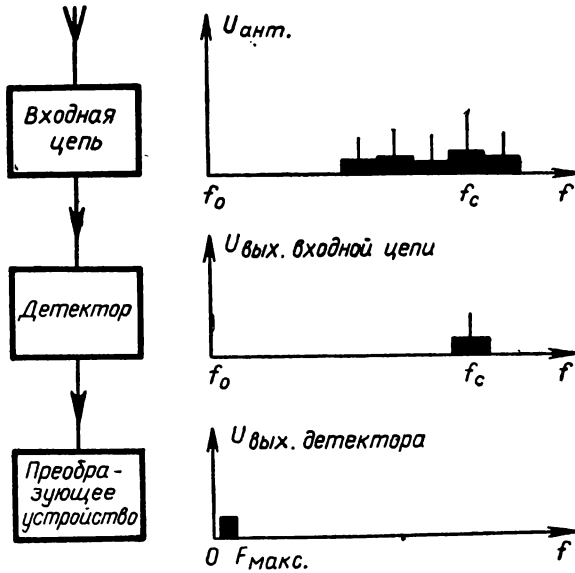


Рис. 10.2.

образует спектр АМ сигнала и выделяет спектр сигнала сообщения. Преобразующее устройство преобразует сигнал сообщения в сообщение.

Так как конечной целью любого приемника является воспроизведение сообщения с минимальными (допустимыми) искажениями, то каждый каскад и приемник в целом должны удовлетворять вполне определенным требованиям, определяющим качество его работы. Требования к качеству работы приемника определяются в конечном итоге свойствами воспринимающего сообщение органа чувств или технического устройства (в случае сложного радиоэлектронного комплекса). Например, в случае радиовещания требования к приемнику определяются свойствами органов слуха, в случае телевидения — свойствами органов зрения, в прочих случаях — свойствами устройства, воспринимающего сообщение.

В зависимости от характера принимаемого сообщения приемники делятся на три основные группы: *радиовещательные, телевизионные и профессиональные* (приемники специальных назначений).

## § 10.2. Радиовещательные приемники

**Качественные показатели радиовещательных приемников.** Масовое радиовещание использует частоты от 150 *кГц* до 73 *МГц*. Этот интервал частот принято делить на радиовещательные поддиапазоны:

длинные волны (ДВ) . . . . .	150—415 <i>кГц</i>
средние волны (СВ) . . . . .	520—1600 <i>кГц</i>
короткие волны (КВ) . . . . .	3,95—12,1 <i>МГц</i>
ультракороткие волны (УКВ)	64,5—73 <i>МГц</i>

Каждая радиостанция использует для передачи сообщения определенную несущую частоту колебаний. Не все приемники могут настраиваться на одинаковое число станций, поэтому *диапазон рабочих частот*, на которые может быть настроен приемник, является одной из его характеристик.

Высококачественные приемники могут принимать станции всех четырех поддиапазонов, а некоторые любительские приемники могут иметь один диапазон принимаемых частот или фиксированную настройку на одну-две мощные станции.

Радиовещательные приемники должны воспроизводить звуковое сообщение без искажения с достаточной громкостью. В зависимости от акустических и электрических данных приемники, выпускаемые промышленностью, делятся на четыре класса. Самые высокие показатели имеют приемники первого класса.

Громкость звучания громкоговорителя определяется *выходной мощностью* приемника.

Приемники первого класса имеют выходную мощность 6 *вт*, третьего — 0,5 *вт*; любительские транзисторные приемники имеют мощность не более 0,15 *вт*. Эти числа определяют электрическую мощность, подаваемую на громкоговоритель; акустическая мощность излучаемого им звука, конечно, меньше.

При нормальной выходной мощности сообщение должно воспроизводиться верно. Качество воспроизведения сообщения зависит от нелинейных искажений сигнала, возникающих в тракте приемника. Нелинейные искажения сигнала приводят к появлению гармоник, которые искажают тембр звука. Чем больше мощность гармоник, тем больше искажается сообщение. Качество воспроизведения сообщения оценивается *коэффициентом нелинейных искажений* (§ 7.1).

Наибольшая допустимая величина коэффициента нелинейных искажений определяется свойствами уха: у приемников третьего класса — 10—12%, у приемников первого класса 5—7%.

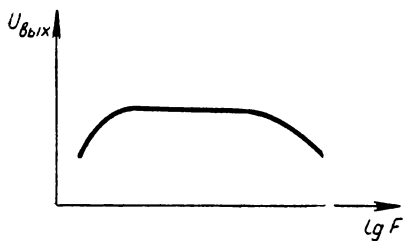


Рис. 10.3.

Чтобы коэффициент нелинейных искажений был мал, преобразующее устройство должно работать в линейном режиме. Преобразующим устройством в радиовещательном приемнике является громкоговоритель с усилителем низкой частоты (УНЧ), состоящим из усилителя напряжения и усилителя мощности. Усилитель мощности должен отдавать громкоговорителю необходимую мощность.

Отсутствие нелинейных искажений еще недостаточно для верного воспроизведения сообщения. Необходимо еще, чтобы спектр сигнала сообщения в приемнике не обрезался, т. е. чтобы частотная характеристика всего приемника была достаточно широкой. У высококачественных радиоприемников полоса пропускания от 60 гц до 10—12 кгц. Частотная характеристика всего приемника (зависимость выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  от частоты модуляции  $F$ ) называется *кривой верности воспроизведения сообщения*. На рис. 10.3, где изображена кривая верности, на оси абсцисс частота отложена в логарифмическом масштабе. Снимается кривая верности при стандартных условиях: для АМ сигнала  $m = 30\%$ . Величина  $U_{\text{вх}}$  выбирается такой, чтобы на частоте  $F = 400 \cdot \text{гц}$  в нагрузке выделялась нормальная мощность. Полоса пропускания приемника зависит от работы всех каскадов приемника.

Для верного воспроизведения сообщения необходимо также, чтобы избранному сообщению не мешали другие. Следовательно, приемник должен обладать хорошей *избирательностью* — способностью выделить один канал при минимальных помехах от других каналов. Фильтрацию каналов обеспечивают фильтры входной цепи приемника и резонансный усилитель высокой частоты. Избирательность характеризуется увеличением амплитуды входного сигнала, которое надо осуществить, чтобы при определенной расстройке частоты входного сигнала получить на выходе нормальную мощность (такую же, как на резонансной частоте). *Избирательность по соседнему каналу* принято оценивать при расстройке  $\pm 10 \text{ кгц}$ , так как ей соответствует допустимая минимальная разница несущих частот соседних радиовещательных станций с амплитудной модуляцией. На рис. 10.4 приведена кривая избирательности. Чем больше надо увеличить входной сигнал при заданной расстройке  $\Delta f$  для получения нормального выходного напряжения, тем лучше избирательность приемника (у приемников первого класса избирательность по соседнему каналу составляет 60 дб, у приемников третьего класса — 20 дб).

Кроме рассмотренных качественных показателей, большой ин-

терес представляет чувствительность приемника; она характеризуется минимальным сигналом на входе  $U_{вх.мин}$ , дающим на выходе нормальную мощность. Очевидно, чем больше усиление приемника, тем больше его чувствительность. Приемники первого класса характеризуются чувствительностью порядка 50 мкв, третьего класса — 300 мкв. Чувствительность, определенная выше и являющаяся и дельной, при наличии шумов ограничивается сигналами, превышающими уровень шума.

**Классификация приемников по построению схемы.** Приемники, в которых усиление по высокой частоте осуществляется на частоте сигнала, называются *приемниками прямого усиления*.

Приемники, в которых производится преобразование несущей частоты сигнала и основное усиление происходит на промежуточной частоте, называются *супергетеродинными приемниками*; у них промежуточная частота лежит в диапазоне радиочастот. Если же сигнал частоты  $f_0 + F$  смешивается с сигналом гетеродина (частота  $f_0$ ), так что сразу выделяется звуковая частота  $F \ll f_0$ , то приемник называется *гетеродинным*.

В супергетеродинном приемнике за счет преобразования различных несущих частот сигналов на фиксированную более низкую промежуточную радиочастоту возможно улучшить систему фильтрации каналов и повысить чувствительность приемника. Радиовещательные приемники, выпускаемые промышленностью, все являются супергетеродинными.

### § 10.3. Приемник амплитудно-модулированных сигналов прямого усиления

**Общие замечания.** Приемник прямого усиления состоит из антенны, входного фильтра, резонансного усилителя, детектора и усилителя низкой частоты. Блок-схема приемника дана на рис. 10.5.

Приемники прямого усиления характеризуются числом каскадов усиления высокой частоты  $N_{вч}$  и числом каскадов усиления низкой частоты  $N_{нч}$ .

Обозначается такой приемник:  $N_{вч} - V - N_{нч}$  ( $V$  — детекторный каскад). В радиолюбительской практике встречаются приемники  $0 - V - 1$ ,  $1 - V - 1$ ,  $1 - V - 2$ . Ввиду недостаточного

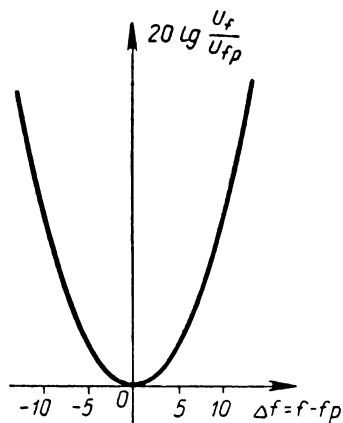


Рис. 10.4.

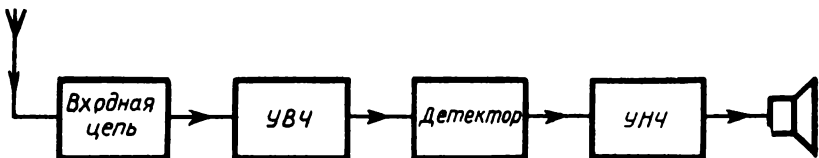


Рис. 10.5.

усиления высокой частоты используется квадратичное, сеточное детектирование (§ 9.3).

Узлы приемника — усилитель высокой частоты (УВЧ), детекторный каскад и усилитель низкой частоты (УНЧ) рассматривались в § 7.4, 9.4 и 7.3 соответственно.

### § 10.4. Входная цепь приемника

Входная цепь приемника содержит элементы, включенные между антенной и усилителем высокой частоты. Назначение входной цепи — выделение одного радиосигнала и передача его на вход усилителя высокой частоты. Основным элементом входной цепи является избирательный фильтр — колебательный контур, настраиваемый на несущие частоты различных радиостанций.

Входная цепь приемника должна иметь достаточную избирательность, частотную характеристику, мало зависящую от парамет-

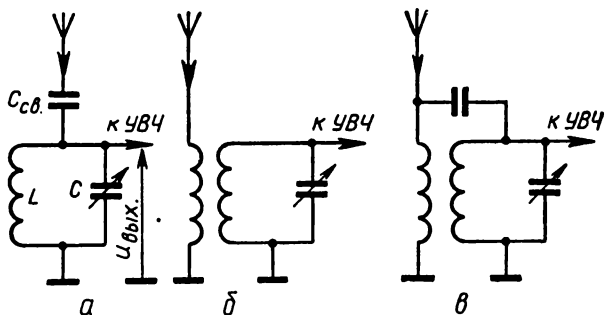


Рис. 10.6.

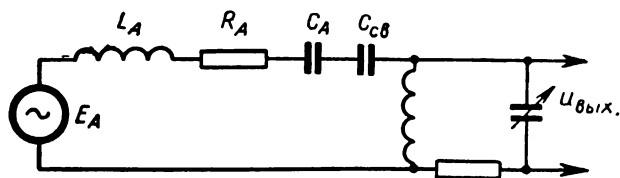


Рис. 10.7.

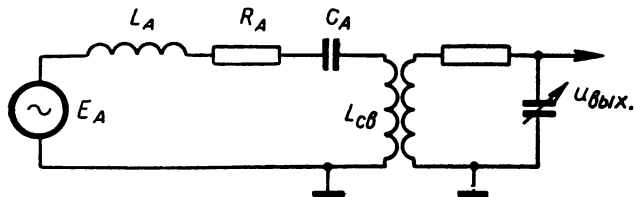


Рис. 10.8.

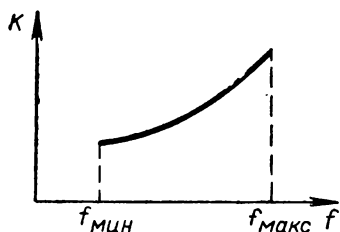


Рис. 10.9.

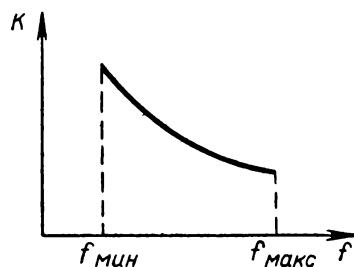


Рис. 10.10.

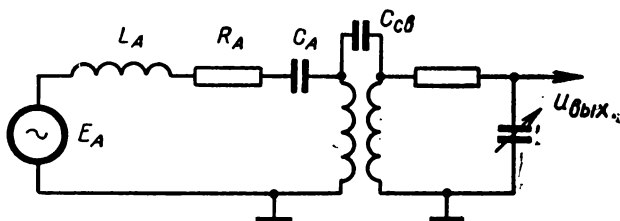


Рис. 10.11.

ров антенны (чтобы ее смена не влияла на настройку приемника), и стабильный коэффициент передачи при перестройке контура на различные несущие частоты.

Для обеспечения достаточной избирательности добротность контура должна быть равна

$$Q = \frac{f_0}{2F_{\max}},$$

где  $f_0 = f_c$  — резонансная частота,  $2F_{\max}$  — полоса пропускания контура, равная ширине радиоканала.

На рис. 10.6 даны некоторые схемы входных цепей, часто используемые в ламповых приемниках.

Так как антенна является колебательной системой (§ 4.7), то



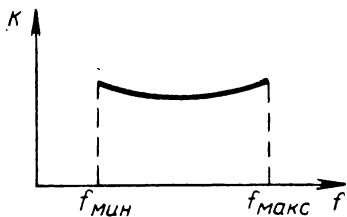


Рис. 10.12.

в общем случае входной контур и антенна представляют систему связанных контуров. Чтобы параметры входного колебательного контура не зависели от параметров антенны, связь между ними должна быть слабой (§ 3.10). При сильной связи из антенного контура будут вноситься во входной контур активное и реактивное сопротивление; это изменит его резонансную частоту и полосу пропускания, кроме того, при смене антенны вносимые параметры будут изменяться.

При емкостной связи с контуром (рис. 10.6, а; эквивалентная схема этой цепи изображена на рис. 10.7) для ослабления связи между ними включается конденсатор малой емкости (5—15 пф). Элементы с индексом «А» характеризуют антенну. Коэффициент передачи этой схемы  $K = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{mА}}$  сильно зависит от частоты (рис. 10.9), поэтому чувствительность приемника при перестройке изменяется.

Емкостная связь, несмотря на простоту схемы, используется редко (в приемниках с узким диапазоном рабочих частот). В схеме с индуктивной связью (рис. 10.6, б; эквивалентная схема дана на рис. 10.8) можно получить коэффициент передачи, мало зависящий от частоты, если контуры (антенны и входной) будут расстроены друг относительно друга. На практике резонансная частота антенны

$$f_{0A} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_A (L_A + L_{св})}}$$

выбирается меньше минимальной частоты рабочего диапазона ( $f_{0A} = 0,7 f_{\text{мин}}$ ). Зависимость коэффициента передачи от частоты настройки представлена на рис. 10.10.

В случае комбинированной связи (рис. 10.6, в; эквивалентная схема показана на рис. 10.11) возрастание коэффициента передачи при  $f \rightarrow f_{\text{мин}}$  компенсируется возрастанием потери напряжения на  $C_{св}$ . В результате частотная характеристика входной цепи выравнивается (рис. 10.12).

Многие радиовещательные приемники имеют магнитные ферритовые антенны (§ 4.8), встроенные в корпус приемника. Катушка индуктивности входного контура обычно наматывается на ферритный стержень антенны. Ориентация магнитной антенны на максимум э.д.с. приема осуществляется с помощью специального поворотного механизма или поворотом корпуса приемника (в переносных приемниках).

## § 10.5. Принципиальная схема лампового приемника прямого усиления

Схема одноканального лампового приемника прямого усиления типа 1 — V — 1 показана на рис. 10.13.

Диапазон волн, принимаемый приемником, определяется параметрами контура ( $L$  и  $C_{\min}$ ,  $C_{\max}$ ). Связь антенны с входным контуром индуктивная. Лампа  $\Lambda_1$  — усилитель высокой частоты. Отрицательное смещение на сетке создается цепочкой  $R_1 C_1$  (§ 6.4). В анодную цепь лампы  $\Lambda_1$  включен развязывающий фильтр  $R_3 C_3$  (§ 10.7), который ослабляет связь между каскадами через общий источник питания. Нагрузкой лампы  $\Lambda_1$  является колебательный контур, индуктивно включенный в анодную цепь. Величина связи контура с анодной цепью выбирается так, чтобы обеспечить устойчивую работу усилителя (§ 10.7) и уменьшить влияние внутреннего сопротивления лампы на избирательные свойства контура.

Лампа  $\Lambda_2$  работает в режиме сеточного детектирования:  $T_\omega \ll R_4 C_4 \ll T_\Omega$  (§ 9.4);  $R_5$  — анодная нагрузка лампы  $\Lambda_2$ . Так как по анодному току лампа  $\Lambda_2$  работает в режиме усиления, то анодная нагрузка выбирается соответствующим образом ( $0,1-0,15 R_i$ );  $C_6 R_6$  — переходная цепочка, препятствующая прохождению пос-

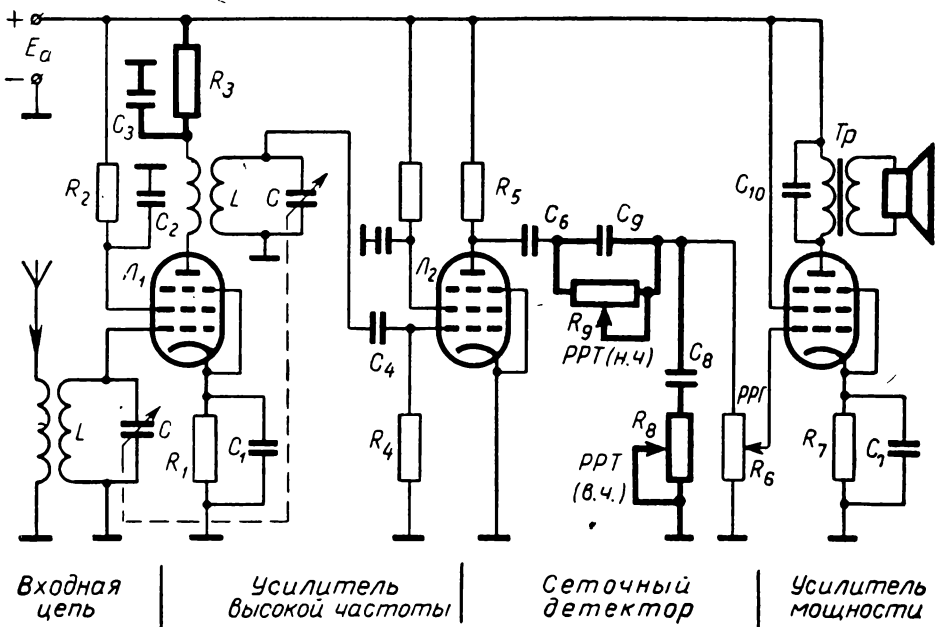


Рис. 10.13.

тоянной составляющей анодного напряжения на сетку лампы  $L_3$ . Лампа  $L_3$  осуществляет линейное усиление мощности. Режим работы лампы  $L_3$  задается источником анодного питания и напряжением смещения, создаваемым контуром  $R_7C_7$ ;  $Tr$  — понижающий выходной трансформатор, включаемый в схему для согласования низкоомного сопротивления громкоговорителя с высоким внутренним сопротивлением лампы  $L_3$ .

### § 10.6. Ручные регулировки в приемнике

Различные регулировки параметров приемника используются для создания наиболее благоприятных условий приема.

Настройка приемника на выбранную станцию осуществляется изменением емкости  $C$  высокочастотных контуров (при наличии нескольких поддиапазонов они сменяются путем замены соответствующих катушек индуктивности колебательных контуров).

$C_8R_8 - C_9R_9$  — ручной регулятор тембра (PPT) (см. рис. 10.13). При изменении сопротивления  $R_8$  меняется шунтирующее действие цепочки  $R_8C_8$  и меняется напряжение, поступающее на сетку лампы  $L_3$ . Чем меньше сопротивление  $R_8$ , тем сильнее шунтируется выход детекторно-усилительного каскада. Из-за наличия емкости шунтирующее действие цепочки  $R_8C_8$  сказывается более существенно для высоких частот.

На низких частотах действует последовательно включенная с разделительным конденсатором  $C_6$  цепочка  $C_9R_9$ . Конденсатор  $C_9$  имеет малую емкость и пропускает верхние звуковые частоты. В зависимости от величины сопротивления  $R_9$  меняется падение напряжения низких звуковых частот и изменяется низшая граничная частота приемника. Потенциометр переходной цепочки  $R_6$  служит для *ручной регулировки громкости* приемника (PPG). Конденсатор  $C_{10}$  (корректирующий) шунтирует выход для всех составляющих тока радиочастоты и уменьшает подъем частотной характеристики на высоких звуковых частотах. Емкость  $C_{10}$  обычно имеет величину порядка 5000 пф.

### § 10.7. Устойчивость работы приемника

Устойчивость работы приемника (малая вероятность самовозбуждения) составляет важнейшее его качество. Устойчивость приемника определяется устойчивостью работы усилителей. Если в них возникнет генерация, прием станет невозможным. Усилитель, имеющий коэффициент усиления  $K$ , возбуждается при наличии положительной обратной связи такой величины, что выполняется условие  $\beta K > 1$ .

Чем больше коэффициент усиления усилителя, тем при меньшей обратной связи наступает самовозбуждение. Поэтому для устойчивой работы усилителей необходимо уменьшать величину положительной обратной связи, которая является паразитной.

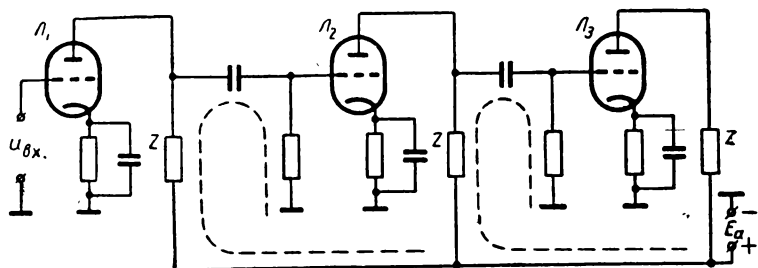


Рис. 10.14.

Рассмотрим возможные виды паразитной обратной связи.

1. Положительная обратная связь может возникнуть в результате индуктивного и емкостного взаимодействия между деталями и проводами схемы. С ростом частоты увеличивается емкостная проводимость  $\omega C$  и индуктивное сопротивление связи  $\omega M$ , поэтому в усилителях высокой частоты эта паразитная связь более опасна, чем в усилителях низкой частоты. Указанная связь может быть существенно ослаблена правильным выполнением монтажа и тщательной экранировкой проводов и отдельных каскадов друг от друга.

2. В многокаскадной схеме может возникнуть связь через общий источник питания. На рис. 10.14 изображено несколько усилительных каскадов. Через источник питания проходят анодные токи всех каскадов. Эти токи создают падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника. Напряжение, ложащееся на внутреннем сопротивлении источника от одного какого-либо каскада (например, третьего), действует в анодных цепях всех предшествующих каскадов и поступает через переходные цепочки на управляющие сетки всех каскадов, кроме первого. Таким образом, в  $N$ -каскадном усилителе образуется  $N - 1$  петля паразитной обратной связи. (На рис. 10.14 в трехкаскадном усилителе пунктиром

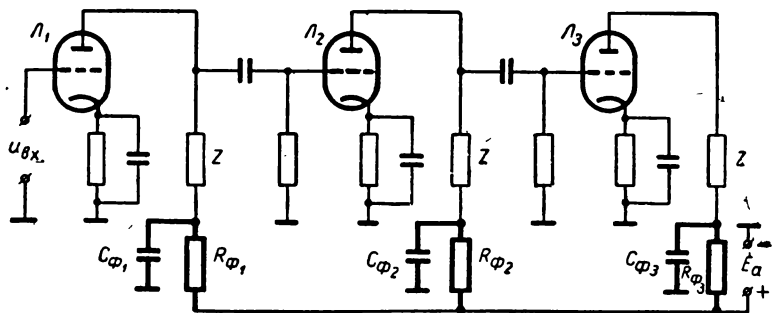


Рис. 10.15.

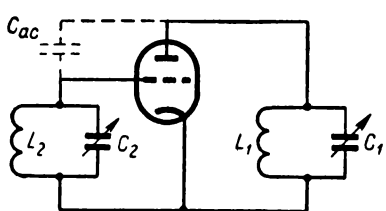


Рис. 10.16.

обозначены две петли обратной связи.) Если связь окажется положительной и достаточной величины, то схема возбуждётся.

Для уменьшения обратной связи между каскадами через источник питания (для развязки каскадов) в анодные цепи каскадов включают развязывающие фильтры.

Развязывающий фильтр состоит из сопротивления  $R_{\phi}$ , включенного в анодную цепь каждой лампы (рис. 10.15), и конденсатора  $C_{\phi}$ , шунтирующего сопротивление источника и  $R_{\phi}$ . Чем больше величина емкости  $C_{\phi}$  и сопротивления  $R_{\phi}$ , тем совершеннее фильтр и лучше развязка между каскадами. Практически величину сопротивления  $R_{\phi}$  ограничивает режим питания лампы, так как часть постоянного анодного напряжения тратится на сопротивлении  $R_{\phi}$ . Обычно  $R_{\phi}$  выбирают такой величины, чтобы падение напряжения на нем было порядка 20 в (режим лампы при этом практически не изменится).

К самовозбуждению усилителя может привести связь, возникающая через проходную емкость лампы. Наиболее опасна эта связь для усилителя высокой частоты.

Рассмотрим схему для переменных составляющих одного каскада резонансного усилителя (рис. 10.16; входная и выходная емкости лампы включены в  $C_2$  и  $C_1$ . Резонансные частоты контуров одинаковы).

Эквивалентные сопротивления контуров зависят от частоты. При частотах  $f < f_{\text{рез}}$  реактивные сопротивления контуров имеют индуктивный характер, и схема рис. 10.16 превращается в трехточечную схему лампового генератора.

Фазовые соотношения для генерации в этой схеме выполняются автоматически, а амплитудные зависят от величины коэффициентов усиления  $K$  и обратной связи  $\beta$ . Чем больше проходная емкость  $C_{\text{ac}}$  (и больше  $\beta$ ), тем меньше должен быть коэффициент усиления  $K$  схемы, чтобы обеспечить устойчивость работы усилителя.

При увеличении числа каскадов общий коэффициент усиления увеличивается, а устойчивость усилителя ухудшается.

В перестраиваемых по частоте усилителях коэффициент усиления изменяется и одновременно с этим меняется коэффициент обратной связи, поэтому на одних частотах усилитель работает устойчиво, на других — нет. Устранить полностью паразитные обратные связи, изменяющиеся с частотой, невозможно. Поэтому, чтобы обеспечить устойчивость работы усилителя на всем диапазоне частот, уменьшают коэффициент усиления, используя индуктивное или автотрансформаторное (неполное) включение перестраиваемого по частоте контура в анодную цепь лампы.

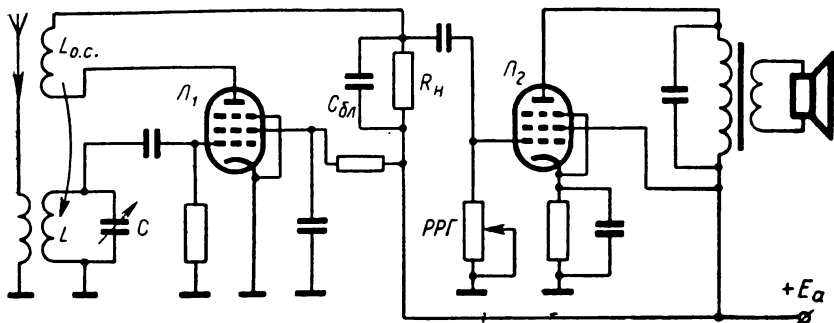


Рис. 10.17.

## § 10.8. Регенеративный прием

Положительная обратная связь применяется иногда в любительских приемниках прямого усиления. В таких приемниках каскад усиления высокой частоты опускают, и в детекторном каскаде по высокой частоте осуществляют положительную обратную связь (регенерацию). Приемник с положительной обратной связью называется *регенеративным*. На рис. 10.17 приведена схема простейшего регенеративного приемника (0 — V — 1).

Лампа  $L_1$  работает в режиме сеточного детектирования (§ 9.3). В анодную цепь лампы включена катушка  $L_{oc}$ , индуктивно связанная с катушкой  $L$  колебательного контура. Анодный ток имеет сложный состав: в нем, в частности, содержатся токи несущей и боковых частот. В контуре, настроенном на несущую частоту, эти токи наводят наибольшую э.д.с. обратной связи  $E_{oc}$ . На рис. 10.18 дана векторная диаграмма входного контура, иллюстрирующая условие существования положительной обратной связи. Исходным вектором является э.д.с. сигнала  $E_c$ , наводимая антенной в катушке  $L$ . При резонансе ток в контуре  $I_k$  совпадает по фазе с  $E_c$ . Напряжение с конденсатора  $C$ , поступающее на сетку лампы  $L_1$ , отстает от тока  $I_k$  на  $\frac{\pi}{2}$ . Анодный ток  $I_a$  совпадает по фазе с напряжением на сетке  $U_c$ , так как ввиду малости  $L_{oc}$  сопротивлением ее можно пренебречь по сравнению с внутренним сопротивлением лампы. Э.д.с. индукции, наводимая в контуре анодным током  $E_{инд} = E_{oc} = -M \frac{di_a}{dt}$ , при положительной обратной связи ( $M < 0$ ) будет совпадать по фазе с напряжением сигнала  $E_c$  (при  $M > 0$  — связь отрицательная). Коэффициент усиления каскада при положительной обратной связи увеличивается:

$$K_{\beta} = \frac{K}{1 - \beta K}.$$

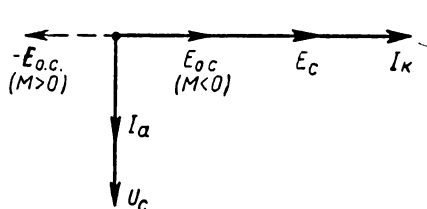


Рис. 10.18.

Коэффициент обратной связи выбирается таким, чтобы получить наибольшее усиление без возбуждения. Из рис. 10.17 видно, что по высокой частоте каскад на лампе  $L_1$  представляет собой схему генератора с контуром в цепи сетки. В случае самовозбуждения приемник пре-

вращается в радиопередатчик, что, естественно, недопустимо.

Избирательность и чувствительность приемника при регенерации увеличиваются.

При слабом сигнале можно увеличить усиление в 10—20 раз. При сильном сигнале из-за насыщения усилителя и опасности возбуждения эффект регенерации слаб.

Регенеративные приемники отличаются низкой устойчивостью в работе и относительно большим уровнем искажения принимаемого сигнала.

В связи с этим регенеративные приемники малопригодны для качественного воспроизведения сообщений радиовещательных станций.

### § 10.9. Приемник АМ сигналов прямого усиления на транзисторах

**Общие замечания. Входная цепь.** Приемники на транзисторах в связи с малым весом, габаритами и экономичностью в настоящее время находят очень широкое распространение.

Для приема местных станций, когда не требуется высокой чувствительности и избирательности, используется приемник прямого усиления, состоящий из приемной антенны, усилителя высокой частоты, детектора и усилителя низкой частоты.

Транзисторные приемники, как и ламповые, могут иметь внутреннюю ферритовую (магнитную) и внешнюю (электрическую) антенны.

Ферритовые антенны отличаются малыми размерами, поэтому их постоянно используют в малогабаритных приемниках длинноволнового и средневолнового диапазонов (феррит марки Ф-400 и Ф-600). Феррит, используемый в этих диапазонах, имеет относительно малую магнитную проницаемость в диапазонах КВ и УКВ. Поэтому в коротковолновых диапазонах используется электрическая антенна, имеющая большую действующую высоту, чем ферритовая.

Транзисторы по сравнению с лампами, обладают малым входным сопротивлением. Чтобы входное сопротивление транзистора не ухудшало добротности контура, используется слабая связь меж-

ду транзистором и входным контуром (трансформаторная и автотрансформаторная). На рис. 10.19, а показана схема трансформаторной связи входного контура с электрической и ферритовой антеннами. На рис. 10.19, б изображена автотрансформаторная связь между входным контуром и транзистором.

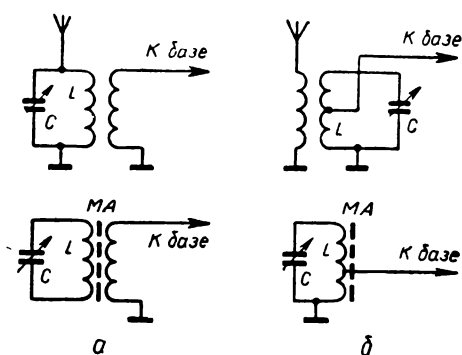


Рис. 10.19.

В большинстве практических схем сигнал поступает на базу, общим электродом является эмиттер. Схема с общим эмиттером имеет наибольшее входное сопротивление и коэффициент усиления.

### § 10.10. Принципиальная схема транзисторного приемника АМ сигналов прямого усиления

В отличие от ламповых приемников, где усилителем мощности является последний каскад, в транзисторных схемах каждый каскад по существу является усилителем мощности. Для передачи максимальной мощности от одного каскада к другому при резком различии выходного (большого) и входного (малого) сопротивлений каскадов необходимо осуществить согласование сопротивлений с помощью понижающего трансформатора. Однако для уменьшения габаритов и стоимости вместо трансформатора часто используют резистивно-емкостную связь между каскадами, хотя усилительные свойства транзистора в этом случае используются недостаточно эффективно. (При малом входном сопротивлении переходная емкость имеет величину порядка 10 мкф.)

На рис. 10.20 дана схема приемника прямого усиления АМ сигналов.

Связь между транзистором и входным контуром индуктивная (трансформаторная). Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  — усилители высокой частоты.

Для упрощения схемы в малогабаритных переносных приемниках каскады УВЧ выполняются ненастроенными. Нагрузками  $T_1$  и  $T_2$  служат широкополосные трансформаторы высокой частоты, выполняемые обычно на ферритовых кольцах. Отрицательное смещение на базу ( $U_{co} \cong 0,05-0,5$  в) подается от коллекторного источника питания  $E_k$  через делитель  $R_1R_2$  для  $T_1$  и  $R_3R_4$  для  $T_2$  (аналогично и для остальных транзисторов). Для стабилизации режима транзисторов используется отрицательная обратная связь



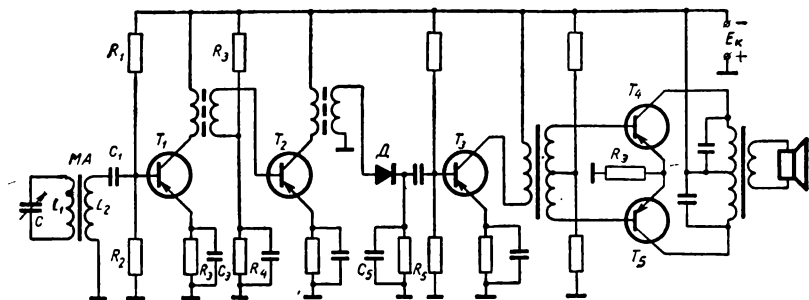


Рис. 10.20.

по постоянному току, которая осуществляется за счет включения в цепь эмиттера сопротивления  $R_3$ , шунтированного конденсатором  $C_3$  для предотвращения отрицательной обратной связи по переменному току. Напряжение смещения между базой и эмиттером  $U_{60}$  равно разности напряжения, снимаемого с сопротивления  $R_2$  (для  $T_1$ ) и напряжения на сопротивлении эмиттера  $U_{R_3}$ , пропорционального току эмиттера:

$$U_{60} = U_{R_2} - U_{R_3}.$$

При возрастании тока покоя коллектора (например, при повышении температуры) увеличивается ток эмиттера  $I_3$  и уменьшается напряжение смещения на базе; в результате коллекторный ток уменьшается. За счет отрицательной обратной связи ток коллектора изменяется во много раз меньше, чем без стабилизации.

Усиленное напряжение высокой частоты поступает на диодный детектор  $D$ . Отдетектированный сигнал низкой частоты с  $R_5 C_5$  усиливается транзисторами  $T_3, T_4, T_5$ . Усилительный каскад на  $T_3$  с трансформаторной нагрузкой вырабатывает два симметричных напряжения (за счет наличия средней точки во вторичной обмотке трансформатора). Симметричные напряжения поступают на базы транзисторов  $T_4, T_5$ , которые работают по двухтактной схе-

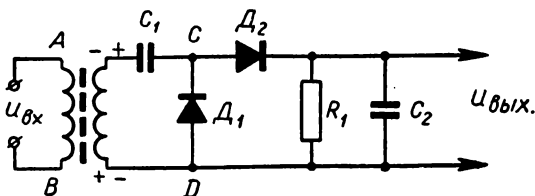


Рис. 10.21.

ме усиления. Нагрузкой двухтактного усилителя является громкоговоритель. В случае низкоомной звуковой катушки громкоговорителя включается через согласующий (понижающий) трансформатор. Если звуковая катушка громкоговорителя высокоомна, последний включается в коллекторную цепь транзистора без трансформатора.

Очень широкое распространение в малогабаритных приемниках получила схема детектирования с удвоением напряжения (рис. 10.21).

При положительном потенциале точки  $D$  конденсатор  $C_1$  заряжается через диод  $D_1$  до амплитудного значения входного напряжения. В следующий полупериод потенциал точки  $D$  отрицателен, и диод  $D_1$  заперт. Диод  $D_2$  открыт. Через  $D_2$  и нагрузку детектора  $R_1C_2$  течет ток, обусловленный напряжением

$$u = u_{с1} + u_{вх}.$$

При этом напряжение на нагрузке детектора удваивается.

### § 10.11. Качественные показатели приемника прямого усиления

Среднее значение чувствительности приемника прямого усиления составляет 1000 мкв. Такая малая чувствительность не позволяет принимать слабые сигналы. Существенно повысить чувствительность, определяемую общим коэффициентом усиления, нельзя, так как в перестраиваемом по частоте усилителе невозможно уничтожить паразитные каналы связи и устранить генерацию.

Практически важно иметь одинаковую чувствительность на всех рабочих частотах. Однако в приемнике прямого усиления этого сделать нельзя. Чувствительность приемника меняется при изменении частоты настройки. На рис. 10.22 представлена зависимость коэффициента усиления от частоты настройки в пределах поддиапазона и при переходе с одного поддиапазона на другой.

В пределах поддиапазона ( $L = \text{const}$ ,  $C \neq \text{const}$ ,  $C \gg C_{\text{вых. лам}}$ ) рост коэффициента усиления  $K$  с увеличением частоты объясняется увеличением сопротивления контура

$$Z_{\text{рез}} = \frac{L}{CR}.$$

При переходе на более высокочастотный поддиапазон ( $L_1 < L$ ) величина коэффициента усиления уменьшается. При этом, очевидно, изменяется добротность контура и, следовательно, ухудшается избирательность приемника.

В поддиапазоне коротких волн приемник практически теряет избирательные свойства. Из-за малой чувствительности и плохой избирательности прием станций коротковолнового диапазона в приемниках прямого усиления не осуществляется.

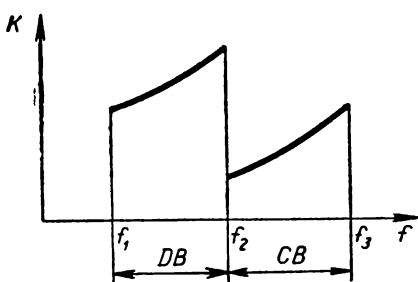


Рис. 10.22.

В поддиапазонах ДВ и СВ фильтрация каналов в приемнике прямого усиления также недостаточна (около 15—20 дБ), так как несущие частоты станций близки друг к другу и резонансный контур усилителя при этом имеет малую относительную расстройку  $\frac{\Delta f}{f_c}$  между принимаемыми станциями.

Частотная характеристика резонансного усилителя с одиночным контуром далека от идеальной (Π-образной).

Плохая избирательность и малая чувствительность, изменяющаяся в рабочем диапазоне частот, являются существенными недостатками схемы приемника прямого усиления, ограничивающими его использование. Однако благодаря простоте схемы приемник (особенно переносный на транзисторах) находит широкое применение в любительской практике.

### § 10.12. Супергетеродинный приемник амплитудно-модулированных сигналов

**Преимущества супергетеродинного приемника перед приемником прямого усиления.** Для улучшения фильтрации каналов целесообразно в процессе приема преобразовать несущую частоту сигнала в более низкую промежуточную частоту  $f_{пр}$ . Такое преобразование осуществляется в супергетеродинных приемниках. Относительная расстройка колебательного контура усилителя  $\frac{\Delta f}{f_c}$  ( $\Delta f$  — абсолютная расстройка,  $f_c$  — несущая частота сигнала) при этом увеличится, и фильтрация каналов улучшится.

Например, пусть в антенне действует э.д.с. сигналов с несущими частотами  $f_{c1} = 20$  МГц и  $f_{c2} = 20,2$  МГц. Относительная разность частот между станциями

$$\frac{\Delta f}{f_{c1}} = \frac{20,2 - 20}{20} = 0,01 = 1\%.$$

Простой и дешевый контур в радиодиапазоне имеет добротность порядка нескольких десятков (20—50), т. е. относительную полосу пропускания 5%—2%. В рассматриваемом примере мешающая станция  $f_{c2}$  отличается от избранной на 1% и поэтому будет создавать заметную помеху. Если произвести преобразование частоты  $f_{c1}$ , то при частоте сигнала гетеродина  $f_r = 20,5$  МГц получим две промежуточные частоты:

$$f_{\text{пр}1} = 20,5 - 20 = 0,5 \text{ МГц}, \quad f_{\text{пр}2} = 20,5 - 20,2 = 0,3 \text{ МГц},$$

относительная разность между которыми (относительная расстройка) будет:

$$\frac{\Delta f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр}1}} = \frac{0,5 - 0,3}{0,5} = \frac{0,2}{0,5} = 40 \text{ \%}.$$

Как видно, относительная разность увеличилась от 1 до 40%, т. е. преобразование частоты как бы удаляет друг от друга частоты соседних станций. Станция частоты  $f_{c2}$  для фильтров преобразователя и усилителя промежуточной частоты, настроенных на частоту  $f_{\text{пр}} = 0,5 \text{ МГц}$  при наличии контуров, добротность которых сравнима с добротностью контуров входной цепи и усилителя высокой частоты, окажется неощутимой помехой. Таким образом, за счет понижения частоты в результате преобразования избирательность приемника по отношению к соседним станциям улучшается.

Если осуществить постоянство промежуточной частоты при перестройке приемника на различные станции, то, кроме улучшения избирательности, можно получить целый ряд дополнительных преимуществ по сравнению со схемой приемника прямого усиления:

1. При фиксированной частоте  $f_{\text{пр}}$  можно использовать фильтр с наилучшей (П-образной) частотной характеристикой (связанные контуры при критической связи).

2. При фиксированной частоте легче устранить паразитные каналы связи и повысить коэффициент устойчивого усиления.

3. При наличии в приемнике усилительных каскадов несущей и промежуточной частот с контурами, имеющими большую относительную расстройку друг относительно друга, схема супергетеродинного приемника оказывается более устойчивой.

4. Величину промежуточной частоты можно выбрать оптимальной, т. е. такой, чтобы она была достаточно низка для получения хорошей избирательности по соседнему каналу, но достаточно высока для подавления помехи по зеркальному каналу (§ 10.14).

5. При постоянной промежуточной частоте  $f_{\text{пр}}$  чувствительность приемника мало зависит от несущей частоты принимаемой станции.

### § 10.13. Схема супергетеродинного приемника АМ сигналов

На рис. 10.23 дана блок-схема супергетеродинного радиовещательного приемника амплитудно-модулированных сигналов, а на рис. 10.24 изображено изменение спектра сигнала в тракте приемника, настроенного на несущую частоту сигнала  $f_c$ . Ввиду большого усиления сигнала в супергетеродинном приемнике возможно линейное (диодное) детектирование.

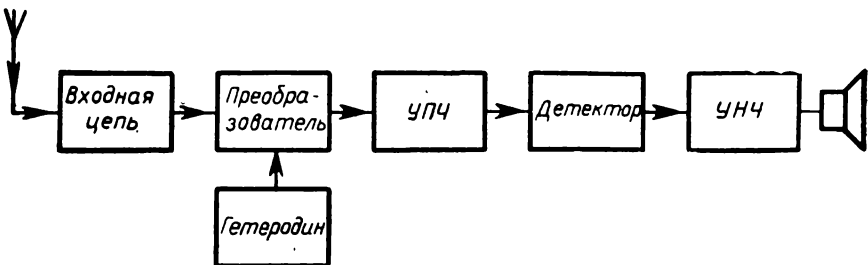


Рис. 10.23.

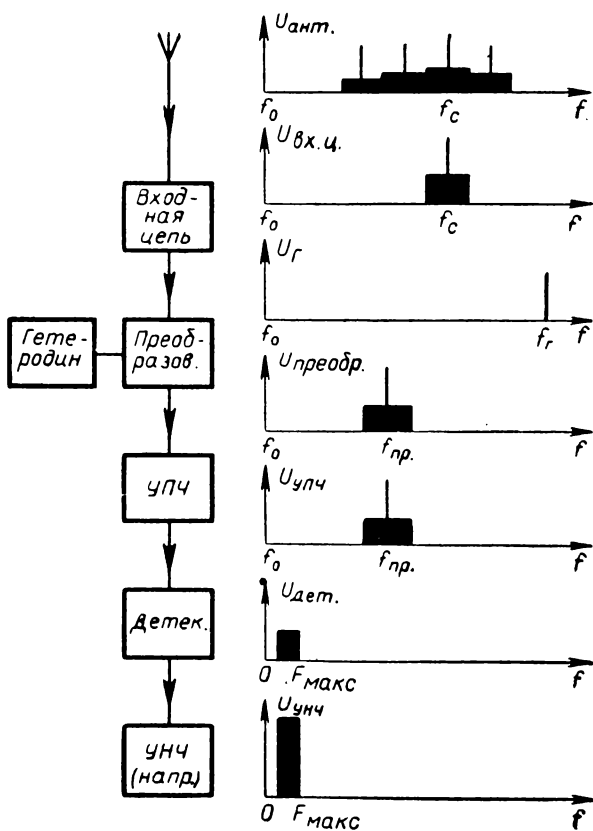


Рис. 10.24.

Простейшая схема супергетеродинного приемника на электронных лампах показана на рис. 10.25. Для наглядности представлен один диапазон.

Связь антенны с контуром индуктивная. Лампа  $L_1$  — усилитель высокой частоты. Для устранения паразитной связи через источник в анодную цепь лампы  $L_1$  включен развязывающий фильтр  $R_1C_1$ . Развязывающие фильтры включены также в анодные цепи ламп  $L_2$  и  $L_3$ . Лампа  $L_2$  — преобразователь частоты. При использовании многосеточной лампы преобразование частоты осуществляется одновременно с усилением. Кроме того, две сетки этой же лампы используются для гетеродина. Таким образом, применяя многосеточную лампу, выполняющую две функции, получают экономию числа ламп. На рис. 10.25 приведена схема преобразователя на лампе 6А2П. Вторая и четвертая сетки соединены внутри лампы и являются экранирующими. Следовательно, для переменных напряжений потенциал их должен быть равен нулю. Третья сетка сигнальная. Первая сетка работает как управляющая сетка гетеродинной части лампы. Схема гетеродина-индуктивная, трехточечная. Анодом гетеродина служит вторая сетка. Анод заземлен по высокой частоте.  $R_2C_2$  — сеточное смещение гетеродина, обеспечивающее мягкое возбуждение и жесткий режим (§ 8.3).

Режим работы преобразователя выбран таким образом, что крутизна лампы меняется пропорционально напряжению сигнала (рабочий участок квадратичный). При таком режиме отсутствуют нелинейные искажения в результате преобразования.

Нагрузкой преобразовательной лампы служит полосовой фильтр (два связанных контура) с фиксированной настройкой. Резонансная частота фильтра  $f_{рез} = f_{пр} = f_r - f_c$ . Для приемников с амплитудной модуляцией  $f_{пр} = 465$  кГц (это значение является оптимальным с точки зрения качественных показателей (§ 10.12); кроме того, на этой частоте нет работающих станций). При одновременной перестройке контуров (входного и УВЧ), конденсаторы которых имеют общую ось, частоты  $f_r$  и  $f_c$  изменяются так, чтобы разность их была постоянной. Для сопряжения контуров (получения  $f_r - f_c = \text{const}$ ) во всем диапазоне частот в контур гетеродина включают такие дополнительные конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$ , чтобы выполнялось сопряжение при изменении емкости контура от  $C_{мин}$  до  $C_{макс}$ . При низких частотах влияет последовательно включенный конденсатор  $C_3$ . На высоких частотах диапазона играет роль параллельный конденсатор  $C_4$ . При правильном подборе  $C_3$  и  $C_4$  получается  $f_r - f_c = \text{const}$ . Для обеспечения сопряжения контуров на всех поддиапазонах частоту гетеродина делают больше частоты сигнала. Например, для поддиапазона длинных волн (150—410 кГц) получение  $f_{пр} = 465$  кГц при  $f_r < f_c$  вообще невозможно. На других поддиапазонах при  $f_r < f_c$  отношение максимальной частоты гетеродина к минимальной частоте получается чрезмерно большим, и выполнить в этом случае сопряжение с

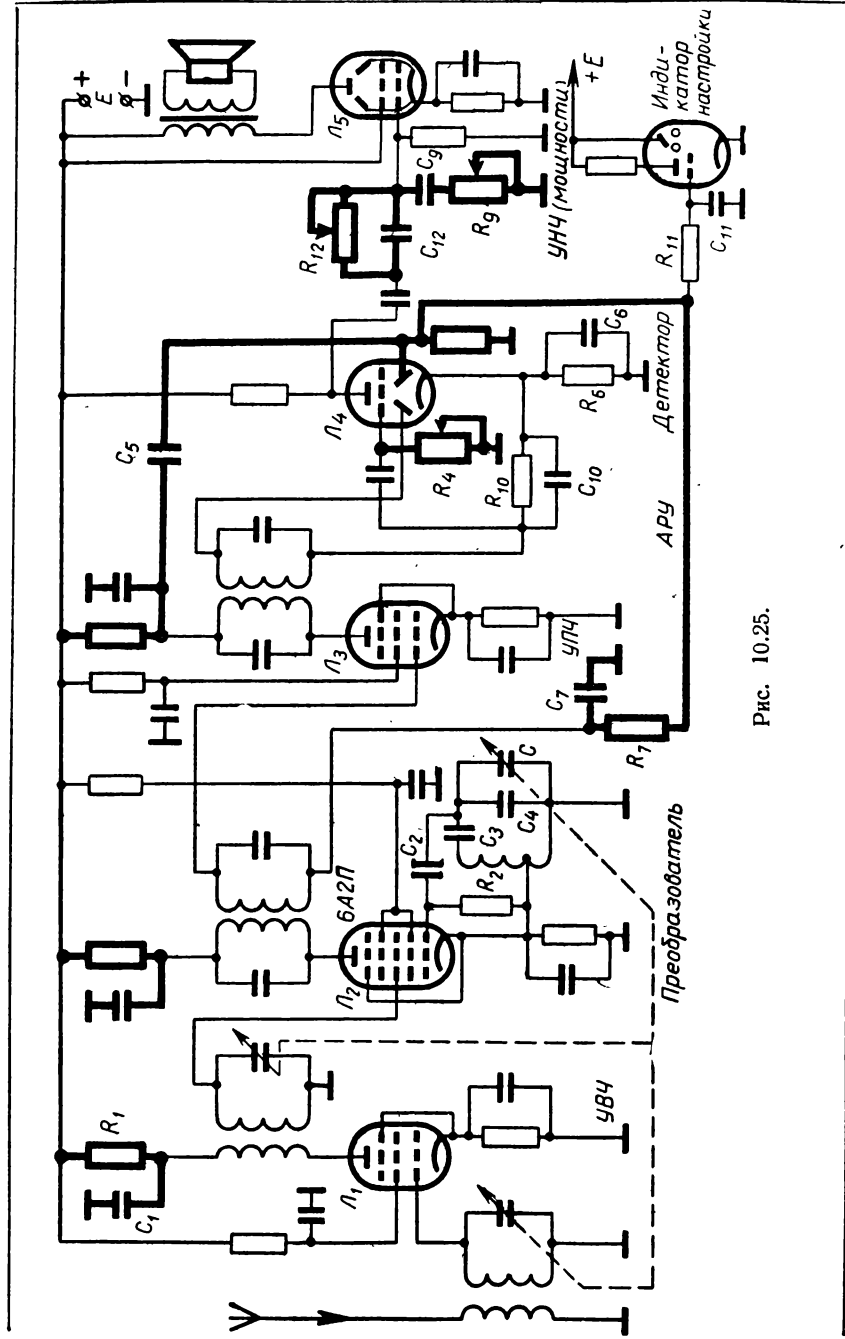


Рис. 10.25.

помощью одного конденсатора из общего блока не удается. Поэтому частоту гетеродина устанавливают больше частоты сигнала. Каскад на лампе  $L_3$  (рис. 10.25) является усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Левый диод лампы  $L_4$  — детектор,  $R_{10}C_{10}$  — нагрузка детектора. Триодная часть лампы  $L_4$  — усилитель низкой частоты,  $L_5$  — усилитель мощности.

### § 10.14. Регулировки в приемнике

В приемнике имеются ручные и автоматические регулировки, позволяющие осуществлять оптимальный прием выбранной станции.

Ручные регулировки громкости  $R_4$  (рис. 10.25) и тембра  $R_9C_9$ ,  $R_{12}C_{12}$  уже рассматривались в § 10.6. Наряду с ручными регулировками параметров приемника используются и автоматические. При наличии автоматической регулировки параметры приемника (например, усиление) при изменении входного сигнала изменяются меньше, чем без автоматической регулировки. Очевидно, для целей автоматической регулировки должна быть использована отрицательная обратная связь.

Отрицательная обратная связь может быть безынерционной и инерционной. При безынерционной отрицательной обратной связи напряжение обратной связи имеет такую же форму, что и входной сигнал  $u_{вх}$  и противоположную ему фазу. При наличии такой отрицательной обратной связи частотная характеристика усилителя выравнивается. Однако эта связь не эффективна, если изменяется амплитуда сигнала.

Если сигнал не слишком велик (рабочий участок усилителя линеен и  $K = \text{const}$ ), то с ростом амплитуды входного сигнала будет изменяться и напряжение на выходе. При приеме сильных сигналов мощных или близких станций, чтобы чрезмерно не перегружать лампу, необходим ручной регулятор усиления. Но если меняется напряженность поля одной и той же станции, то ручная регулировка оказывается неудобной, а отрицательная связь уже не обеспечивает постоянства выходного напряжения. Для обеспечения постоянства громкости при изменении входного сигнала используется инерционная отрицательная обратная связь — автоматическое регулирование усиления (АРУ). При инерционной обратной связи сигнал, прошедший через усилитель промежуточной частоты, детектируется; при этом выделяется постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде сигнала. Эта составляющая подается на вход усилителя и создает на сетке усилительной лампы отрицательное смещение (рис. 10.26), изменяющее положение рабочей точки на характеристике.

Применяемая для АРУ лампа (например, 6К3) имеет «удлиненную» характеристику (рис. 10.27); ее крутизна мала при больших отрицательных потенциалах сетки и велика при малых.



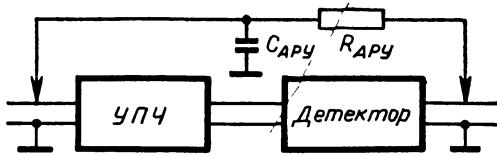


Рис. 10.26.

При сильном сигнале за счет дополнительного отрицательного смещения автоматически уменьшается крутизна рабочего участка (рис. 10.27) и коэффициент усиления каскада, пропорциональный крутизне. В результате напряжение на выходе при сильном и слабом сигнале имеет практически одинаковое значение.

Простейшие схемы АРУ приведены на рис. 10.28. Здесь  $RC$  — нагрузка детектора; на ней выделяется напряжение звуковой частоты. Чтобы на сетку усилителя промежуточной частоты поступало постоянное отрицательное напряжение АРУ, пропорциональное амплитуде сигнала, включается дополнительный фильтр  $R_{АРУ}C_{АРУ}$ , постоянная времени которого  $\tau_{АРУ} > T_{нч}$ . Эти простейшие схемы имеют тот недостаток, что напряжение АРУ действует постоянно, поэтому чувствительность приемника снижается за счет уменьшения усиления для слабых сигналов.

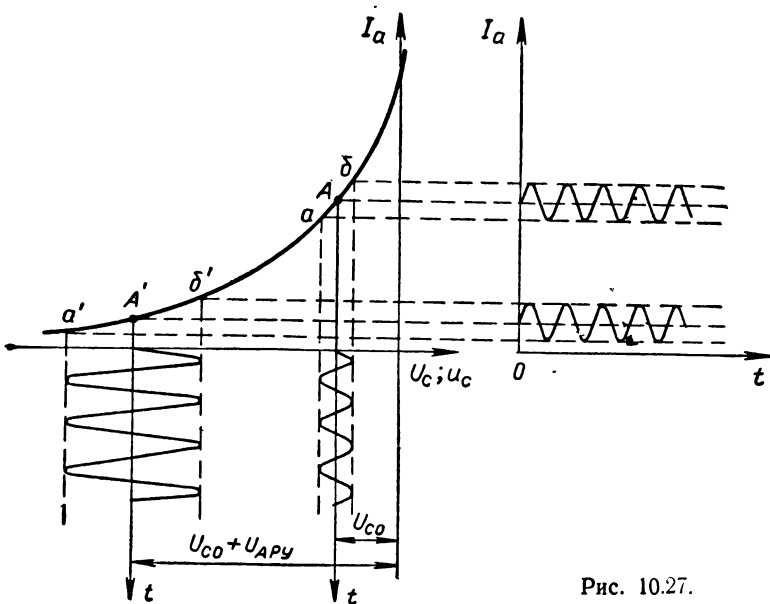


Рис. 10.27.

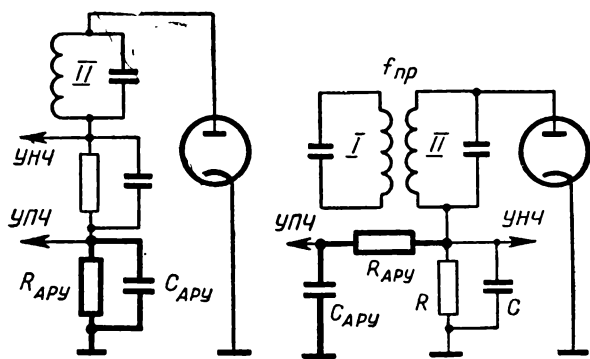


Рис. 10.28.

На рис. 10.25 дана схема АРУ с задержкой. Задержка заключается в том, что дополнительное смещение АРУ действует не для всех сигналов, а для тех, величина напряжения которых превосходит некоторое значение  $U$ .

Для АРУ используется второй диод лампы  $L_4$ , на который через разделительный конденсатор  $C_5$  поступает напряжение сигнала с первого контура УПЧ. (Отметим, что напряжение промежуточной частоты для АРУ снимается с первого контура фильтра ПЧ, а для детектирования снимается напряжение со второго контура ПЧ. Таким включением достигается приближенное равенство добротностей контуров полосового фильтра.)

Отрицательное (относительно земли) напряжение АРУ снимается с нагрузки правого диода  $L_4$ . Это напряжение не равно нулю, когда диод открыт. Так как на аноде диода имеется отрицательный (относительно катода) потенциал  $U_{\text{зад}}$ , обусловленный падением напряжения на  $R_6 C_6$  триодной части  $L_4$ , то для сигналов, величина которых  $U_c < U_{\text{зад}}$ , диод не открывается, и действие АРУ отсутствует. Таким образом, для слабых сигналов ( $U_c < U_{\text{зад}}$ ) коэффициент усиления (и чувствительность приемника) не уменьшается. При  $U_c > U_{\text{зад}}$  напряжение АРУ через фильтр  $R_7 C_7$  поступает на сетку усилителя промежуточной частоты  $L_3$ . Постоянная времени фильтра АРУ  $R_7 C_7$  больше  $T_{\text{нч}}$ , так что на выходе фильтра существует лишь постоянное напряжение.

Для удобства эксплуатации большинство ламповых приемников снабжается оптическим указателем настройки.

При наличии электронного индикатора настройки можно осуществить при минимальной (или равной нулю) громкости и более точно, чем на слух. Для индикации настройки используются специальные лампы (6Е1П, 6Е5С и др.). Комбинированная лампа индикатора (6Е5С) содержит обычный триод и миниатюрную электроннолучевую трубку (индикаторную часть). Конусообразный экран индикатора покрыт слоем вещества, люминесцирующего зеленым светом под действием быстрых электронов. Экран сое-

дин с источником питания  $E_a$  (рис. 10.25). Управляющий электрод индикатора (плоский стерженек), соединенный с анодом триода, проходит через отверстие в экране и соединяется с  $E_a$  через большое сопротивление. При частоте настройки приемника, далекой от частоты сигнала, отрицательное смещение, поступающее на сетку с сопротивления АРУ  $R_7$  через фильтр  $R_{11} C_{11}$ , отсутствует. Анодный ток и падение напряжения на сопротивлении индикатора велики, потенциал анода (и управляющего электрода) существенно меньше потенциала экрана. Поток электронов вблизи управляющего электрода ослабляется, и прилегающий к нему сектор экрана кажется темным.

При настройке приемника в резонанс с сигналом отрицательное напряжение, поступающее на сетку  $L_6$ , велико, ток мал. Потенциалы управляющего электрода и экрана близки друг к другу. Электрическое поле вблизи экрана становится более однородным, и темная область (не подверженная действию электронов) суживается. При резонансе темная область минимальна. При сильном сигнале весь экран освещен. У пальчиковой лампы 6Е1П светящийся экран расположен сбоку. Принцип работы лампы такой же, как у 6Е5С, но по режиму и конструкции она отличается от последней.

### § 10.15. Супергетеродинный приемник АМ сигналов на транзисторах

Схема супергетеродинного приемника на транзисторах приведена на рис. 10.29.

Катушка  $L_1$  входного контура  $L_1 C_1$  наматывается на ферритовый стержень магнитной антенны МА. Настройка на частоту сигнала осуществляется конденсатором  $C_1$ . Транзистор  $T_1$  связан со входным контуром катушкой связи  $L_2$ . Степень связи определяется допустимым шунтированием входного контура. Напряжение сигнала через разделительный конденсатор  $C_3$  поступает на базу транзистора  $T_1$  — преобразователя частоты. Контур гетеродина  $L_3 C_5 C_6 C_7$  и контур промежуточной частоты  $L_4 C_8$  включены последовательно при неполном включении обоих контуров в коллекторную цепь транзистора. Преобразователь частоты представляет собой генератор (трехточечная индуктивная схема); в разрыв цепи его коллектора вводится фильтр промежуточной частоты, а в разрыв цепи базы — напряжение сигнала. Катушка  $L_2$  и контур промежуточной частоты имеют малое сопротивление на частоте гетеродина и мало изменяют режим его работы. Необходимое смещение на базу транзистора создается делителем  $R_1 R_2$  и сопротивлением в цепи эмиттера  $R_3$ . Введение сопротивления  $R_3$  для смещения не обязательно, однако его включение повышает температурную стабильность транзистора.



Конденсатор  $C_4$  разделительный;  $T_2, T_3$ — каскады усиления промежуточной частоты;  $T_4, T_5$ — усилители низкой частоты. В коллекторных цепях УПЧ включены развязывающие фильтры.

Наличие двух каскадов УПЧ обеспечивает высокую чувствительность и избирательность. Для повышения электрического к.п.д. выходной каскад переносных приемников собирается по двухтактной схеме с режимом усиления класса В.

В схеме рис. 10.29 используется автоматическая регулировка усиления (простая АРУ). Напряжение АРУ снимается с нагрузки детектора через фильтр АРУ; постоянная времени этого фильтра больше  $T_{нч}$ . Положительное смещение АРУ уменьшает ток базы и ток коллектора, уменьшая тем самым усиление каскада.

Принципы работы УПЧ, УНЧ и детектора рассматривались раньше (§ 7.4, 7.3, 9.4).

### § 10.16. Недостатки супергетеродинного приемника (побочные каналы приема)

**Симметричный (зеркальный) канал супергетеродина.** В результате преобразования частоты в преобразовательном каскаде приемника выделяется напряжение промежуточной частоты. Это напряжение при постоянной частоте гетеродина  $f_{г}$  может быть получено для двух станций с частотами  $f_c$  и  $f_з$ :  $f_c = f_{г} - f_{пр}$  (верхняя настройка гетеродина),  $f_з = f_{г} + f_{пр} = f_c + 2f_{пр}$  (нижняя настройка гетеродина).

Частоты  $f_c$  и  $f_з$  расположены симметрично относительно частоты гетеродина  $f_{г}$  (рис. 10.30) и отличаются друг от друга на  $2f_{пр}$ . Поэтому если на сигнальную сетку поступят сигналы станций  $f_c$  и  $f_з$ , то на выходе преобразователя обе станции дадут напряжение промежуточной частоты. Если сигнал частоты  $f_{г}$  полезный, то сигнал частоты  $f_з$ , попавший на преобразователь, будет помехой. Частота  $f_з$ , расположенная симметрично (зеркально) частоте  $f_c$  относительно частоты гетеродина, называется *зеркальной помехой*.

Прием станций по зеркальному каналу является недостатком супергетеродинной схемы. Очевидно, ослабление помехи по зеркальному каналу должно происходить до преобразовательного каскада. Подавление зеркальной помехи осуществляется за счет входного контура и усилителя высокой частоты.

Для улучшения избирательности по зеркальному каналу  $f_{пр}$  должна быть высокой. Тогда сигнал «зеркальной» станции  $f_з$  будет подавлен входным контуром, так как коэффициент передачи для него будет существенно меньше коэффициента передачи при резонансе (для  $f_c$ ).

Если сигнал «зеркальной» станции сильный, то величина напряжения зеркальной помехи будет относительно большой, и она попадет на преобразователь.

В приемниках первого класса, имеющих высокую чувствительность, для ослабления сильной зеркальной помехи включается УВЧ, который увеличивает напряжение полезного сигнала и дополнительно подавляет зеркальную помеху. Таким образом, при наличии усилителя высокой частоты коэффициент подавления зеркальной помехи увеличивается.

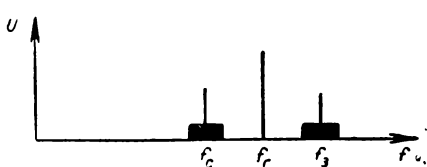


Рис. 10.30.

**Канал прямого прохождения помехи.** Если сигнал промежуточной частоты попадает на преобразователь, то по отношению к этому сигналу преобразователь будет услителем (независимо от работы гетеродина). Таким образом, сигнал частоты  $f_{пр}$  является помехой. Канал прохождения этой помехи называется *каналом прямого прохождения*. Очевидно, для его устранения радиовещательные станции не должны работать на промежуточной частоте.

Действительно, значение  $f_{пр} = 465 \text{ кГц}$  расположено в «окне» между границами радиовещательных диапазонов ДВ и СВ (415—520 кГц).

Для устранения помех на частотах  $f_{пр}$  и близких к ней включаются фильтры, подавляющие указанные частоты.

Некоторые схемы включения фильтров приведены на рис. 10.31. Параллельный контур с  $f = f_{пр}$ , включенный в цепь антенны (рис. 10.31, а), является фильтром-пробкой: на частоте  $f_{пр}$  сопротивление контура велико, и коэффициент передачи входной цепи мал. Аналогично может использоваться последовательный контур

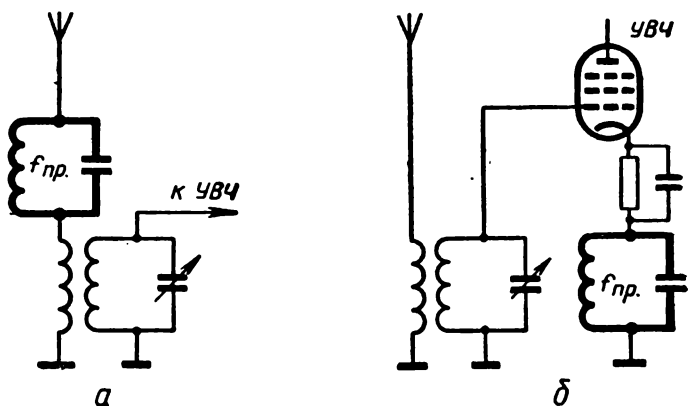


Рис. 10.31.

с  $f = f_{\text{пр}}$ , шунтирующий вход приемника. Отрицательная обратная связь на частоте  $f_{\text{пр}}$  осуществляется включением контура в цепи катода (рис. 10.31, б).

### § 10.17. Показатели качества супергетеродинного приемника АМ сигналов

Наличие фиксированной промежуточной частоты и взаимно расстроенных высокочастотных контуров ( $f_c$  и  $f_{\text{пр}}$ ) позволяет получить большую стабильность схемы и дополнительное усиление. В результате чувствительность приемника повышается (10—15 мкв для приемников первого класса).

При фиксированной настройке фильтров промежуточной частоты чувствительность приемника практически не зависит от частоты принимаемых станций (что было исключено для приемника прямого усиления). Поэтому рабочий диапазон приемника может быть расширен в сторону коротких волн.

Понижение несущей частоты и наличие наилучших избирательных фильтров обеспечивают супергетеродинному приемнику высокую избирательность по соседнему каналу (60 дБ для приемников первого класса) и равномерную частотную характеристику в полосе пропускания.

Большой коэффициент усиления на высоких частотах позволяет использовать линейное (диодное) детектирование.

Все перечисленные достоинства супергетеродинного приемника позволяют осуществлять более качественное воспроизведение сообщения, чем в приемнике прямого усиления.

### § 10.18. Приемник частотно-модулированных сигналов

**Общие замечания.** Современные радиовещательные приемники высшего класса, кроме диапазонов ДВ, СВ, КВ, предназначенных для приема амплитудно-модулированных колебаний, имеют еще УКВ диапазон для приема сигналов, модулированных по частоте.

Чтобы обеспечить неискаженную передачу сообщения, ширина канала при частотной модуляции должна быть равна  $2\Delta f = 250$  кГц (§ 2.3). Чтобы разместить большое число станций и обеспечить хорошее качество радиосвязи, несущая частота сигнала должна удовлетворять условию  $f_0 \gg 2\Delta f$  (§ 2.4). Поэтому при ЧМ радиосвязи несущая частота лежит в диапазоне УКВ. В СССР для УКВ вещания отведен диапазон частот 65,5—73 МГц. Так как несущая частота очень высока, ЧМ приемники строятся только по супергетеродинной схеме.

Блок-схема ЧМ приемника приведена на рис. 10.32. Приемник, кроме известных каскадов, содержит еще ограничитель амплитуды и частотный детектор. Его необходимость обусловлена

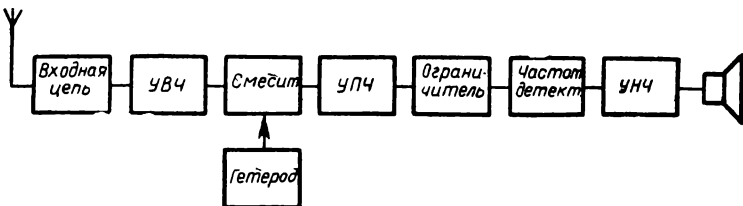


Рис. 10.32.

тем, что в процессе формирования и распространения (за счет помех, § 2.3) изменяется амплитуда ЧМ сигнала.

Амплитудная модуляция здесь является паразитной, ибо на выходе частотного детектора должно быть напряжение, пропорциональное только изменению частоты ЧМ сигнала. Амплитудный ограничитель устраняет паразитную амплитудную модуляцию.

### § 10.19. Антенна, входная цепь и усилитель высокой частоты ЧМ приемника

Для приема ЧМ сигналов используется антенна резонансного типа. Простейшей антенной является полуволновой вибратор. В некоторых приемниках антенна укрепляется внутри корпуса приемника. Геометрические размеры антенны в этом случае, естественно, малы, и настройка ее осуществляется изменением индуктивности катушки, включенной в середину антенны (удлинительная катушка, § 4.7). Наиболее часто антенна имеет фиксированную настройку на среднюю частоту принимаемого диапазона.

Антенна соединяется со входом приемника коаксиальным фидером (рис. 10.33).

Антенна и вход приемника должны быть согласованы. Для согласования используется трансформаторная или автотрансформаторная (см. рис. 10.33) связь. Так как сопротивление полуволнового вибратора  $Z = 75 \text{ ом}$ , а входное сопротивление усилительного каскада ( $L_1$ )  $Z_{\text{вх}} \gg Z$ , то применяется повышающий трансформатор ( $n = \sqrt{\frac{Z_{\text{вх}}}{Z}}$ ). Полоса пропускания антенны должна быть не менее ширины радиоканала (250 кГц).

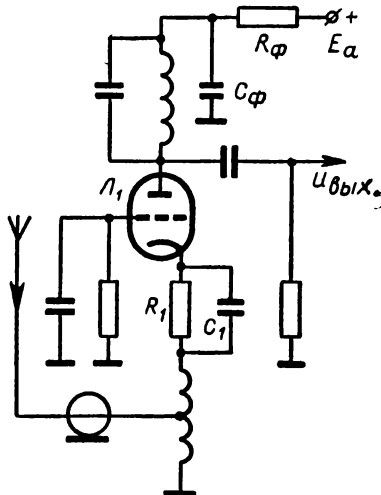


Рис. 10.33.



**Усилитель высокой частоты (УВЧ).** Использование УВЧ, во-первых, уменьшает связь антенны с гетеродином и, следовательно, уменьшает излучение гетеродина, во-вторых, увеличивает коэффициент подавления зеркальной помехи и, в-третьих, увеличивает отношение сигнал—шум. Так как в диапазоне УКВ основную роль играют внутренние шумы (§ 7.1), а напряжение шумов первого каскада усиливается в наибольшей степени, то схема УВЧ должна иметь минимальный уровень шумов.

Известно, что шумовые свойства ламп возрастают с увеличением числа сеток (за счет перераспределения электронов по электродам). Поэтому для УВЧ и смесителя применяются триоды. Для УВЧ используется схема с заземленной сеткой (рис. 10.33). Прходная емкость в этой схеме  $C_{ак}$  (емкость между анодом и катодом) существенно меньше, чем емкость между управляющей сеткой и катодом, поэтому эта схема более устойчива, чем обычная (с заземленным катодом).

Цепочка  $R_1C_1$  (рис. 10.33) создает автоматическое смещение, обеспечивающее усиление в режиме класса А. Нагрузкой усилителя является контур. При изменении потенциала катода меняется поле между сеткой и катодом, что приводит к изменению анодного тока, поэтому на выходе  $L_1$  получается усиленное напряжение;  $R_фC_ф$  — развязывающий фильтр.

Использование триода и сигнала очень высокой частоты не позволяет получить значительного усиления (обычно коэффициент усиления не превышает 10). Для получения большего усиления в более дорогих приемниках используется двухкаскадный усилитель, при этом один каскад — с заземленной сеткой, а другой — обычный.

## § 10.20. Смеситель и гетеродин. УПЧ

Схема смесителя приведена на рис. 10.34. Для уменьшения уровня шумов гетеродин собран на отдельном триоде  $L_2$  по трехточечной схеме параллельного питания.  $C_{св}$  — конденсатор связи. Величина емкости  $C_{св}$  мала ( $\sim 2$  пф), так что связь между контурами гетеродина и УВЧ слабая. В анодную цепь смесителя ( $L_1$ ) включен фильтр промежуточной частоты  $f_{пр} = 8,4$  МГц.

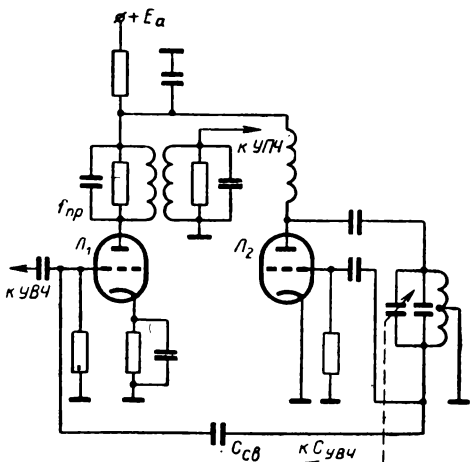


Рис. 10.34.

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) принципиально не отличается от УПЧ приемника АМ сигналов. Однако коэффициент усиления каскада УПЧ в ЧМ приемнике меньше, чем в АМ приемнике, так как промежуточная частота и полоса пропускания фильтра больше. Чтобы получить сигнал, необходимый для ограничения ( $\sim 3$  в), УПЧ должен иметь несколько каскадов (обычно три).

### § 10.21. Ограничитель и частотный детектор

Ограничителем является либо отдельный каскад, либо последний каскад УПЧ. Схема ограничителя дана на рис. 10.35. Лампа работает в режиме сеточного детектирования при низком анодном напряжении ( $U_{0a} = 30-50$  в). В схеме рис. 10.35 анодное напряжение задается делителями  $R_1, R_2$ . Для ограничителя выбирается лампа с резкой отсечкой анодного тока (а не с удлинённой характеристикой). Характеристика лампы показана на рис. 10.36. При низком анодном напряжении верхний изгиб характеристики анодного тока лежит в пределах рабочего участка.

При достаточной амплитуде напряжения на входе амплитуды анодного тока и напряжения на выходе будут постоянны, если амплитуда напряжения не падает ниже 3 в.

Для детектирования ЧМ сигналов можно использовать схему с одиночным расстроенным контуром (§ 3.6). Однако в такой схеме получаются большие нелинейные искажения из-за нелинейности скатов частотной характеристики контура. На практике применяются иные схемы частотных детекторов (дискриминатор с двумя расстроенными контурами или настроенным фильтром промежуточной частоты, детектор отношений), в которых нелинейные искажения существенно уменьшаются. На

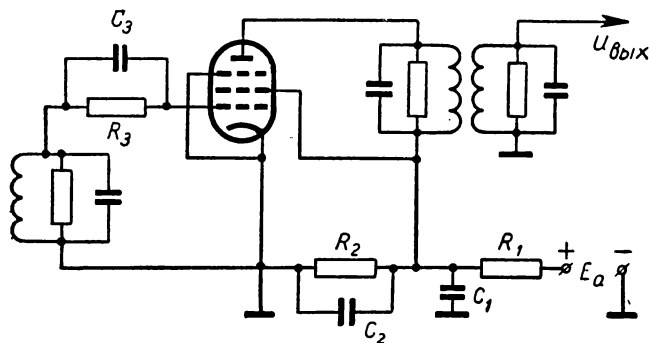


Рис. 10.35.

рис. 10.37 приведена схема дискриминатора с фильтром промежуточной частоты.

1 и 2 — соответственно первый и второй контуры фильтра промежуточной частоты ограничителя (см. рис. 10.35);  $R_1C_1$  и  $R_2C_2$  — одинаковые нагрузки диодов  $D_1$  и  $D_2$  (плечи дискриминатора одинаковы):  $R_1C_1 = R_2C_2$  и удовлетворяют условию детектирования.

$C_3$  — разделительный конденсатор;  $C_4$  — емкость фильтра делителя напряжения ограничителя (см. рис. 10.35). Дроссель, соединенный со средней точкой катушки контура 2, замыкает цепь каждого диода по постоянному току и препятствует закорачиванию первого контура фильтра промежуточной частоты. Напряжение на дросселе  $U_{др} = U_1$ , так как сопротивления конденсаторов  $C_3$ ,  $C_2$  и  $C_4$  для промежуточной частоты очень малы. Напряжения на диодах:

$$U_{D_1} = U_{др} + \frac{U_2}{2} = U_1 + \frac{U_2}{2},$$

$$U_{D_2} = U_1 - \frac{U_2}{2}.$$

Напряжение на выходе детектора:

$$U_{вых} = U_{R_1} - U_{R_2},$$

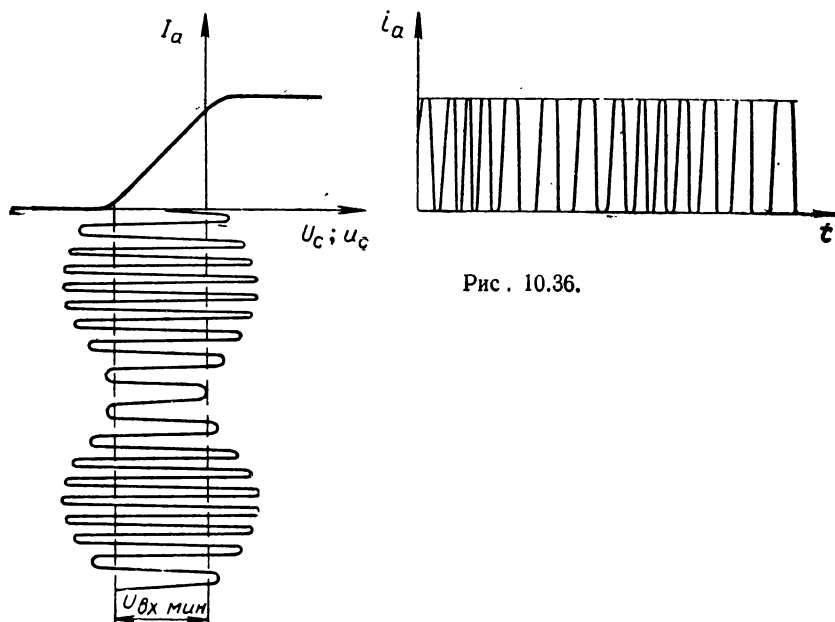


Рис. 10.36.

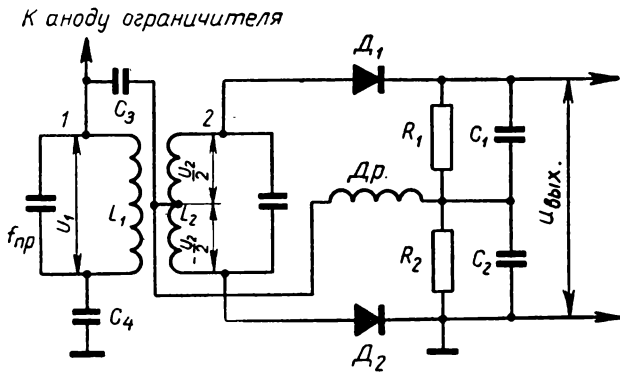


Рис. 10.37.

так как токи в нагрузках  $R_1$  и  $R_2$  противоположны по направлению.

Для определения выходного напряжения воспользуемся векторной диаграммой. Пусть при резонансе напряжение на первом контуре фильтра промежуточной частоты равно  $U_1$  (рис. 10.38).

Ток  $I_1$  в катушке этого контура отстает от  $U_1$  на  $\frac{\pi}{2}$ ; ток  $I_1$  создает э.д.с. взаимной индукции  $E_2$ , отстающую от  $I_1$  на  $\frac{\pi}{2}$ . При резонансе  $I_2$  совпадает по фазе с  $E_2$ , а напряжение  $U_2$  на катушке  $L_2$  второго контура опережает ток  $I_2$  на  $\frac{\pi}{2}$ . Таким образом, напряжения  $U_1$  и  $U_2$  имеют фазовый сдвиг  $\frac{\pi}{2}$ . Напряжения на диодах (рис. 10.39, а) равны между собой.

Токи в нагрузках одинаковы, и  $u_{\text{вых}} = u_{R_1} - u_{R_2} = 0$ .

Если же частота отличается от промежуточной, например  $f = f_{\text{нр}} + \Delta f$ , то контуры оказываются расстроенными.  $I_2$  и  $E_2$  не будут совпадать по фазе. Предполагаем, что уход частоты не превышает половины полосы пропускания по промежуточной частоте, и потому приближенно считаем, что  $U_1 = \text{const}$ .

Фазовый сдвиг между  $U_1$  и  $U_2$  теперь уже превышает  $\frac{\pi}{2}$ . Напряжения на диодах  $U_{D_1}$  и  $U_{D_2}$  разные (рис. 10.39, б). Токи в на-

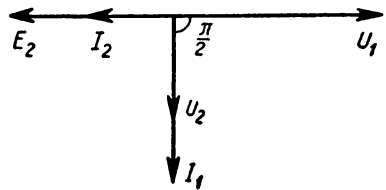


Рис. 10.38.

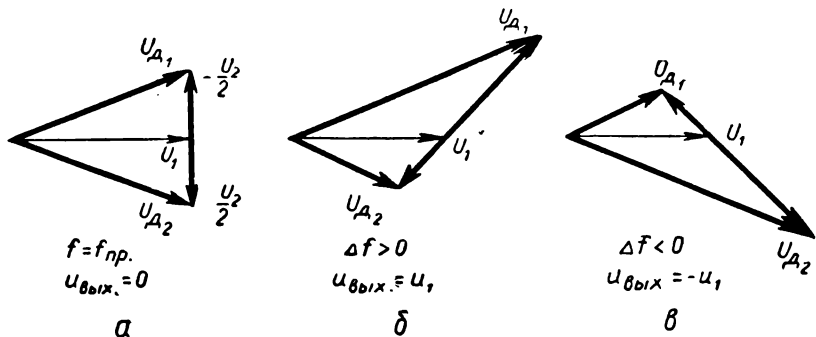


Рис. 10.39.

грузках  $i_1$  и  $i_2$  не равны, и напряжение на выходе  $u_1$  отлично от нуля. При таком же отклонении частоты в другую сторону от резонанса ( $\Delta f < 0$ ) выходное напряжение изменит знак (рис. 10.39, в).

Таким образом, временные изменения частоты  $\Delta f$ , определяемые модулирующим напряжением, преобразуются в пропорциональные им временные изменения напряжения, т. е. осуществляется процесс детектирования.

Зависимость выходного напряжения от расстройки (характеристика частотного детектора) показана на рис. 10.40. Величина

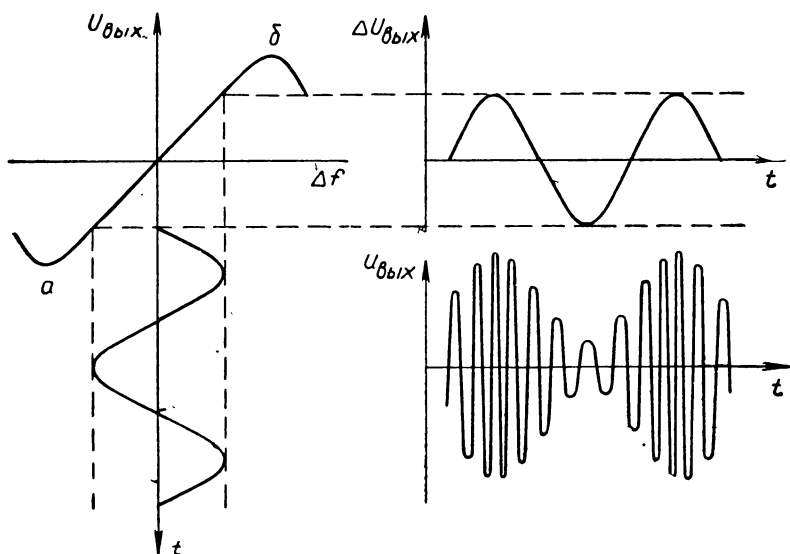


Рис. 10.40.

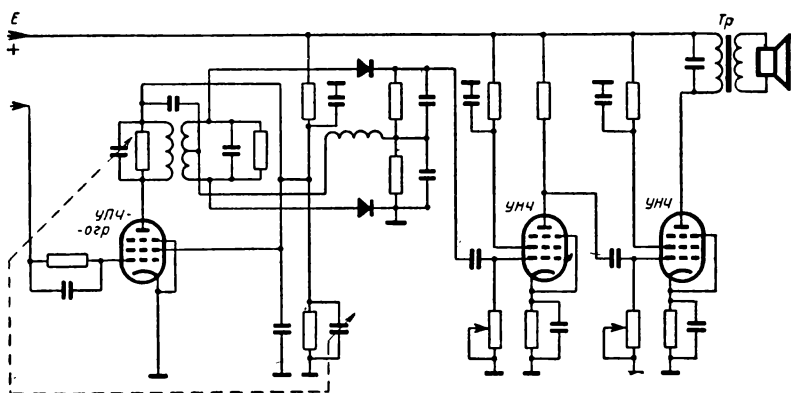
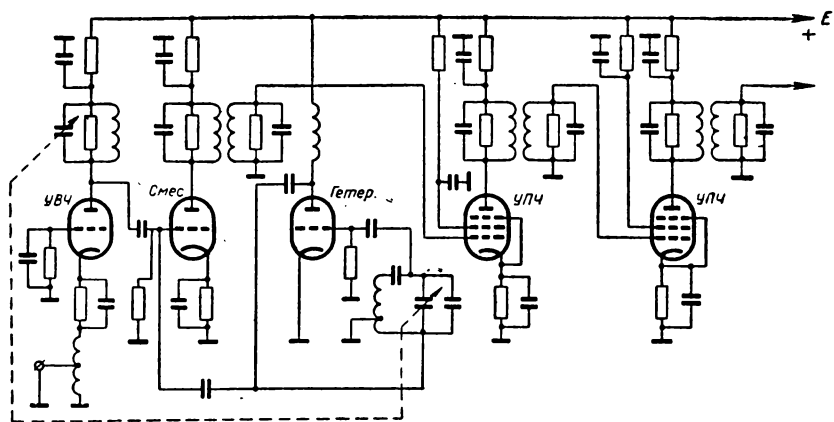


Рис. 10.41.

рабочего участка (прямолинейная часть  $ab$  характеристики дискриминатора) определяется добротностью фильтра промежуточной частоты.

Низкочастотная часть ЧМ приемника не отличается от соответствующих каскадов приемника АМ. На рис. 10.41 дана принципиальная схема простейшего ЧМ приемника. Отдельные каскады собраны по схемам, рассмотренным раньше.

## § 10.22. Качественные показатели ЧМ приемника

Чувствительность ЧМ приемника в диапазоне метровых волн ограничивается главным образом уровнем собственных шумов.

Реальная чувствительность приемника определяется при девиации частоты 30% от максимальной при  $F = 400$  гц.

Наличие перед преобразователем «малозумящего» триодного каскада позволяет получить большое отношение  $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$  при слабых сигналах. Чувствительность приемника ЧМ может иметь величину порядка единиц микровольт.

Избирательность по соседнему каналу, определяемая при расстройке  $\Delta f = 250$  кгц, составляет величину около 35 дб.

При наличии высокой промежуточной частоты (8,4 Мгц) ЧМ приемник имеет высокую избирательность по зеркальному каналу (30 дб).

Рассмотренные в настоящей главе схемы различных каскадов и регулировок не единственные. Более широкие сведения читатель может найти в специальной литературе.

## ТЕЛЕВИДЕНИЕ

## § 11.1. Введение. Задача телевидения

Назначением телевизионной системы является передача изображения некоторой области пространства по линии связи. В случае идеальной передачи полученное изображение пространственных объектов должно быть цветным и объемным, т. е. принятое изображение должно точно отображать объект передачи. Так как каждой точке  $M(x, y, z)$  объекта в данный момент времени  $t$  соответствует некоторая яркость  $B$  и цвет, то для получения полной информации о точке  $M$  необходимо передать все параметры, характеризующие эту точку. Число параметров велико, и передача их представляет сложную задачу.

В настоящей главе рассматриваются наиболее широко распространенная (и наиболее простая) система черно-белого плоского телевидения и основы цветного плоского телевидения.

В первой системе передается и воспроизводится двумерное изображение в черно-белых тонах, во второй системе, кроме информации о яркости объекта, передается информация о цвете.

Принятое в результате передачи изображение воспринимается глазом человека, поэтому вся телевизионная техника строится с учетом свойств зрения.

## § 11.2. Глаз как приемник зрительной информации

В природе информация о расположении предметов, их размерах, форме, цвете (т. е. обзор пространства) осуществляется с помощью сложной зрительной системы. Зрительная система состоит из органов зрения — глаза, сложной нервной системы и зрительной коры головного мозга.

С помощью хрусталика и глазных мышц на сетчатку глаза проецируется изображение части пространства. Сетчатка представляет собой мозаику из большого числа светочувствительных нервных окончаний — палочек и колбочек. Палочки реагируют на яркость источника света и не различают цвета. Колбочки реагируют на



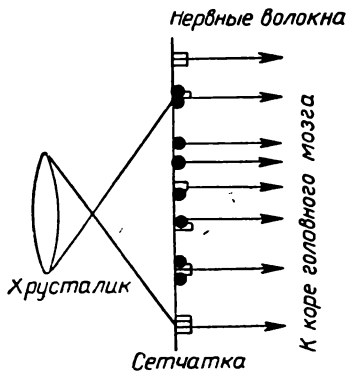


Рис. 11.1.

цвет и мало чувствительны к яркости. Самое чувствительное место сетчатки — центральная ямка желтого пятна. Желтое пятно, расположенное напротив хрусталика, имеет наибольшее число нервных окончаний (колбочек), причем каждая из колбочек соединена с отдельным волокном зрительного нерва. Чем дальше от желтого пятна, тем меньше колбочек и тем большее число их соединено с одним нервным волокном. Палочек в желтом пятне нет, а на периферии плотность их почти постоянна. К одному нервному волокну присоединяется большое число палочек.

В процессе зрения каждая точка пространства проецируется на определенную светочувствительную клетку сетчатки (рис. 11.1), являющуюся приемником зрительной информации.

От приемников световые раздражения в виде импульсов биотоков поступают по линиям связи (нервным волокнам) к коре головного мозга, где происходит расшифровка принятых сигналов, т. е. распознавание образа. Таким образом, изображение рассматри-

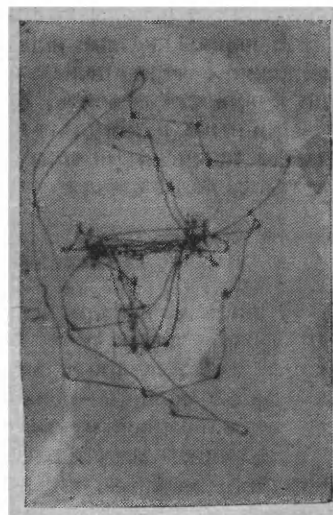


Рис. 11.2.

ваемого предмета разбивается на элементы. Информация об освещенности различных элементов передается одновременно по изолированным каналам связи. Следовательно, зрительная система является многоканальной.

В желтом пятне число линий связи равно числу приемников, на периферии в одну линию связи поступает информация от многих приемников, и получается усредненный эффект. Поэтому для наилучшего рассмотрения деталей предмета оптическая ось глаза повертывается так, чтобы изображение рассматриваемой детали получилось в центре желтого пятна.

На сетчатку глаза проецируется определенный сектор пространства. Установлено, что полю ясного зрения соответствуют размеры:  $\cong 12^\circ$  по вертикали и  $\cong 16^\circ$  по горизонтали. Для рассмотрения объекта с большими угловыми размерами осуществляется последовательный обзор — последовательное перемещение глаз, а для дальнейшего увеличения угла обзора — поворот головы. На рис. 11.2 дана осциллограмма движения глаз при рассматривании лица (в течение 1 мин). Из осциллограммы ясно видна последовательность обзора и поворот глаза для детального рассмотрения выбранной части пространства.

### § 11.3. Основные принципы телевидения

Первые проекты телевизионной системы представляли собой попытки электрического воспроизведения зрительной системы. К настоящему времени телевизионная система прошла большой путь развития, но и после многократных изменений некоторые черты сходства со зрительной системой сохранились.

Световая информация в передающей части телевизионной системы преобразуется в электрические импульсы, которые передают по линии связи (используя модуляцию несущих колебаний) к приемникам. В приемнике осуществляется расшифровка принятых сигналов и воспроизведение передаваемого изображения.

Электрический сигнал изображения формируется в передающей телевизионной трубке. Действие передающей телевизионной трубки аналогично действию глаза. В трубке роль сетчатки выполняет светочувствительная мишень, на которую проецируется изображение объекта. Поле изображения называется *кадром*. Поле изображения при передаче разбивается на элементы (рис. 11.3). Очевидно, для получения четкого изображения число элементов разложения должно быть достаточно велико. Электрический сигнал от каждого элемента должен быть пропорционален средней яркости элемента.

В зрительной системе информация об освещенности участков сетчатки передается по линиям связи (нервным волокнам) одновременно. В телевизионной системе используется *последовательная* передача сигналов средней яркости элементов изображения. После-

Элемент изображения

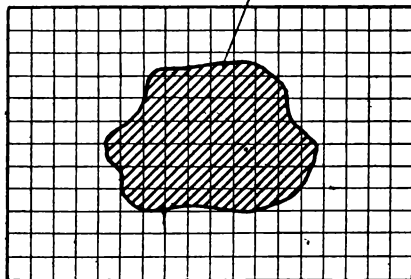


Рис. 11.3.

довательное преобразование яркостей элементов изображения в электрические сигналы и их передача называется *разверткой изображения*. Поочередность передачи (развертка изображения) является основным принципом телевидения.

При одновременной передаче сигналов яркости элементов изображения потребовалось бы число каналов, равное числу элементов изображения. При большом числе элементов разложения од-

новременную передачу информации о яркости элементов практически осуществить невозможно.

При последовательной передаче яркостей элементов кадра требуется один канал, что гораздо выгоднее, чем многоканальная система. Использование последовательной передачи сигналов яркости элементов изображения возможно потому, что скорость передачи информации в телевидении значительно больше, чем скорость передачи информации в зрительной системе.

При передаче элементов изображения с достаточно большой скоростью глаз не замечает поочередности передачи (в силу инерции зрительного ощущения), а воспринимает весь кадр целиком. Благодаря инерции зрительного ощущения возможна также передача изображения движущегося объекта. В этом случае необходимо производить смену кадров (фиксирующих неподвижные картины) с различными положениями объектов с определенной частотой  $F_k$ .

В результате частой смены кадров (незаметной для глаз) будет создаваться впечатление движения передаваемого изображения. Этот способ используется и в кино.

Другим принципом телевидения является *принцип накопления заряда* (§ 11.10). Его сущность состоит в том, что светочувствительная система передающей телевизионной трубки конструируется таким образом, что в ней в течение длительного времени (времени передачи кадра) накапливается заряд. Затем накопленный заряд используется для быстрого формирования электрического сигнала изображения. Использование принципа накопления заряда позволило существенно увеличить напряжение сигнала изображения и, следовательно, повысить чувствительность передающих телевизионных трубок, что позволило передавать движущиеся изображения при небольшой освещенности.

**Общие сведения.** При большой скорости последовательной передачи информации о яркости элементов изображения невозможно использование механических переключателей, имеющих большую инерционность. В телевидении для развертки изображения используется электронное переключение, которое практически безынерционно. Процесс развертки заключается в периодическом движении электронного луча по мишени или экрану телевизионной трубки слева направо и одновременно сверху вниз (рис. 11.4).

При движении луча слева направо ( $AB$  на рис. 11.4,  $a$ , прямой ход луча) производится передача (и воспроизведение) изображения. При обратном ходе изображение не передается (и не воспроизводится). В современных системах телевидения осуществляется *равномерная* развертка изображения — скорость прямого движения луча постоянна.

Отклонение луча осуществляется электрическим или магнитным полями (рис. 11.5), вырабатываемыми генераторами разверток (строчным и кадровым). Равномерная развертка дает малые искажения передачи и проста в техническом выполнении. Движение электронного луча вдоль оси  $X$  называется *строчной разверткой*, вдоль оси  $Y$  — *кадровой разверткой*. Совокупность строк, получающихся за время передачи кадра, называется *растром*.

Наиболее распространенные типы разверток — построчная и чересстрочная. При построчной развертке изображение развертывается последовательно строка за строкой (рис. 11.4,  $a$ ). При чересстрочной развертке сначала развертываются все нечетные строки кадра, а затем все четные строки (рис. 11.4,  $b$ ), т. е. один кадр передается в два приема.

При прямом ходе луча в передающей телевизионной трубке происходит образование электрического импульса, пропорционального яркости того участка изображения, на который попадает электронный луч.

В приемнике электрический сигнал изображения, переданный по сигналу связи, управляет плотностью тока луча, определяющей яркость свечения того места экрана приемной телевизионной трубки, куда попадает луч.

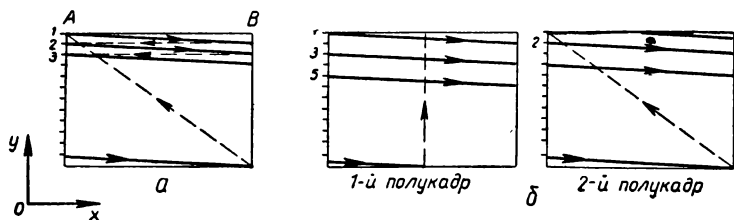


Рис. 11.4.

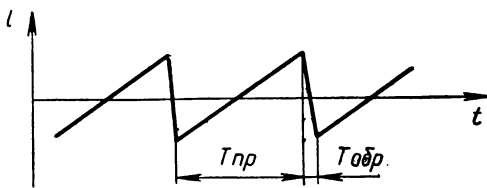


Рис. 11.5.

Для неискаженной передачи изображения необходимо осуществить синхронное и синфазное движение электронных лучей в передающей и приемной трубках. Для синхронизации движений электронных лучей используются синхронизирующие импульсы

(строчные и кадровые), которые вырабатываются в передатчике и поступают в генераторы разверток передатчика; кроме того, будучи включенными в сигнал изображения, они принимаются и поступают в соответствующие генераторы разверток приемника.

### § 11.5. Основные параметры телевизионного изображения

**Формат кадра.** Формат кадра должен соответствовать условию ясного видения. Угол ясного видения по вертикали ( $\alpha \approx 12^\circ$ ) соответствует рассмотрению изображения с расстояния, равного приблизительно пяти-шести высотам изображения. Таким образом, высота кадра определяется расстоянием от изображения до оптической системы. Ширина кадра должна удовлетворять оптимальным условиям рассматривания изображения целиком. Поэтому формат кадра в телевидении выбирается таким, что отношение  $a : b = 4 : 3$  (рис. 11.6). Такой же формат кадра принят и в кино.

**Число элементов изображения.** Элементов изображения должно быть столько, чтобы глаз не воспринимал мозаичности последнего, т. е. строчная структура не должна быть видна. Так как разрешающая способность глаза (при оптимальной освещенности

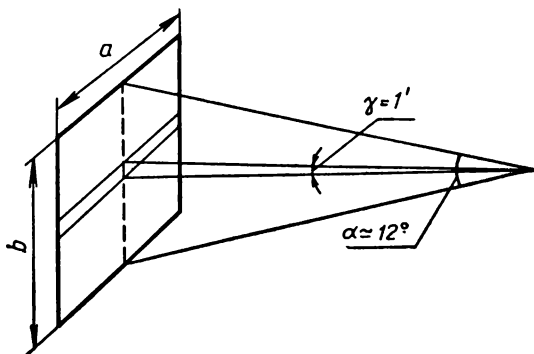


Рис. 11.6.

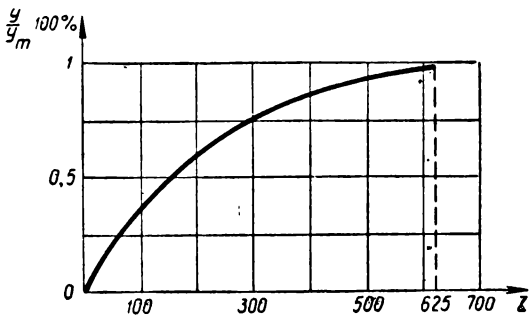


Рис. 11.7.

и контрастности) для людей с нормальным зрением составляет около  $\gamma = 1'$ , то угловые размеры строки должны быть близки к этой величине. Число строк при этом должно быть равным:

$$Z_{\text{макс}} = \frac{\alpha}{\gamma} = \frac{12 \cdot 60}{1} = 720.$$

В СССР число строк разложения изображения принято по стандарту равным 625. Угловой размер строки при этом получается около  $1,1'$ , что близко к предельной разрешающей способности глаза. Число элементов разложения

$$n = n_{\text{верт}} n_{\text{гориз}} = Z \frac{4}{3} Z \approx 521\,000$$

(отсюда следует абсолютная невозможность передачи информации о яркости всех элементов изображения одновременно, ибо для такой передачи потребовалась бы 521 000 каналов связи).

Число строк определяет четкость (разборчивость) изображения. Четкость, соответствующую  $Z_{\text{макс}}$ , принято считать стопроцентной, так как она соответствует разрешающей способности глаза. Установлено, что прирост четкости  $\Delta Y$  глаз воспринимает пропорционально относительному приращению числа строк:

$$\Delta Y \sim \frac{\Delta Z}{Z}, \quad Y \sim \frac{\ln Z}{\ln Z_{\text{макс}}}.$$

На рис. 11.7 дана кривая зависимости относительной четкости  $\frac{Y}{Y_m} 100\%$  от числа строк  $Z$ .

При числе строк  $Z = 625$  четкость составляет около 97% от максимальной.

Следует отметить, что реальная четкость изображения зависит от работы всего приемника в целом и определяется по испытательной таблице.

**Частота повторения кадров.** При возбуждении палочек и колбочек, находящихся на сетчатке, происходят фотохимические реакции. Если яркость рассматриваемого предмета мгновенно изменяется, то реакция не может мгновенно следовать за изменением яркости, т. е. глаз обладает инерцией зрительного ощущения. Если изменение яркости происходит медленно, так что к началу следующей вспышки реакция завершается, то глаз воспринимает мигания света. С ростом частоты повторения вспышек глаз перестает воспринимать мигания и ощущает только мерцание. При некоторой критической частоте глаз воспринимает непрерывный свет со средней яркостью, определяемой законом Тальбота:

$$B_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T B(t) dt.$$

Критическая частота зависит от яркости источника. Для средней яркости современных экранов телевизионных трубок  $\sim 40 \text{ нт}$  (яркость, достаточная для наблюдения деталей изображения без особого утомления) критическая частота равна  $50 \text{ гц}$ .

При построчной развертке частота кадров  $F_k$  должна быть равна  $50 \text{ гц}$ , а при чересстрочной —  $25 \text{ гц}$ , так как за время передачи кадра изображение появляется дважды и критическая частота остается равной  $50 \text{ гц}$ .

Параметры телевизионной системы сведены в таблицу 5.

Таблица 5

Число строк разложения	625
Частота полей	50 гц
Частота кадров	25 гц
Частота строк	15 625 гц
Формат кадра	4:3

## § 11.6. Форма и частотный спектр видеосигнала

Сигнал изображения, полученный в процессе развертки при помощи передающей телевизионной трубки, называется *видеосигналом*. При последовательной передаче яркостей элементов изображения видеосигнал является функцией времени. На рис. 11.8 изображена форма сигнала пяти строк.

Так как яркость изменяется от 0 до  $V_{\text{макс}}$ , то напряжение сигнала униполярно. Различают видеосигналы положительной и отрицательной полярности. Если уровень белого соответствует максимальному значению видеосигнала, то полярность такого сигнала называется положительной. Если максимальное значение

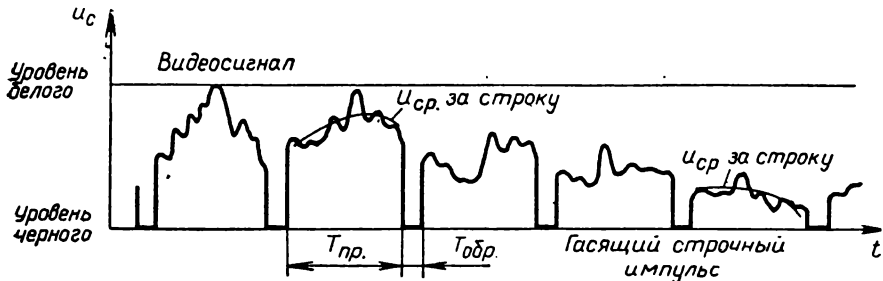


Рис. 11.8.

сигнала соответствует уровню черного, полярность сигнала отрицательная. Униполярный сигнал имеет среднюю составляющую. Средний уровень напряжения может колебаться между уровнями черного и белого. Светлая сцена разворачивается вблизи уровня белого (например, вторая строка, рис. 11.8), и среднее значение приближается к уровню белого. Темная сцена дает среднюю составляющую, приближающуюся к уровню черного (пятая строка на рис. 11.8). Скорость изменения содержания строки определяет частоту изменения средней составляющей за строчку видеосигнала. Естественно, что содержание строки изменяется медленно, следовательно, и среднее значение  $u_c$  за строку изменяется медленно. Среднее значение за кадр также изменяется медленно или совсем не меняется, если передается одна и та же телевизионная сцена.

Таким образом, видеосигнал содержит очень низкие (и нулевые) частоты, определяющие изменение средней яркости всего изображения при переходе от кадра к кадру. Частоты средней яркости (0 — 3 гц) не передаются непосредственно по каналу связи, а восстанавливаются (§ 11.20) в приемном устройстве.

Чтобы изображение не передавалось за время обратного хода луча  $T_{обр}$  (см. рис. 11.8), необходимо напряжение сигнала на это время сделать равным нулю. Для этой цели в видеосигнал вводят гасящие импульсы (рис. 11.8) с длительностью, равной времени обратного хода луча строчной и кадровой разверток.

Уровень гасящих импульсов соответствует уровню черного.

Ширина спектра видеосигнала определяется разностью самой высокой частоты  $F_{\max}$  и наименьшей частоты сигнала  $F_{\min}$ .

Максимальную частоту сигнала изображения определяет время  $t_{\min}$  передачи двух соседних элементов, из которых один имеет нулевую яркость, другой — максимальную (передача чередующихся светлых и черных элементов). Так как за 1 сек передается  $F_{кп}$  элементов, а за время  $t_{\min}$  нужно передать 2 элемента, то

$$F_{\max} = \frac{F_{кп} n}{2} .$$



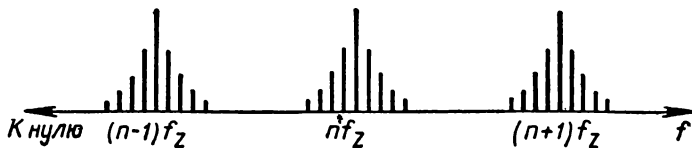


Рис. 11.9.

При построчной развертке это составляет 13 Мгц, при чересстрочной — 6,5 Мгц.

Наини́зшая частота сигнала изображения получается в том случае, когда все изображение состоит из одной черной или одной белой горизонтальной полосы. При построчной развертке за один период кадровой развертки получается один импульс напряжения сигнала и, следовательно,  $F_{\text{мин}} = 50$  гц. При чересстрочной развертке за один период кадровой развертки  $T = 0,04$  сек ( $F_{\text{к}} = 25$  гц) получается два импульса напряжения, и наименьшая частота кадров также равна 50 гц.

Итак, сигнал изображения имеет широкий спектр. Осуществить передачу такой широкой полосы частот без искажений (амплитудных и фазовых) очень трудно, поэтому применяется чересстрочная развертка, имеющая ширину спектра сигнала, в два раза меньшую, чем построчная.

При последовательной передаче изображения сигнал оказывается, с большим или меньшим приближением, периодичным. Например, при передаче неподвижного изображения сигнал полностью периодичен с частотой повторения кадров. При медленном изменении содержания кадров — почти периодичен. Видеосигнал оказывается также квазипериодичным, частота его совпадает с частотой строк. Следовательно, теоретически спектр сигнала может быть представлен в виде ряда с частотами, кратными частоте строк  $f_z$ . Строгий теоретический и практический анализ спектра видеосигнала показывает, что он действительно состоит из дискретных зон со средними частотами, кратными частоте повторения строк (рис. 11.9).

Около средних частот группируются частоты, кратные частоте кадровой развертки, и частоты, несущие информацию о передаваемом изображении.

Наличие «пустых» зон в спектре видеосигнала используется для передачи информации о цвете в цветном телевидении (§ 11.24).

### § 11.7. Полный управляющий сигнал в телевидении

Как указывалось в § 11.6, в видеосигнал вводятся гасящие импульсы, запирающие трубки на время обратного хода луча. Кроме этого, для обеспечения синхронной работы генераторов развер-

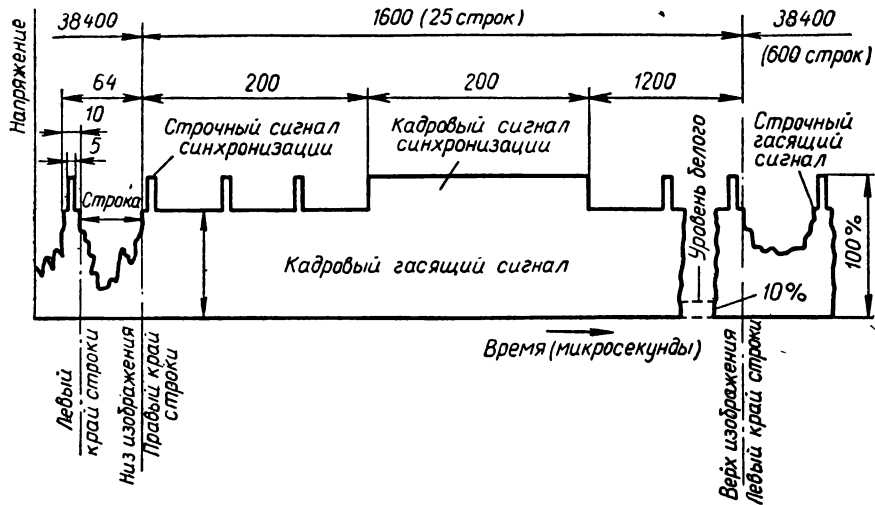


Рис. 11.10.

ток передатчика и приемника вместе с сигналом изображения передаются синхронизирующие импульсы. Чтобы не мешать передаче изображения, синхронизирующие импульсы передаются во время обратного хода луча. Их передача происходит на уровне «чернее черного». Чтобы за время передачи кадрового синхронизирующего импульса генераторы строк не вышли из синхронизации, в кадровом синхроимпульсе делаются вырезки со строчной частотой. На рис. 11.10 изображен полный видеосигнал отрицательной полярности; синхронизирующий импульс в реальном сигнале расположен не посередине гасящего (такое расположение оказывается выгодным для синхронизации генераторов).

При чересстрочной развертке кадр передается в два приема. После каждого полукадра происходит передача гасящего и синхронизирующего импульсов. Сигнал, состоящий из видеосигнала, гасящих и синхронизирующих импульсов (строчных и кадровых) называется *полным управляющим телевизионным сигналом*.

## § 11.8. Телевизионный радиосигнал

В § 11.6 мы отмечали, что наивысшая частота сигнала изображения равна примерно 6,5 Мгц. Для передачи сигнала с таким широким спектром целесообразно использовать амплитудную модуляцию (при ЧМ ширина спектра сигнала была бы очень большой). Передача такого широкого спектра — при АМ она составляет 13 Мгц — сложная задача. Однако так как вся информация о сиг-

нале содержится в одной боковой полосе, то можно передавать только одну боковую полосу АМ сигнала. При этом ширина канала уменьшается вдвое. Согласно государственному стандарту в телевидении передается верхняя боковая полоса, несущая и часть нижней боковой полосы (рис. 11.11). Ширина спектра в этом случае примерно равна 7,5 Мгц. Такой спектр излучения соответствует наименьшим фазовым искажениям.

При выделении одной боковой полосы фильтром, имеющим крутые спады частотной характеристики (П-образная характеристика), возникает резкая нелинейность фазовой характеристики в области граничных частот. Поэтому для уменьшения фазовых искажений оставляют часть второй боковой полосы.

Известно, что несущая частота модулированных колебаний должна быть в 6—10 раз больше ширины спектра управляющего сигнала. В соответствии с этим  $f_{\text{нес}}$  должна быть порядка 50 Мгц или выше. По государственному стандарту несущая частота первого телевизионного канала (наименьшая) составляет 49,75 Мгц (длина волны около 6 м).

Звуковое сопровождение телевизионных передач осуществляется на частоте, близкой к несущей частоте изображения ( $f_{\text{нес.зв}} = f_{\text{нес.из}} + 6,5 \text{ Мгц}$ ), чтобы был возможен прием с помощью той же антенны. Полная ширина канала (изображение и звук) составляет 8 Мгц (рис. 11.11);  $\Delta f = f_{\text{нес.зв}} - f_{\text{нес.из}} = 6,5 \text{ Мгц}$  поддерживается телецентром с высокой степенью точности.

В настоящее время для черно-белого и цветного телевидения отведено 12 каналов в диапазоне 48—230 Мгц и начато освоение диапазона 470—890 Мгц.

В СССР и многих других странах используется отрицательная амплитудная модуляция несущих изображение колебаний.

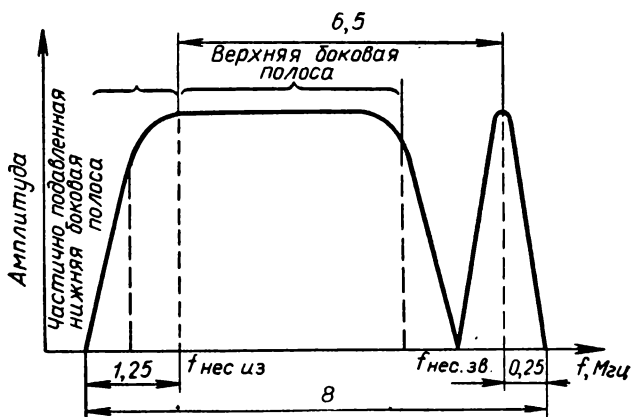


Рис. 11.11.

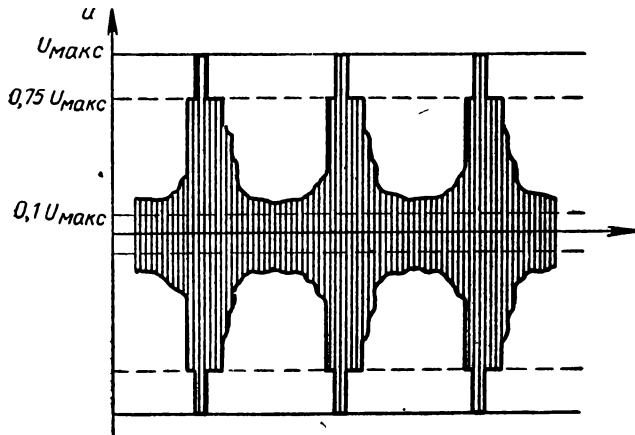


Рис. 11.12.

При отрицательной модуляции максимальному значению амплитуды несущих колебаний соответствует уровень синхронизирующих импульсов. На рис. 11.12 изображен радиосигнал с отрицательной модуляцией.

Для правильной передачи среднего значения напряжения, соответствующего средней яркости изображения (за кадр), фиксируются уровни черного ( $U_{\text{черн}} = 0,75U_{\text{макс}}$ ) и белого ( $U_{\text{бел}} = 0,15U_{\text{макс}}$ ).

При отрицательной модуляции легче осуществить автоматическую регулировку усиления в приемниках, так как уровень синхроимпульсов постоянен. Помехи при отрицательной модуляции наблюдаются в виде темных точек, что менее заметно для глаз, чем светлые точки. Средняя мощность передатчика оказывается меньше, чем в случае положительной модуляции, так как в основном передаются светлые сцены.

Звуковое сопровождение телевизионных передач осуществляется частотно-модулированным сигналом. Применение ЧМ модуляции позволяет улучшить качество передаваемого звука. Так как ЧМ сигнал более помехоустойчив, то можно расширить передаваемый звуковой спектр до 10—12 кГц.

### § 11.9. Блок-схема передачи и приема телевизионного изображения

На рис. 11.13 показана блок-схема передачи и приема телевизионного изображения.

В передающем устройстве объект, подлежащий передаче, проецируется на светочувствительную пластину передающей трубки ПТ, находящейся в телевизионной камере ТК. В результате на

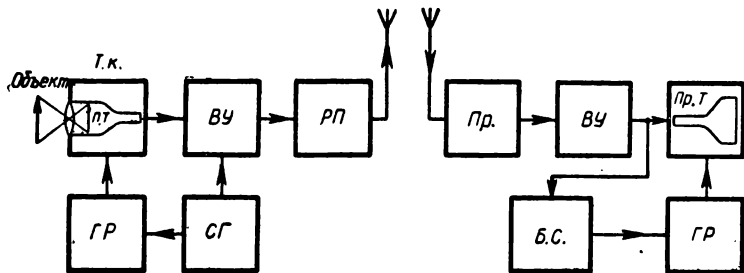


Рис. 11.13.

пластине получается электрическое изображение. В телевизионной трубке осуществляется развертка изображения с помощью генераторов развертки *ГР* (строчного и кадрового).

Генераторы разверток передатчика и приемника синхронизируются синхроимпульсами, вырабатываемыми синхрогенератором *СГ*. Синхроимпульсы поступают в генераторы разверток передатчика и замешиваются в видеосигнал в каскаде видеоусилителя *ВУ*. Сложный управляющий телевизионный сигнал поступает в передатчик *РП*, где формируется модулированный радиосигнал, который передающей антенной излучается в пространство.

В телевизионном приемнике *Пр* принятые радиосигналы преобразуются в сложный видеосигнал, который усиливается и поступает в приемную телевизионную трубку *ПрТ*. На экране трубки воспроизводится передаваемое изображение.

Режим трубки выбирается таким, чтобы синхронизирующие импульсы не влияли на работу последней (уровни синхроимпульсов лежат за пределами чувствительности трубки). Так как амплитуда синхронизирующих импульсов больше амплитуды видеосигнала, то для выделения синхроимпульсов используется амплитудный селектор. В блоке синхронизации *БС* из сложного сигнала отбираются синхронизирующие импульсы и разделяются на строчные и кадровые. Строчные и кадровые синхронизирующие импульсы регулируют работу соответствующих генераторов развертки *ГР*, обеспечивающих отклонение электронного луча приемной телевизионной трубки с той же скоростью, что и в передающей телевизионной трубке.

Кроме сигналов изображения, телевизионный центр передает сигналы, несущие информацию о звуке. Схема передачи звуковой информации рассматривалась в § 10.16.

## § 11.10. Преобразование оптического изображения в электрический сигнал. Принцип накопления заряда

Передающие телевизионные трубки преобразуют оптическое изображение в электрический сигнал. Преобразование оптического изображения в электрический сигнал складывается из двух процессов: 1) преобразование оптического изображения в электрическое и 2) преобразование электрического изображения в электрический сигнал.

Для получения сигнала изображения во всех современных трубках используется *принцип накопления заряда*. Он заключается в следующем. Пусть оптическое изображение проецируется на поверхность, состоящую из  $n$  (число элементов разложения) фотоэлементов, имеющих общий анод  $A$  и отдельные катоды, соединенные через конденсаторы и резистор нагрузки  $R_H$  с источником питания (рис. 11.14). В схеме рис. 11.14 при помощи коммутатора  $K_M$  конденсаторы могут разряжаться поочередно на резистор нагрузки  $R_H$ .

Рассмотрим работу одного из таких фотоэлементов (рис. 11.15).

При действии света катод испускает электроны, число которых пропорционально световому потоку  $\Phi_i$  и продолжительности освещения  $t_k$ . Вылетевшие электроны увлекаются анодом и создают ток, заряжающий конденсатор  $C_i$  (ключ  $K$  разомкнут). При этом на конденсаторе накапливается заряд

$$q_i = e\Phi_i t_k$$

(здесь  $e$  — интегральная чувствительность фотоэлемента,  $t_k$  — время передачи кадра).

При наличии  $n$  фотоэлементов распределение зарядов соответствует освещенности различных участков изображения, т. е. оптическое изображение превращается в электрическое:

$$q_i \sim \Phi_i.$$

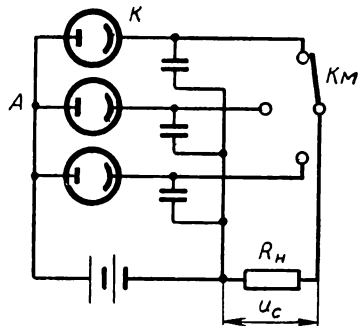


Рис. 11.14.

При замыкании ключа  $K$  конденсатор разряжается через резистор нагрузки  $R_H$ . Разрядный ток создает на  $R_H$  напряжение сигнала

$$u_i = e\Phi_i R_H \frac{t_k}{t_i},$$

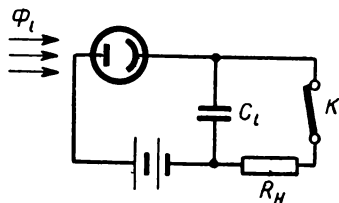


Рис. 11.15.

где  $t_1$  — время передачи одного элемента (длительность замыкания цепи).

Чтобы конденсатор успел разрядиться за время

$$t_1 = \frac{1}{Nn},$$

должно быть соблюдено требование:

$$C_i R_n \ll t_1.$$

Очевидно, при этом получается  $\frac{t_k}{t_1} \gg 1$ .

Таким образом, за счет длительного ( $t_k$ ) освещения элемента возможно накопить в конденсаторе значительный заряд, который при малом времени передачи ( $t_1$ ) создает напряжение сигнала  $u_1$ , величина которого в  $n$  раз больше, чем в системе мгновенного действия (без накопления заряда), когда элемент освещается в течение времени передачи  $t_1$  (при одинаковом потоке, падающем на обе системы).

Чувствительность трубки, использующей принцип накопления заряда, увеличивается также в  $n$  раз.

В телевизионных передающих трубках накопительной системой является специальным образом сконструированная светочувствительная мишень, на которой при освещении получается электрическое изображение передаваемого объекта. С помощью электронного луча, обегая изображение, осуществляется последовательное преобразование электрического изображения в электрический сигнал. Электронный луч должен иметь малый диаметр (им определяется диаметр элемента изображения и предельная четкость). Для получения узкого луча во всех электроннолучевых трубках имеется система, фокусирующая луч на определенной плоскости (на плоскости мишени — у передающих трубок, на плоскости флуоресцирующего экрана — у приемных трубок и осциллографов). Поэтому, прежде чем анализировать устройство и принцип работы трубок, рассмотрим системы фокусировки электронного луча.

## § 11.11. Системы фокусировки электронного луча

Фокусировка электронного луча осуществляется с помощью постоянных электрических и реже магнитных полей.

**Электростатическая фокусировка.** Фокусировка электронного луча с помощью электростатических полей называется *электростатической фокусировкой*.

Используя систему электродов с различными потенциалами, можно создать линзу или систему линз, фокусирующую электронный луч на определенной поверхности (такую систему часто называют *электронным прожектором*).

Скорость электрона, прошедшего в электрическом поле разность потенциалов  $U$ , определяется, как известно, выражением:

$$v = \sqrt{\frac{2e}{m} U},$$

где  $e$  и  $m$  — соответственно заряд и масса электрона, считаемые неизменными. Если направление скорости электрона не совпадает с направлением вектора напряженности (рис. 11.16), то направление скорости меняется, причем

$$v_1 \sin \alpha_1 = v_2 \sin \alpha_2,$$

т. е.

$$\sqrt{U_1} \sin \alpha_1 = \sqrt{U_2} \sin \alpha_2.$$

Справедливость этого основного закона электронной оптики можно показать на следующем примере. Пусть между электродами  $AB$  (см. рис. 11.16) существует однородное поле (например, область между близко расположенными сетками). Слева и справа от сеток потенциалы постоянны и равны соответственно  $U_1$  и  $U_2$ . Пусть слева от сетки  $A$  электрон имеет скорость  $v_1$  и  $\sin \alpha_1 = \frac{v_{1y}}{v_1}$ . В пространстве  $AB$  действует горизонтальная сила, увеличивающая горизонтальную составляющую скорости электрона от  $v_{1z}$  до  $v_{2z}$ . Результирующая скорость будет теперь  $v_2$  и  $\sin \alpha_2 = \frac{v_{1y}}{v_2}$ ; таким образом,

$$v_1 \sin \alpha_1 = v_2 \sin \alpha_2. \quad (11.1)$$

Изменяя потенциал одного из электродов, получим изменение траектории электрона. Закон (11.1) аналогичен оптическому закону преломления. Используя этот закон электронной оптики, можно построить электростатические линзы, аналогичные оптическим.

Рассмотрим простейший электронный прожектор, состоящий из двух линз. Его устройство показано на рис. 11.17.

Источником электронов служит катод  $K$  косвенного накала  $HH$ . Эмиссионный оксидный слой нанесен на доньшке никелевого цилиндра  $K$ . Катод окружен цилиндрическим электродом, называе-

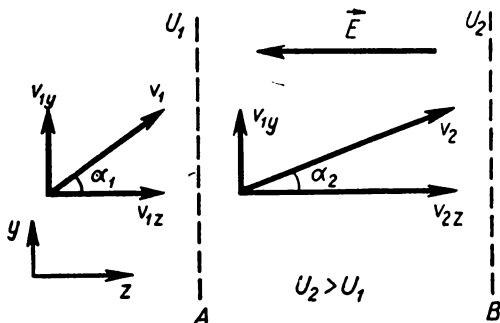


Рис. 11.16.



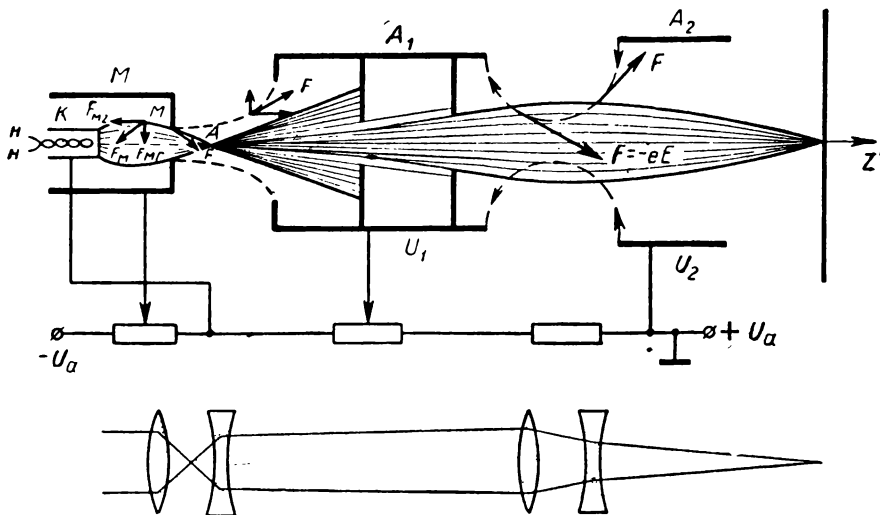


Рис. 11.17.

мым модулятором  $M$ . Модулятор (или управляющий электрод) имеет относительно катода отрицательный потенциал порядка нескольких десятков вольт. За модулятором следует первый (фокусирующий) анод  $A_1$  в виде цилиндра с диафрагмами; он имеет потенциал несколько сотен вольт;  $A_2$  — второй анод, имеющий потенциал порядка десяти киловольт.

Поле модулирующего электрода действует на электроны с силой  $F_m$  ( $\vec{F}_m = \vec{F}_{mz} + \vec{F}_{mr}$ ). Сила  $F_{mz}$  изменяет ток луча, меняя число электронов, вылетающих из модулятора. Сила  $F_{mr}$  прижимает электроны к оси трубки. В результате действия силы  $F_m$  траектории электронов пересекаются в некоторой точке  $A$ . Скрещении траекторий электронов образует наименьшее сечение луча. Оно является объектом для системы линз, дающих изображение точки  $A$  на мишени (экране) трубки.

Первая линза создается полем между модулятором и первым анодом. Вторая — полем на стыке первого и второго анодов.

К недостаткам рассмотренной системы следует отнести взаимосвязь фокусировки и тока луча. При изменении потенциала модулирующего электрода  $M$  меняется поле в первой линзе и нарушается фокусировка и, наоборот, при изменении потенциала  $A_1$  меняется число электронов, попадающих на анод  $A_1$ , и изменяется ток луча. Для устранения этого недостатка между модулятором и фокусирующим анодом  $A_1$  вводится ускоряющий электрод (рис. 11.18), имеющий высокий потенциал (обычно равный потенциалу второго анода  $A_2$ ).

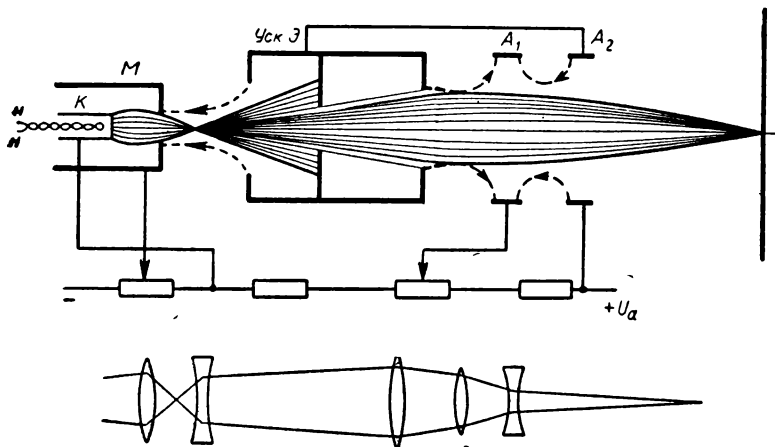


Рис. 11.18.

Фокусирующий анод  $A_1$  в таком пентодном прожекторе представляет собой короткий цилиндр с отверстием большого диаметра. Он практически не задерживает электронов и не меняет ток луча. Поле между модулятором и фокусирующим анодом практически не изменяется при изменении потенциала модулирующего электрода благодаря сильному экранирующему действию ускоряющего электрода. Качество фокусировки у пентодного прожектора выше, чем у тетродного, так как он имеет три фокусирующие линзы.

**Магнитная фокусировка.** Траектория электронов может изменяться и при движении их в магнитном поле, поэтому последнее также используется для фокусировки электронного луча. Магнитная линза создается магнитным полем катушки, по которой течет ток. При изменении тока в фокусирующей катушке меняется положение фокуса. Фокусировка луча, обусловленная наличием магнитного поля, называется *магнитной фокусировкой*.

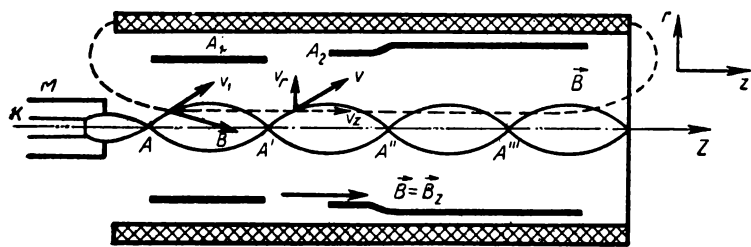


Рис. 11.19.

Простейшая схема электронного прожектора с длинной фокусирующей катушкой представлена на рис. 11.19.

Фокусирующая катушка называется длинной, если магнитное поле занимает все пространство от объекта до изображения.

Объектом является наименьшее сечение электронного луча в точке  $A$ . Пересечение траекторий в точке  $A$  обусловлено действием электростатической линзы  $AM$ . После точки  $A$  электроны имеют различные (по величине и направлению) скорости.

На большей части пути электронов действует однородное магнитное поле  $\vec{B}$ , направленное вдоль оси  $Z$  (оси трубки). На движущийся электрон магнитное поле действует с силой

$$\vec{F} = -e[\vec{v}, \vec{B}].$$

Если скорость электронов направлена по оси трубки ( $\vec{v} \parallel \vec{B}$ ), то сила Лоренца равна нулю, и электроны будут лететь прямолинейно. На все прочие электроны будет действовать сила  $F = -ev_r B$ , закручивающая траекторию электрона в перпендикулярной векторам  $\vec{v}$  и  $\vec{B}$  плоскости. Если не учитывать скорость  $v_z$ , то движение электрона происходило бы по окружности, радиус которой можно найти из соотношения

$$\frac{mv_r^2}{R} = ev_r B,$$

$$R = \frac{mv_r}{eB}.$$

Время прохождения электроном полной окружности

$$T = \frac{2\pi R}{v_r} = \frac{2\pi m}{eB}$$

не зависит от скорости  $v_r$  и определяется только величиной  $B$ . Следовательно, электроны, имеющие различное направление скорости, сойдутся через время  $T$  в одной точке.

Если учесть составляющую скорости вдоль оси трубки  $v_z$ , то движение электрона будет происходить по винтовой линии. Точки пересечения траекторий с осью  $Z$  будут лежать друг от друга на расстоянии

$$A'A'' = v_z T = 2\pi \frac{v_z m}{eB}.$$

Плоскости, нормальные к оси  $Z$ , в которых лежат точки пересечения, являются фокальными плоскостями для электронных изображений. Величина магнитного поля подбирается такой, чтобы последний «фокус» лежал в требуемой плоскости (плоскости ми-

шени передающей трубки). Последнее достигается либо изменением  $v_z$  (напряжения  $U_{A1}$ ), либо  $\vec{B}$  (тока в катушке).

В области  $A_1M$  (вблизи края катушки), кроме  $B_z$ , существует еще радиальная составляющая  $B_r$ . Выясним ее действие на электрон, имеющий скорость  $v_1$  (рис. 11.19 и рис. 11.20).

На электрон будут действовать силы  $F_1 = -ev_{1r}B_z$  и  $F_\varphi = -ev_{1z}B_r$ . При малых углах  $\alpha$   $v_{1r} \ll v_{1z}$ , и силой  $F_1$  можно пренебречь по сравнению с силой  $F_\varphi$ . Сила  $F_\varphi$  приводит к закручиванию траектории электрона вокруг вертикальной оси (по направлению к читателю). Направление скорости изменяется, появляется составляющая  $v_\varphi$ , лежащая в плоскости, перпендикулярной чертежу. При этом возникает сила  $F_r = -ev_\varphi B_z$ , прижимающая электрон к оси. Таким образом, краевое поле катушки действует как собирающая линза, способствующая фокусировке луча.

Потенциал второго анода  $U_{A2}$  обычно близок к потенциалу первого анода  $U_{A1}$ , и электрическая линза, образуемая между первым и вторым анодом, существенной роли в магнитной фокусировке не играет.

Магнитное поле длинной катушки действует на значительном протяжении движения электронов, что является благоприятным условием для получения хорошей фокусировки.

## § 11.12. Иконоскоп

**Иконоскоп** (иконос — по-гречески — изображение) является трубкой, в которой впервые практически был реализован принцип накопления заряда.

В настоящее время эта трубка заменена более совершенными (суперортиконом и видиконом). Однако для уяснения работы более сложных трубок познакомимся с иконоскопом, принцип работы которого в общем сохранен и в более сложных трубках.

Иконоскоп (рис. 11.21, а) представляет собой вакуумный баллон, в котором размещены электронный прожектор, система отклонения электронного луча и мишень. Электронный прожектор (§ 11.11) имеет второй анод  $A_2$  в виде слоя графита, нанесенного на внутреннюю поверхность трубки. Второй анод соединен с металлическим кольцом — коллектором. Прожектор формирует узкий электронный луч, сфокусированный на мишени.

На горловине трубки помещены отклоняющие катушки, создающие магнитное поле развертки.

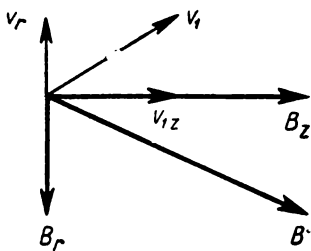


Рис. 11.20.

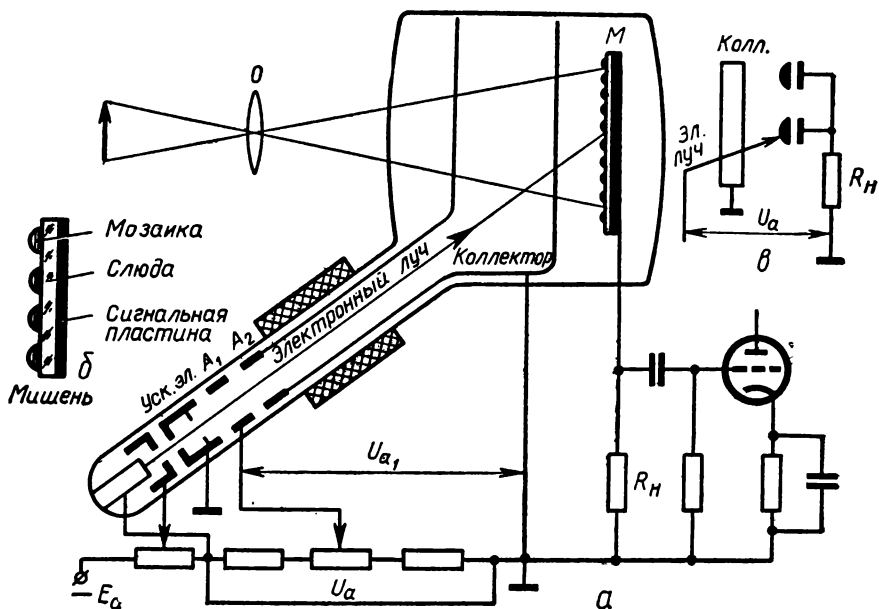


Рис. 11.21.

Мишень (рис. 11.21, б) представляет собой тонкую (25—50 мкм) пластинку слюды размером около  $90 \times 120 \text{ мм}^2$ , покрытую с обращенной к объективу  $O$  стороны мелкими зернами серебра (средний диаметр  $\sim 5 \cdot 10^{-3} \text{ мкм}$ ), обработанными цезием или другим щелочным металлом. Каждое из зерен в результате обработки становится фотоактивным. Таким образом, передняя сторона мишени представляет собой мозаику, состоящую из большого числа изолированных фотокатодов элементарных фотоэлементов, имеющих общий анод — коллекторное кольцо. С тыльной стороны слюдяная пластинка покрыта тонким слоем металла. Металлический слой называется *сигнальной пластиной*, так как вывод ее соединяется с резистором нагрузки, с которого снимается напряжение сигнала (на рис. 11.21, в показана эквивалентная схема мишени).

Рассмотрим работу трубки, когда мишень не освещена (темновой режим). Электронный луч движется по мишени. Так как диаметр луча ( $10^{-1} - 10^{-2} \text{ мм}$ ) намного больше диаметра серебряных частиц, то луч одновременно покрывает значительное число элементов мозаики мишени, суммируя их действие (рис. 11.22).

Перемещаемый магнитным полем катушек электронный луч, попадая на какой-либо участок мозаики, выбивает из него вторичные электроны (так как энергия электронов велика, то коэффициент вторичной эмиссии  $\sigma > 1$ ). За счет вторичной эмис-

сии электронов потенциал каждого мозаичного элемента, находящегося под лучом, повышается по отношению к коллектору в среднем до  $+3$  в. Величина этого потенциала зависит от тока луча, среднего значения энергии вторичных электронов и материала мозаики (за счет вторичной эмиссии с мозаичного элемента создается тормозящее поле на участке: зерно — заземленный коллектор; оно препятствует дальнейшему вылету вторичных электронов).

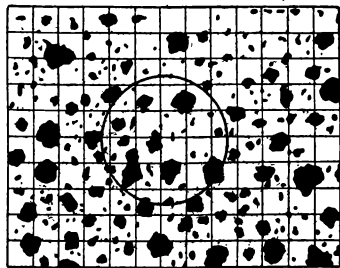


Рис. 11.22.

При наличии тормозящего поля не все выбитые электроны достигают коллектора. Большая часть электронов попадает на соседние зерна, понижая их потенциал. Оседание электронов и, следовательно, понижение потенциала соседних зерен будет происходить до тех пор, пока не возникнет поле, при котором вторичные электроны не смогут его преодолеть. Опыт показал, что  $U_{\text{зерна}} = -1,5$  в. Таким образом, при развертке неосвещенной мозаики электронным лучом элемент площади, подвергшийся бомбардировке, приобретает потенциал  $+3$  в (рис. 11.23, точка А). С удалением развертывающего луча на элементе мозаики устанавливается потенциал  $-1,5$  в.

Каждое зерно мозаики по отношению к сигнальной пластине представляет обкладку микроскопического конденсатора. Таким образом, при неосвещенной мозаике такой элементарный конденсатор заряжен до  $-1,5$  в (рис. 11.23). В момент коммутации потенциал зерна увеличивается до  $+3$  в.

Пусть теперь мозаика освещается. При освещении будут вылетать добавочные фотоэлектроны. На зерне в течение времени  $t_k$  будет накапливаться заряд, и потенциал его будет изменяться от  $-1,5$  в до  $U_z$ , определяемого освещенностью (рис. 11.24). Чем больше освещенность, тем больше потенциал зерна. Опыт показывает, что максимальный положительный потенциал, который может получить зерно за счет фотоэлектронной эмиссии, имеет величину около 1 в.

Очевидно, при различном освещении элементов мозаики возникнет потенциальный рельеф, соответствующий оптическому изображению, проецируемому на мозаику. Под действием быстрых электронов коммутирующего луча будут вырываться вторичные электроны, и потенциал зерна повысится до  $+3$  в. Процесс обегания электронным лучом мозаики и выравнивания при этом потенциального рельефа называется *считыванием* рельефа.

При считывании рельефа по резистору  $R_n$  течет разрядный ток,

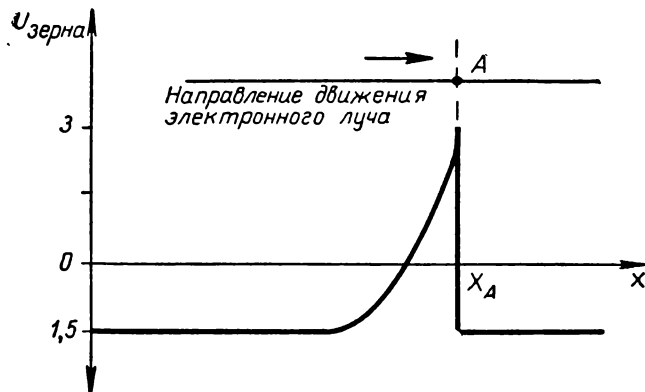


Рис. 11.23.

пропорциональный  $\Delta U = 3v - U_3$ , определяющий напряжение сигнала.

Как видно, чем ярче освещен элемент мозаики, тем меньше величина импульса сигнала. Следовательно, полярность сигнала изображения отрицательная.

За счет оседания вторичных электронов на мозаику мишени чувствительность иконоскопа снижается, поэтому для получения напряжения сигнала достаточной величины требуется большая освещенность ( $\sim 10\ 000$  лк). Кроме того, время накопления заряда меньше времени передачи кадра (за счет перераспределения потенциала после коммутации). Дискретность фотокатода также приводит к ослаблению эффекта накопления. Иконоскопу присущ и ряд других недостатков.

Желание устранить основные недостатки иконоскопа привело к созданию более чувствительных передающих телевизионных трубок — супериконоскопа, суперортикона и видикона.

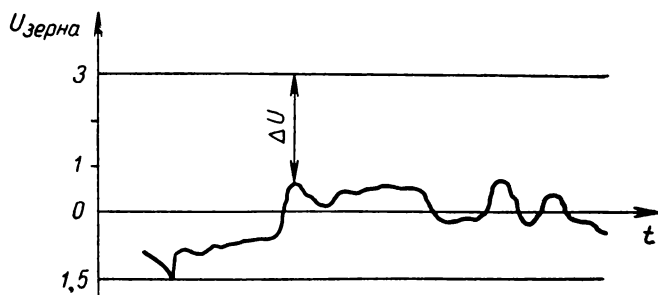


Рис. 11.24.

### § 11.13. Суперортрикон

В иконоскопе (и более совершенной трубке — супериконоскопе) используется развертка лучом быстрых электронов; при этом возникает вторичная эмиссия с мишени. Однако при отсутствии ускоряющего поля значительная часть вторичных электронов оседает на мозаику мишени и снижает чувствительность трубки. Чтобы вторичная эмиссия не наблюдалась, необходимо уменьшить скорость электронов луча, а затем (для повышения чувствительности) каким-либо способом получить усиление полезного сигнала. Рассмотрим принцип работы трубки с разверткой медленными электронами — суперортрикона. В суперортриконе для повышения чувствительности трубки используется фотоумножитель. Принципиальная схема суперортрикона показана на рис. 11.25.

На дне колбы нанесен слой, создающий фотоэффект при освещении светом, отраженным от объекта, — фотокатод.

За фотокатодом расположен электрод в виде кольца, который имеет потенциал выше потенциала фотокатода, так что фотоэлектроны ускоряются в поле этого кольца. Далее расположена двусторонняя мишень, которая представляет собой пленку из полупроводникового стекла толщиной в несколько микрон. Перед мишенью на расстоянии 30—60 мм (со стороны объектива) находится мелкоструктурная сетка, имеющая потенциал  $+1$  в. Прозрачность сетки — 70%. За мишенью расположен тормозящий электрод. Далее располагается электронный прожектор.

Электронную пушку окружают электроды электронного умножителя, на выходе которого включено сопротивление нагрузки.

Фокусировка осуществляется магнитным полем длинной фокусирующей катушки  $\Phi К$ . Отклонение луча происходит под действием магнитных полей отклоняющих катушек  $ОК$ . Корректирующая катушка  $К$  используется для корректировки угла отклонения.

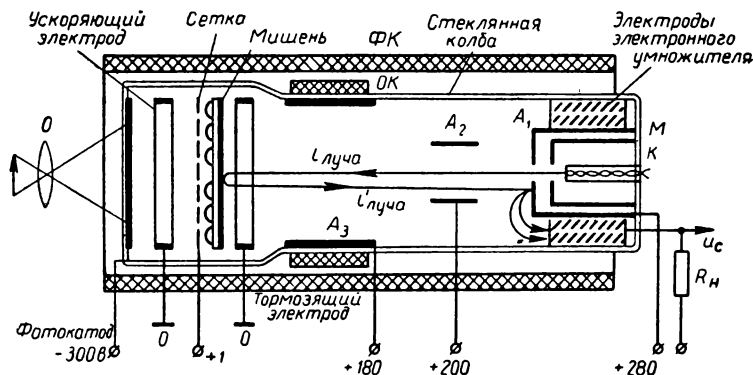


Рис. 11.25.



щие катушки служат для центрирования луча относительно фокусирующих устройств.

Рассмотрим темновой режим работы суперорotronа (фотокатод не освещен).

Электроны, вылетевшие из отверстия первого анода  $A_1$ , имеющего напряжение  $U = 200-300$  в, тормозятся полями второго  $A_2$  и третьего анодов. Затем электроны еще больше тормозятся полем тормозящего электрода, имеющего нулевой потенциал. Потенциал мишени также равен нулю, так как вторичная эмиссия отсутствует и имеющаяся небольшая темновая проводимость выравнивает потенциал мишени. Электроны, потерявшие скорость, возвращаются обратно, причем при обратном движении они летят уже в ускоряющем поле. Прилетая к первому аноду, электроны ударяются о поверхность анода и вызывают вторичную эмиссию с его поверхности. Вторичные электроны имеют малую скорость, и тормозящее поле  $A_2$  заставляет их повернуть в электронный умножитель. Диноды умножителя имеют коэффициент вторичной эмиссии больше единицы. Потенциал последующего динода примерно на 100 в больше предыдущего. Динодов пять, поэтому по резистору нагрузки, включенному в цепь последнего электрода умножителя, течет значительный ток, соответствующий темновому режиму фотокатода.

При освещении фотокатода с его поверхности вырываются электроны. Фотоэлектроны попадают в ускоряющее электрическое и продольное магнитное поле. Магнитное поле, созданное длинной катушкой, фокусирует фотоэлектроны на поверхности мишени (§ 11.11). За счет поля ускоряющего электрода фотоэлектроны приобретают такую энергию, что, пролетая через сетку, вызывают вторичную эмиссию с поверхности мишени. Фотоэлектроны мишени попадают в основном (при небольшой освещенности — полностью) на близлежащую сетку, имеющую положительный потенциал (а не на соседние участки мишени, как у иконоскопа). В результате вылета вторичных электронов на левой стороне мишени образуется положительный потенциальный рельеф. Заряд накапливается на элементарных емкостях, образуемых *сеткой* и *участком мишени* слева. За счет отбора вторичных электронов глубина потенциального рельефа оказывается выше, чем у иконоскопа.

Потенциал правой стороны мишени такой же, как левой. Это видно из следующей эквивалентной схемы (рис. 11.26): сетка, мишень и тормозящий электрод представляют три последовательно соединенных конденсатора, при этом емкость мишени наибольшая ( $\epsilon \gg 1$ , толщина ее много меньше расстояния от мишени до соседних электродов). Следовательно, разность потенциалов между сторонами мишени близка

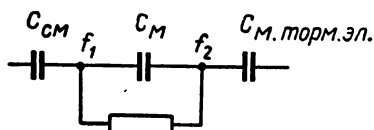


Рис. 11.26.

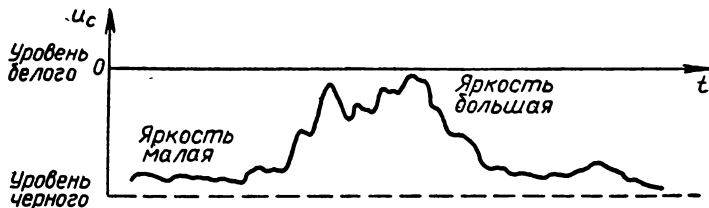


Рис. 11.27.

к нулю. Остаточная разность потенциалов ликвидируется за счет поперечной проводимости полупроводникового стекла.

Рассмотрим, как происходит процесс считывания потенциального рельефа мишени. Когда на мишень попадает считывающий электронный луч, то там, где был большой положительный потенциал, луч оставляет большое число электронов, доводя потенциал мишени до нуля. Число отраженных от этого участка электронов будет мало.

Чем больше освещен участок фотокатода, тем больший потенциал имеет соответствующий участок мишени и тем меньше ток отраженного луча.

Следовательно, и ток в нагрузочном резисторе будет по величине тем меньше, чем больше освещенность (рис. 11.27).

Как следует из рис. 11.27, полярность сигнала положительная, т. е. увеличению освещенности соответствует увеличение напряжения сигнала (отрицательное напряжение уменьшается).

Суперортикон обладает очень высокой чувствительностью. Даже при слабом освещении фотокатода (порядка  $1 \mu\text{к}$ ) изображение получается достаточно четким (чувствительность, приближающаяся к чувствительности глаза). Трубки этого типа в настоящее время, кроме стационарного применения, очень широко используются и для внестудийных передач промышленного телевидения (где имеется малая освещенность). Главные недостатки суперортикона — сложность конструкции и эксплуатации.

### § 11.14. Видикон

Наряду с суперортиконом широко используется трубка с фотопроводящей мишенью — видикон.

Благодаря большому квантовому выходу фотосопротивления чувствительность видикона высока (но меньше, чем у суперортикона). Трубка компактна, конструктивно проста.

На рис. 11.28 приведена схема устройства и включения видикона с разверткой медленными электронами (вторичная эмиссия отсутствует).

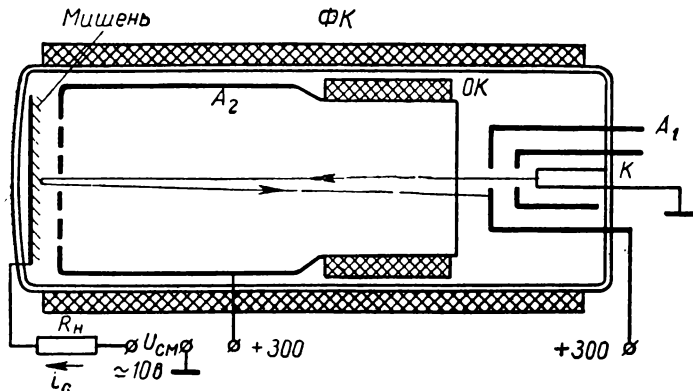


Рис. 11.28.

Мишень видикона состоит из тонкой полупрозрачной металлической сигнальной пластины и полупроводниковой пленки. Сигнальная пластина соединена с резистором нагрузки  $R_n$  и имеет положительное смещение около 10 в. В трубе имеется пентодный проектор. На малом расстоянии от мишени ( $\sim 0,05$  мм) расположена сетка, которая делает тормозящее поле в пространстве сетка — мишень более однородным. Луч отклоняется магнитным полем катушек.

Если мишень не освещена и луч не включен, то левая и правая стороны мишени находятся под одинаковым потенциалом (+ 10 в). Выравнивание потенциала происходит за счет некоторой темновой проводимости.

Каждый элемент мишени (размеры элемента определяются диаметром электронного луча) можно представить как некоторую элементарную емкость  $C_i$ , шунтированную резистором  $R_i$  (рис. 11.29). При отсутствии считывающего луча (в темноте) конденсатор не заряжен:

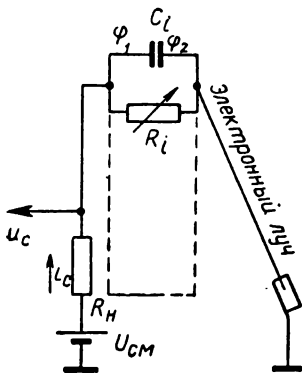
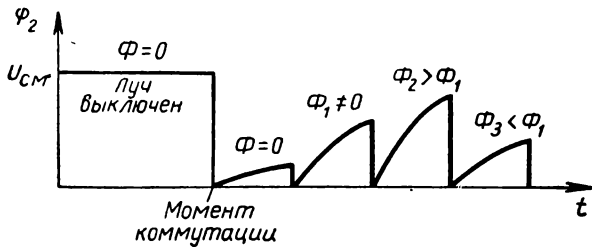


Рис. 11.29.

$$\phi_1 = \phi_2.$$

Когда на мишень попадает электронный луч, то он, оставляя определенное число электронов, компенсирует потенциал на правой стороне мишени. Согласно рис. 11.29 заряд элементарной емкости  $C_i$  до напряжения 10 в происходит по цепи: луч, конденсатор  $C_i$ ,  $R_n$ , источник  $U_{см}$ ; после ухода луча конденсатор будет медленно разряжаться за счет темновой проводимости.

Если мишень освещена, то сопротивление полупроводника уменьшается,



и элементарная емкость разряжается быстрее. Различные элементы при разной освещенности будут иметь различные потенциалы  $\varphi_2$  (рис. 11.30, а). Таким образом, на тыльной стороне мишени получается электрическое изображение передаваемого объекта — потенциальный рельеф. Величина  $\varphi_2$  пропорциональна световому потоку, падающему от объекта на данный участок мишени.

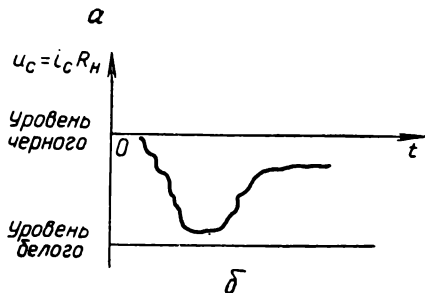


Рис. 11.30.

Считывающий луч доводит потенциалы  $\varphi_2$  до нуля, и в это время в нагрузке течет разрядный ток  $i_c$ , пропорциональный  $\varphi_2$ . Этот ток создает напряжение сигнала на  $R_n$ . Большей освещенности элемента мишени соответствует большее напряжение на нагрузке  $R_n$ . Для темного участка мишени  $\varphi_2 = \varphi_1 = 10$  в; ток и напряжение сигнала равны нулю. Из рис. 10.30, б следует, что видикон создает сигнал изображения отрицательной полярности.

Так как разряд элементарных емкостей происходит не мгновенно, то процесс образования потенциального рельефа имеет инерционный характер. С увеличением освещенности проводимость увеличивается и инерционность уменьшается. Видикон применяется, главным образом, в промышленном телевидении; в телевизионном вещании его применение ограничено из-за инерционности.

## § 11.15. Приемные телевизионные трубки (кинескопы)

Приемная телевизионная трубка (кинескоп) представляет собой электроннолучевую трубку с люминесцирующим экраном; кинескоп преобразует видеосигнал в видимое изображение.

Приемные телевизионные трубки делятся на трубки для непосредственного воспроизведения изображения (используются в телевизорах индивидуального пользования) и трубки для получения изображения с помощью оптической проекции — проекционные кинескопы.

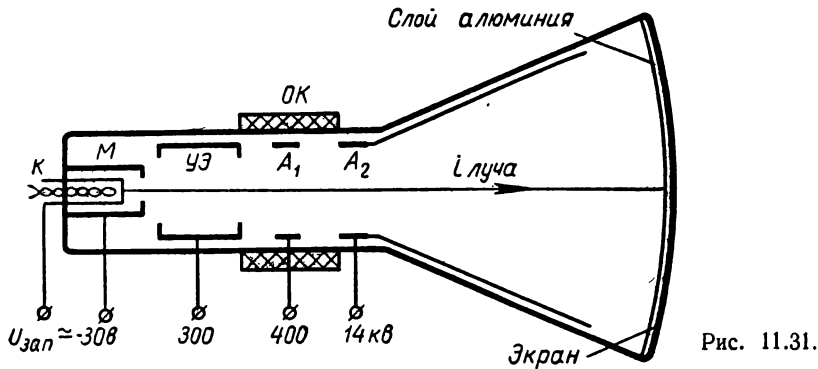


Рис. 11.31.

На рис. 11.31 дана схема устройства кинескопа (и режим питания трубки 43ЛК9Б) для непосредственного воспроизведения изображения.

В горловине трубки расположен электронный прожектор. Фокусировка луча на экране осуществляется с помощью электрического поля. Отклонение луча — магнитное, отклоняющее поле создается катушками ОК. Дно колбы, покрытое тонким слоем люминофора, является экраном. Электроны луча, ударяясь об экран, вызывают свечение люминофора. В соответствии с отклонением луча перемещается и светящаяся точка. При быстром движении светящейся точки благодаря инерции зрительного ощущения растр воспринимается целиком. Цвет свечения экрана белый, ибо глаз утомляется в этом случае в наименьшей степени. Время послесвечения составляет величину порядка  $10^{-3}$  сек.

Светящаяся точка экрана излучает свет по всем направлениям.

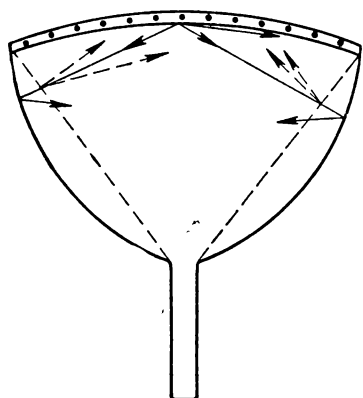


Рис. 11.32.

Свет, отраженный от внутренней поверхности трубки, создает мешающее освещение всего экрана (рис. 11.32). При этом повышается яркость темных участков изображения и снижается контрастность. Для устранения мешающей засветки экрана на внутреннюю поверхность его наносят тонкий ( $0,5 \text{ мкм}$ ) слой алюминия (металлизация экрана). Металлическая пленка соединяется с анодом. Тонкий металлический слой легко пропускает электроны, но задерживает свет, таким образом, при наличии металлического слоя отраженный от

стенок колбы свет отсутствует, и контрастность повышается.

Металлизация экрана имеет еще одно преимущество. В трубке имеются остатки газа, за счет его ионизации возникают положительные и отрицательные ионы (отрицательные ионы кислорода испаряются также из оксидного катода).

Отрицательные ионы, ускоряясь полем, бомбардируют экран, причем, так как масса ионов велика, то они полем отклоняются мало, попадая в основном в центральную часть экрана. В результате длительной бомбардировки люминофор разрушается, и в центре экрана появляется темное «ионное пятно». Чтобы ионное пятно не возникало, необходимо преградить отрицательным ионам путь к экрану, что и делает слой алюминия. В трубках без металлического слоя это осуществляется с помощью ионной ловушки. На рис. 11.33 показано устройство одной из ее разновидностей.

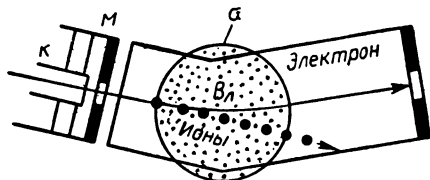


Рис. 11.33.

Как видно из рисунка, оптическая ось прожектора искривлена, так что при отсутствии дополнительного магнитного поля ионы и электроны, летящие от катода, на экран не попадают. При наложении определенного магнитного поля  $B_l$  (направлено к читателю), ограниченного кривой  $a$ , электроны, отклонившись, пройдут через диафрагму, а тяжелые ионы останутся на управляющем электроде.

Металлизированные экраны применяют в трубках с напряжением на втором аноде не менее 6—8 кв. При меньших ускоряющих напряжениях электроны луча не могут преодолеть алюминиевую пленку.

Яркость свечения луча при  $U_a = \text{const}$  практически пропорциональна току луча, который определяется режимом трубки. Зависимость тока луча от напряжения на модулирующем электроде называется *модуляционной характеристикой кинескопа*. Модуляционная характеристика кинескопа (рис. 11.34) аналогична анодно-сеточной характеристике лампы. Крутизна характеристики определяет контрастность изображения.

Яркость свечения экрана и размер изображения удовлетворяют условиям, сформулированным в § 11.5. Подача видеосигнала на трубку может быть осуществлена либо на управляющий электрод (модулятор), либо на катод (рис. 11.35). Схема включения выбирается в зависимости от полярности видеосигнала. При положительной полярности сигнал подается на управляющий электрод, при отрицательной — на катод. При правильном подключении более ярким местам передаваемой сцены будут соответствовать более светлые места экрана приемной телевизионной трубки.

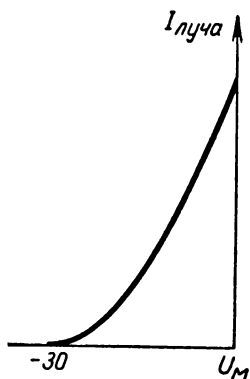


Рис. 11.34.

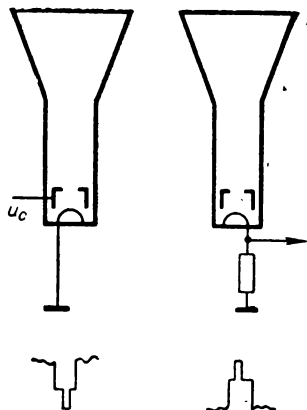


Рис. 11.35.

Стремление уменьшить габариты трубок и увеличить размеры экрана привело к тому, что горловина и расширяющаяся часть баллона уменьшились, а угол максимального отклонения увеличился (от 52 до 110°).

Основные данные некоторых отечественных кинескопов для бытовых приемников приведены в таблице 6<sup>1</sup>.

Таблица 6

Тип трубки	Конструкция и форма экрана	Угол отклонения луча, град	Размер, мм <sup>2</sup>	Фокусировка	Анодное напряжение, кв	Ток луча, мка	Яркость, нт
53ЛК2Б	Стекланный, прямоугольный	70	320X440	Электростатическая (с ионной ловушкой)	16	150	40
43ЛК6Б	»	110	270X360	»	14	100	40
53ЛК6Б	»	110	340X455	Электростатическая	16		
43ЛК9Б	»	110	270X360	Электростатическая (с алюминиевым экраном)	14	150	40

<sup>1</sup> Первый элемент обозначения трубки — число, показывающее размер экрана по диагонали (в см). Второй элемент обозначения — две буквы, указывающие способ отклонения луча. (Кинескопы с магнитным отклонением обозначаются ЛК.) Третий элемент (число) — номер заводской разработки трубки. На четвертом месте ставится буква, показывающая цвет свечения экрана: Б — белое свечение, И — зеленое (для осциллографов), Ц — трехцветное.

Проекционные кинескопы имеют яркость в  $10^3$  раз большую, чем у обычных кинескопов, поэтому ускоряющее напряжение у них выше (20—45 кВ) и ток луча больше (до 2000 мкА). Экраны имеют сравнительно небольшой диаметр (6—18 см) и всегда алюминированы. Высокое рабочее напряжение обуславливает некоторые конструктивные особенности.

В настоящее время изучаются технические возможности разработки безвакуумных кинескопов. Новый метод использует физические свойства твердого тела и позволяет существенно уменьшить габариты кинескопов.

### § 11.16. Телевизионный приемник. Основные качественные показатели приемника и его блок-схема

Основными параметрами, определяющими класс приемника, являются размер изображения, разрешающая способность, чувствительность, избирательность, помехозащищенность.

В настоящее время телевизионные станции работают на одном из двенадцати каналов, занимающих диапазон от 48,5 до 230 МГц.

Принято считать, что уверенный прием может быть осуществлен в зоне, где напряженность поля составляет не менее 500 мкВ/м. Но при увеличении чувствительности (за счет применения сложных антенн и включения дополнительных узлов в схему приемника) радиус действия приема может быть расширен.

По чувствительности телевизоры делятся на три класса: I класс — чувствительность не хуже 20 мкВ, II — 50 мкВ, III — не хуже 100 мкВ.

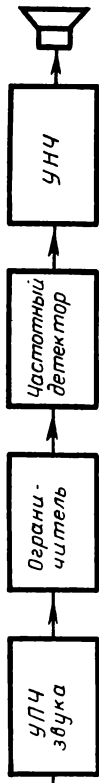
Кроме чувствительности, для качественного приема большое значение имеет избирательность. Основные виды помех — помехи от соседних каналов. Для того чтобы помеха не просматривалась на экране телевизора, нужно увеличить крутизну спада частотной характеристики усилителя промежуточной частоты. Последнее достигается введением специальных корректирующих элементов и усложнением схемы УПЧ. В телевизорах I класса избирательность достигает величины 40 дБ, в телевизорах III класса — 20 дБ.

Размеры изображения для приемников I класса составляют (по диагонали) не менее 59 см, II класса — 47 см. Для уменьшения габаритов приемника угол отклонения луча доводится до  $110^\circ$  (в трубках с диагональю более 43 см). Величины нелинейных искажений раstra стандартизируются (для приемников I класса — 8—10%, III класса — 12—15%).

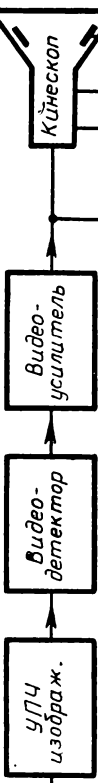
Помехи, поступающие в приемник извне, и внутренние шумы сильно снижают качество его работы, ухудшают синхронизацию и изменяют амплитуду сигналов изображения. Для уменьшения действия помех используются помехозащищенные схемы синхор-



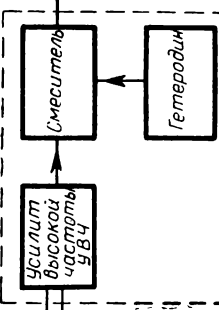
Канал звука



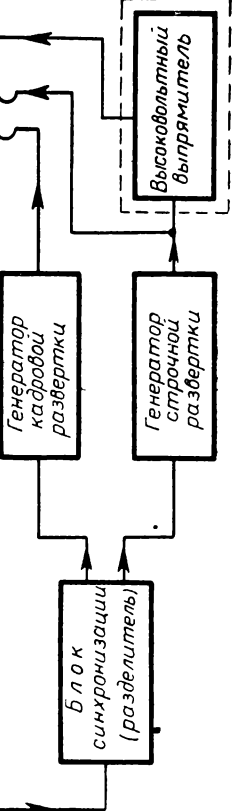
Канал изображения



Блок переключения теле-визионных каналов (ПТК)



Канал синхронизации и развертки



К блокам

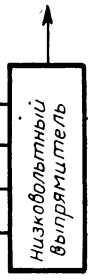


Рис. 11.36.

низации, специальные (ключевые) схемы АРУ и схемы, имеющие меньший уровень собственных шумов.

В настоящей книге рассматриваются упрощенные схемы каскадов телевизора, с тем чтобы выявить назначение и принцип их работы. Схемы приводятся на электронных лампах. Соответствующие схемы могут быть выполнены на транзисторах<sup>1</sup>.

Телевизионные приемники, так же как и радиовещательные, строятся в основном по супергетеродинной схеме. По методу приема сигналов звукового сопровождения схемы телевизионных приемников делятся на приемники с раздельным усилением сигналов звука и изображения по промежуточной частоте (двухканальные схемы) и приемники с общим усилением по промежуточной частоте. В первом случае разделение сигналов звука и изображения осуществляется в смесительном каскаде. Во втором — разделение сигналов осуществляется после видеодетектора. При узкой полосе УПЧ повышаются требования к стабильности частоты гетеродина в двухканальной схеме.

В настоящее время все телевизоры строятся по одноканальной схеме. Однако уяснить принцип приема изображения проще на двухканальной схеме (рис. 11.36), поэтому мы ее выбрали для рассмотрения.

### § 11.17. Приемные телевизионные антенны

Простейшей наружной приемной антенной является горизонтальный полуволновой вибратор (рис. 11.37, а) или петлевой вибратор Пистолькорса (рис. 11.37 б), имеющий более широкую полосу пропускания. Такие антенны обычно могут обеспечить прием телевизионных передач на расстоянии до 100 км от передающей телевизионной станции. Для приема на больших расстояниях или при неудовлетворительных условиях приема на малых расстояниях применяются более сложные антенны, имеющие лучшую направленность. Направленные антенны обладают односторонней характеристикой направленности и позволяют устранить влияние помех и увеличить чувствительность антенны. Простейшей направленной антенной может быть полуволновой вибратор, снабженный отражателем — рефлектором, который несколько длиннее активного вибратора, и находится на расстоянии от последнего, равном примерно  $0,2\lambda$ . В ан-

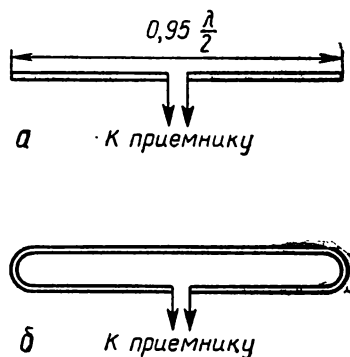


Рис. 11.37.

<sup>1</sup> См., например: Я. К. Тр о х и м е н к о. Радиоприемные устройства на транзисторах. Киев, «Техника», 1964.

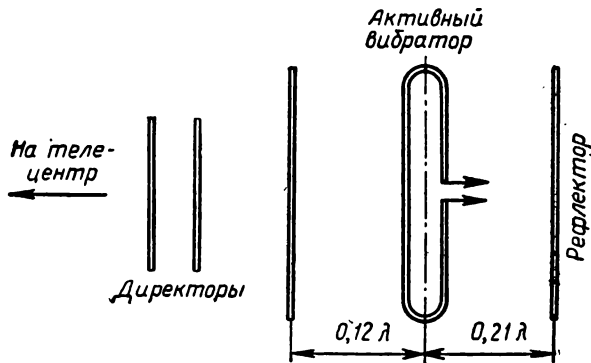


Рис. 11.38.

тене с рефлектором напряжение сигнала примерно в 1,5 раза больше, чем в полуволновом вибраторе. .

Для дальнейшего увеличения чувствительности увеличивают число пассивных элементов (рис. 11.38). Добавление директора (направителя) — пассивного вибратора, помещенного перед активным вибратором со стороны телецентра, — увеличивает напряжение сигнала в 1,8 раза по сравнению с обычным полуволновым вибратором. При работе передатчика во всех элементах антенны наводится э.д.с. Однако только активный вибратор расходует эту энергию на нагрузку, причем даже при оптимальном согласовании с фидером часть энергии излучается обратно в окружающее пространство. Это излучение наряду с проходящей волной возбуждает пассивные вибраторы. Пассивные вибраторы, не имеющие нагрузки, всю принятую энергию излучают в пространство. При соответствующем соотношении фаз в активном и пассивном вибраторах (определяемом длиной пассивных элементов и их расстоянием до активного вибратора) поля переизлучения пассивных вибраторов складываются в месте расположения активного вибратора в одинаковой фазе, усиливая первоначальное значение поля проходящей волны и увеличивая таким образом э.д.с. на зажимах активного вибратора. Указанное соотношение фаз токов получается для волны, проходящей в направлении от директора к активному вибратору. При приходе волны в направлении от рефлектора к активному диполю, а также в других направлениях соотношение фаз токов получается таким, что происходит полная или частичная компенсация полей у активного вибратора и на его зажимах э.д.с. не возбуждается совсем или получается сильно ослабленной. Таким образом, директор (их может быть несколько) как бы направляет энергию проходящей волны по каналу к активному вибратору, отсюда название антенны «волновой канал».

Для приема телевизионных сигналов могут применяться и другие разновидности антенн, не рассматриваемые в настоящем учебнике.

### § 11.18. Высокочастотный блок (входная цепь, УВЧ, гетеродин и смеситель)

Входная цепь приемника осуществляет связь антенны с управляющей сеткой первой лампы.

Назначение входной цепи — передать в приемное устройство полезный сигнал и ослабить действие помех. Поэтому входная цепь является избирательной системой. Простейшая схема входной цепи представляет собой колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности, ее межвитковой емкости и емкости монтажа. Для расширения полосы пропускания контура его шунтируют резистором.

Вход приемника должен быть согласован с фидером, т. е. входное сопротивление приемника должно равняться волновому сопротивлению фидера. Схемы входной цепи рассматривались в § 10.17.

Усилитель высокой частоты (УВЧ) усиливает принятые сигналы, повышая отношение их к уровню шумов, создаваемых смесителем. Кроме того, УВЧ позволяет повысить избирательность приемника по отношению к зеркальному каналу и снизить проникновение колебаний гетеродина в антенну (излучение антенной колебаний гетеродина является источником радиопомех).

Для уменьшения собственных шумов, вызванных дробовым эффектом ламп и тепловым движением электронов, используется так называемая каскадная схема усилителя. Эта схема состоит из двух усилительных каскадов, собранных на триодах (рис. 11.39). Один каскад с заземленным катодом, другой — с заземленной по высокой частоте (через конденсатор) сеткой.

Входной контур усилителя образован индуктивностью  $L_2$ , сопротивлением  $R_1$ , емкостью между сеткой и катодом лампы  $L_1$ . Дроссель  $L_3$  вместе с паразитными емкостями служит на-

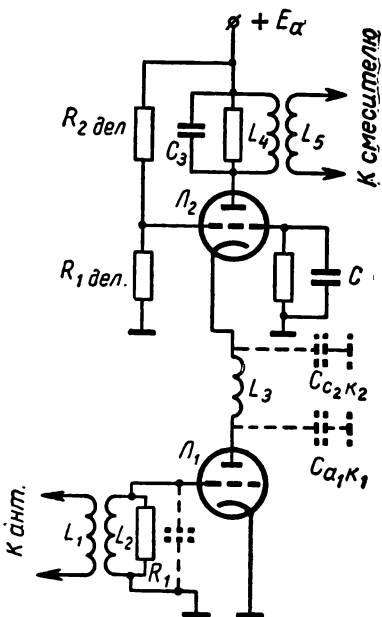


Рис. 11.39.

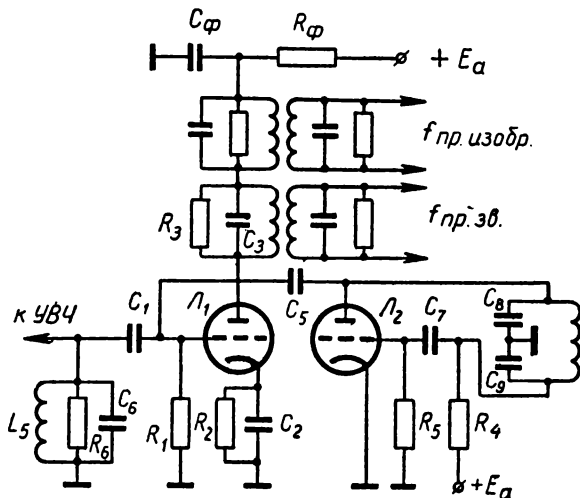


Рис. 11.40.

грузкой первой лампы  $L_1$ . Нагрузка  $L_1$  за счет малого входного сопротивления  $L_2$  имеет малую добротность. Следовательно, коэффициент усиления мал, а полоса пропускания большая. При малом коэффициенте усиления ( $\sim 1-1,5$ ) каскад работает устойчиво.

При изменении напряжения на емкости  $C_{c_{к2}}$  меняется потенциал катода  $L_2$ . Изменяется анодный ток, и в нагрузке второй лампы — контуре  $L_4 C_3$  получается усиленное напряжение. Контур настраивается так, чтобы несущие частоты звукового сигнала и сигнала изображения находились на краях частотной характеристики. Выходное напряжение снимается с катушки  $L_5$ .

Коэффициент усиления этой схемы приблизительно такой же, как у пентода, а шумы, определяемые типом лампы, как у триода. Малая проходная емкость (за счет заземленной сетки) обеспечивает хорошую устойчивость схемы (§ 10.7). Для дальнейшего повышения устойчивости вводят отрицательную обратную связь. Обычная схема усилителя на триоде не годится из-за большой проходной емкости  $C_{ac}$ , которая приводит к самовозбуждению усилителя.

Гетеродин и смеситель собираются на триоде или пентоде. Многосеточные преобразовательные лампы не применяются из-за высокого уровня собственных шумов. Схема смесителя и гетеродина дана на рис. 11.40.

Гетеродин, собранный на лампе  $L_2$ , представляет собой триодный генератор, работающий по трехточечной схеме с емкостной связью  $C_5$ . Напряжение гетеродина поступает на сетку лампы смесителя  $L_1$  через конденсатор  $C_5$ .

На управляющую сетку смесителя поступает телевизионный сигнал частоты  $f_c$  и сигнал гетеродина частоты  $f_r$ . Эта частота берется больше частоты  $f_{\text{нес.зв}}$ , так что  $f_{\text{пр.зв}}$  получается меньше, чем  $f_{\text{пр.из}}$ . Это облегчает получение широкой полосы в УПЧ изображения.

Переключение телевизора с одного канала на другой осуществляется переключателем (ПТК — переключатель телевизионных каналов). При переключении каналов меняются катушки входных цепей, усилителя высокой частоты и гетеродина. Переключатель ПТК имеет 12 комплектов катушек для переключения по 12 телевизионным каналам.

После смесителя в рассматриваемой схеме (см. рис. 11.36) каналы звука и изображения разделяются. Канал звука — усилитель промежуточной частоты звука, ограничитель, частотный детектор и усилитель низкой частоты — аналогичен радиовещательной схеме, рассчитанной на прием частотно-модулированных сигналов (§ 10.16).

### § 11.19. Канал изображения (УПЧ, видеодетектор, видеусилитель)

После смесителя (см. рис. 11.36) сигнал поступает на усилитель промежуточной частоты. Для усиления широкой полосы частот при минимальных фазовых искажениях используется многокаскадный (3—4 каскада) усилитель с расстроенными контурами.

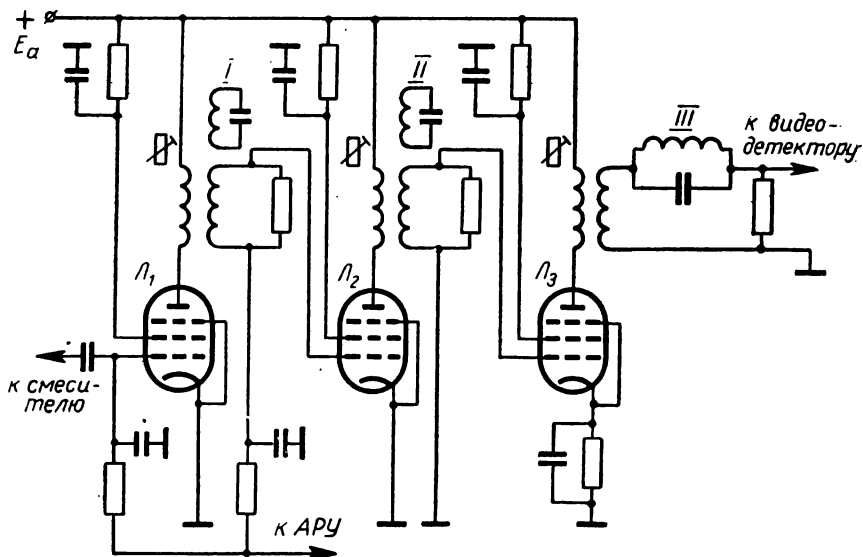


Рис. 11.41.

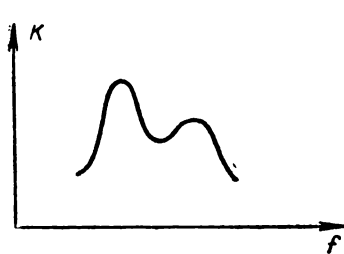


Рис. 11.42.

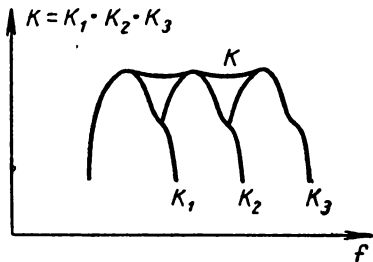


Рис. 11.43.

Общая частотная характеристика всех каскадов должна быть равномерной в полосе пропускания (в пределах  $\pm 15\%$ ). Фазовые искажения в усилителе должны быть минимальны. Упрощенная схема усилителя промежуточной частоты приведена на рис. 11.41.

Емкостью каждого нагрузочного колебательного контура является сумма емкостей: выходной емкости лампы, собственной емкости катушки, емкости монтажа. В случае необходимости, для расширения полосы, контуры шунтируются резисторами. Связь между контурами велика, и частотная характеристика каждого контура в силу различной добротности и различных резонансных частот имеет вид, показанный на рис. 11.42.

Для усиления используется более высокий подъем характеристики. Общая частотная характеристика УПЧ показана на рис. 11.43.

Для ослабления звуковых частот используются режекторные (отсасывающие) контуры I, II, III (см. рис. 11.41), настроенные на  $f_{\text{пр.зв}}$ . Контуры I, II на резонансной частоте вносят большое активное сопротивление в контуры промежуточной частоты изображения. Следовательно, отбор энергии частоты  $f_{\text{пр.зв}}$  максимален, и усиление соответствующих частот подавляется. Контур III есть

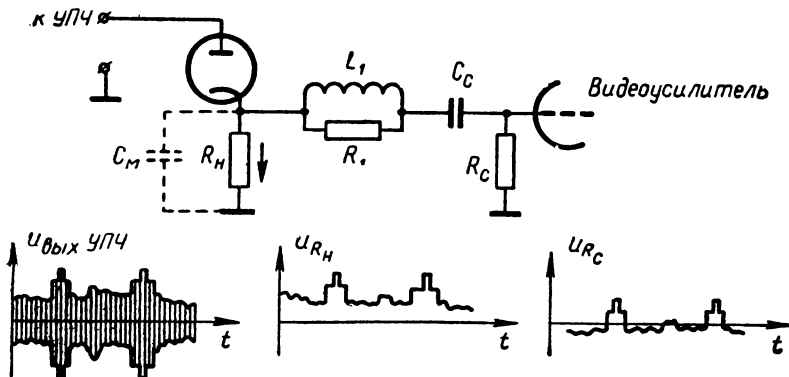


Рис. 11.44.

фильтр-пробка для  $f_{\text{пр.эв}}$ ; наличие этого фильтра уменьшает на выходе усилителя напряжение промежуточной частоты звукового сигнала.

**Видеодетектор.** Для детектирования сигнала изображения применяется диодный детектор. Схема диодного детектора с корректирующей катушкой дана на рис. 11.44. Полярность включения диода определяется в зависимости от требуемой полярности отдетектированного сигнала. Для обеспечения требуемой ширины спектра отдетектированного сигнала (около 6 МГц) сопротивление  $R_n$  берут малым. Емкостью, шунтирующей нагрузку, служит емкость монтажа. Для улучшения частотной характеристики со стороны высоких частот включают корректирующую катушку  $L_1$ , шунтированную резистором  $R_1$ . Элементы  $L_1$ ,  $C_c$  и  $C_{\text{вх}}$  лампы видеосуилителя образуют последовательный колебательный контур, на который поступает напряжение с нагрузки детектора  $R_n$ . Емкость  $C_c > C_{\text{вх}}$ , и ее влиянием можно пренебречь. Резонансная частота контура  $L_1 C_{\text{вх}}$  составляет приблизительно 5 МГц. При резонансной частоте напряжение на выходе увеличивается в  $Q$  раз, и частотная характеристика выравнивается. Добротность  $Q$  регулируется выбором сопротивления  $R_1$ . При наличии разделительного конденсатора  $C_c$  постоянная составляющая видеосигнала на выходе отсутствует.

**Видеосуилитель.** Отдетектированный сигнал имеет величину напряжения около 1—2 в, а для модуляции яркости кинескопа требуется напряжение около 30—40 в, поэтому видеосигнал должен быть усилен. Усилитель видеосигналов должен иметь широкую полосу пропускания (0—6 МГц) и требуемую фазовую характеристику.

Для обеспечения широкой полосы пропускания усилителя используют корректирующие элементы. Постоянная составляющая видеосигнала восстанавливается специальной схемой.

Схема видеосуилителя без восстановления постоянной составляющей показана на рис. 11.45.

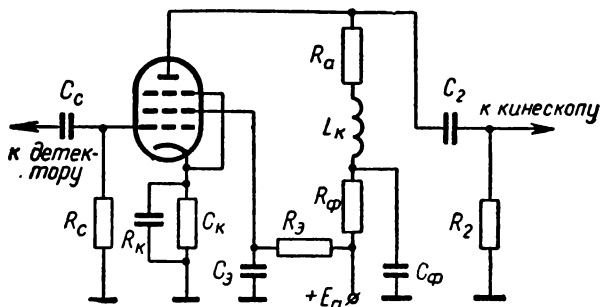


Рис. 11.45.



Для выравнивания частотной характеристики на высоких частотах в анодную цепь лампы включается корректирующая катушка  $L_k$ . С увеличением частоты сигнала сопротивление  $\omega L_k$  увеличивается. Увеличение напряжения на анодной нагрузке компенсирует уменьшение напряжения на выходе, обусловленное шунтирующими выход емкостями. Для коррекции характеристики усилителя на низких частотах включают низкочастотный фильтр  $R_\phi C_\phi$ . На низких частотах возрастает сопротивление емкости  $C_\phi$  и увеличивается общее сопротивление нагрузки.

### § 11.20. Восстановление постоянной составляющей напряжения

Как указывалось в § 11.6, напряжение сигнала является униполярным и, следовательно, содержит отличную от нуля постоянную составляющую напряжения, представляющую собой средний уровень сигнала.

Средняя составляющая изменяется медленно, т. е. соответствующее напряжение имеет низкую ( $\sim 1-3$  гц) частоту.

В видеусилителе средняя составляющая задерживается переходной емкостью, сигнал делается биполярным, в результате чего уровни черного (и уровни верхушек синхроимпульсов) изменяются (рис. 11.46).

Так как уровень черного меняется, то невозможно подобрать оптимальный режим кинескопа. Действительно, пусть для сигнала  $a$  (см. рис. 11.46) режим трубки оптимальный, т. е. рабочая точка выбрана так, что гасящие импульсы запирают кинескоп (рис. 11.47). При таком режиме изображение  $a$  воспроизводится без искажений.

Яркость сигнала  $b$  (рис. 11.46), пропорциональная току луча, мало отличается от яркости сигнала  $a$ , хотя передаваемые сцены были: одна — темная, другая — светлая.

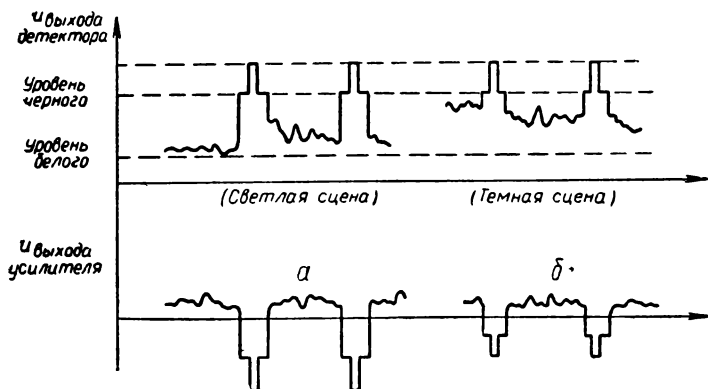


Рис. 11.46.

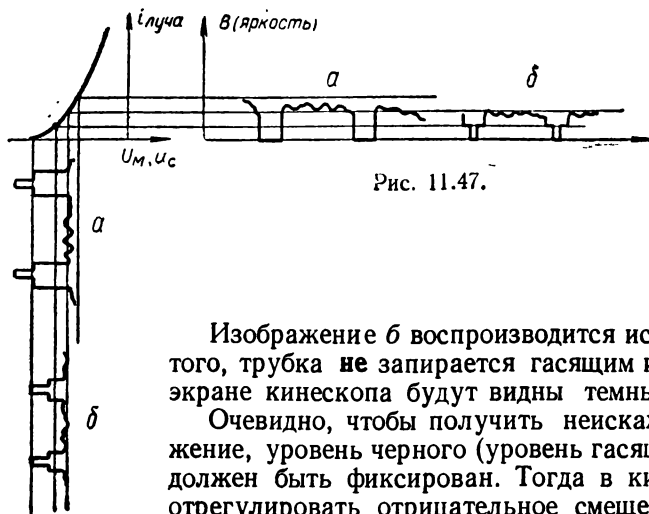


Рис. 11.47.

Изображение б воспроизводится искаженно; кроме того, трубка не запирается гасящим импульсом, и на экране кинескопа будут видны темные линии.

Очевидно, чтобы получить неискаженное изображение, уровень черного (уровень гасящих импульсов) должен быть фиксирован. Тогда в кинескопе можно отрегулировать отрицательное смещение на модуляторе так, что при напряжении, соответствующем уровню черного, трубка будет заперта:  $i_n = 0$  (рис. 11.48).

Изображения при фиксированном уровне гасящих импульсов воспроизводятся верно.

Простейшая (неуправляемая) схема восстановления постоянной составляющей изображена на рис. 11.49. Параллельно сопротивлению  $R_2$  переходной цепочки усилителя включен диод, полярность включения которого определяется полярностью видеосигнала (последняя же определяется числом каскадов видеоусилителя).

При выбранной на рис. 11.49 полярности входного сигнала конденсатор  $C_2$  заряжается через открытый диод за время передачи гасящего импульса (когда напряжение  $U_{вх} < 0$  и потенциал катода диода меньше потенциала анода). Так как сопротивление открытого диода  $R_d$  мало, конденсатор  $C_2$  быстро заряжается до напряжения  $U_{C_2}$  (рис. 11.50). Когда  $U_{вх} > 0$  (потенциал катода диода выше потенциала анода), диод закрыт и конденсатор разряжается через большое сопротивление  $R_2$ . Так как  $R_2 \gg R_d$ , то конденсатор практически не успеет разрядиться за время передачи строки. Напряжение на модуляторе кинескопа

$$U_m = U_{вх} + U_{C_2}$$

будет униполярно (кривая напряжения  $U_{вх}$  поднимается вверх на величину  $U_{C_2}$ ). Верхушки синхронизирующих импульсов фиксированы на нулевом уровне. Постоянная составляющая восстановлена. (В передающем устройстве уровень черного вводится искусственно путем введения гасящих импульсов в видеосигнал.)

Рассмотренная схема фиксации уровня обладает некоторой инерционностью, обусловленной зарядом конденсатора  $C_2$ . Поэтому для точной фиксации используют другие, более сложные схемы.

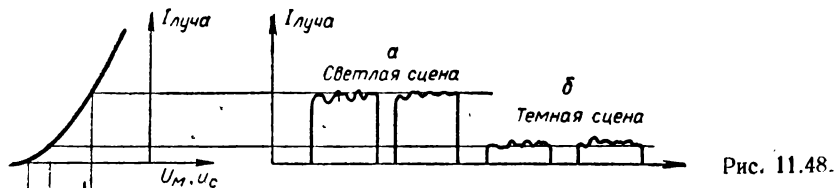


Рис. 11.48.

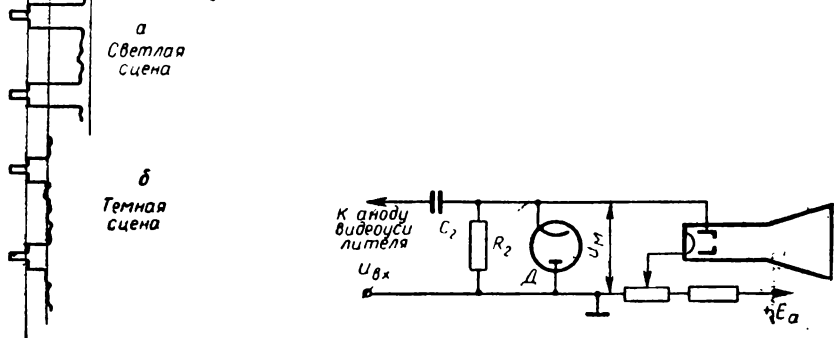


Рис. 11.49.

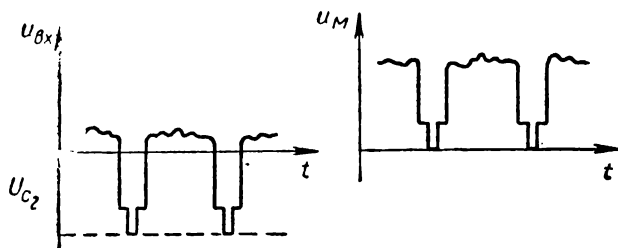


Рис. 11.50.

### § 11.21. Развертывающие устройства (генераторы развертки)

Развертка изображения осуществляется с помощью электронного луча, отклоняющегося по горизонтали (строчная развертка) и вертикали (кадровая развертка). Для отклонения луча обычно используются взаимно перпендикулярные магнитные поля, созданные системой двух пар катушек, расположенных вблизи прожектора на горловине трубки. Величина отклонения электронного луча в поперечном магнитном поле  $B$  определяется из рис. 11.51:

$$y = L_{cp} \operatorname{tg} \alpha.$$

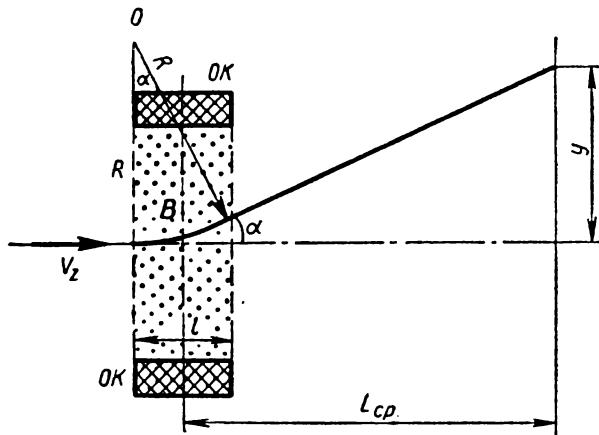


Рис. 11.51.

Для центральной области экрана (при малых углах отклонения  $\alpha$ )  $\operatorname{tg} \alpha \approx \sin \alpha$ ; тогда

$$y = L_{cp} \frac{l}{R}.$$

Так как радиус закручивания  $R$  электронов в магнитном поле (§ 11.11) равен

$$R = \frac{mV_z}{eB} = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{2m}{e} U_a},$$

где  $U_a$  — ускоряющее напряжение на втором аноде электронного прожектора, то

$$y = \frac{L_{cp} l B}{\sqrt{\frac{2m}{e} U_a}}.$$

Отклонение  $y$  электронного луча прямо пропорционально напряженности магнитного поля  $B$ . При больших углах отклонения зависимость  $y = f(B)$  сложнее.

Для отклонения луча можно использовать и электрическое поле. Величина  $y$  отклонения электронного луча в электрическом поле с напряженностью  $E$  оказывается зависящей от величин  $E$ ,  $U_a$ :

$$y \sim \frac{E}{U_a}.$$

Таким образом, в магнитном поле отклонение  $y \sim \frac{1}{\sqrt{U_a}}$ ; в элек-

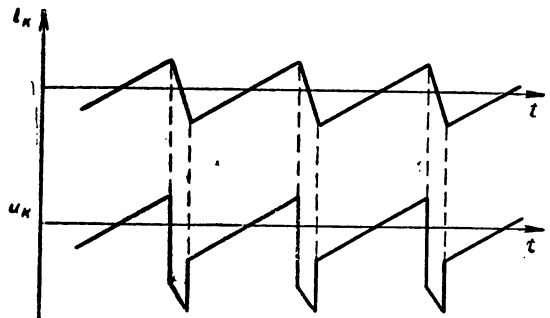


Рис. 11.52.

трическом  $— y \sim \frac{1}{U_a}$ , и, следовательно, чувствительность трубки с магнитным отклонением выше.

Использование магнитного отклонения особенно целесообразно в трубках с высоким ускоряющим напряжением  $U_a$ .

Для равномерного движения луча необходимо, чтобы ток в отклоняющих катушках линейно изменялся со временем (рис. 11.52).

Длительности прямого хода луча  $T_1$  и обратного хода  $T_2$  для чересстрочной развертки указаны в таблице 7.

При пилообразном отклоняющем токе напряжение на катушке изменяется по закону, изображенному на рис. 11.52.

Такая форма напряжения объясняется наличием у катушки активного и индуктивного сопротивлений.

Устройство, вырабатывающее пилообразный ток, называется *развертывающим устройством*.

Развертывающее устройство (рис. 11.53) состоит из трех основных частей: генератора прямоугольных импульсов, ступени формирования управляющего напряжения и усилителя тока (мощности).

Таблица 7

Вид раз- вертки	Параметры телевизионного сигнала ГОСТ 7845-55			Допустимый коэффициент нелинейности, %
	Длительность всего периода $T$ , мксек	Длительность прямого хода $T_1$ , мксек	Длительность обратного хода $T_2$ , мксек	
Кадровая	20	18,5	1,5 (7,5% $T$ )	5—8
Строчная	64	54	10 (16% $T$ )	10—15

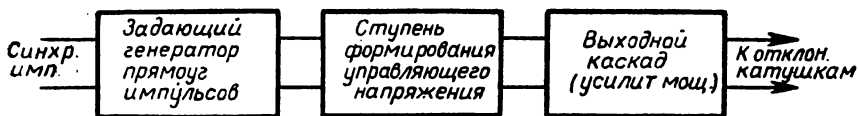


Рис. 11.53.

Для формирования управляющего напряжения выходного каскада развертывающего устройства широко используют так называемую схему с разрядной лампой (рис. 11.54).

При отсутствии положительного импульса  $u_{\text{синхр}}$  лампа заперта, конденсатор  $C_1$  заряжается от источника  $E_a$  через резистор  $R_1$ . Постоянная времени заряда  $\tau_{\text{зар}} = C_1 R_1$  выбирается больше времени, соответствующего интервалу между импульсами  $\tau$ . При действии на сетку лампы положительного импульса лампа открывается. Потенциал анода уменьшается, и конденсатор разряжается через открытую лампу. Сопротивление открытой лампы мало, и конденсатор разряжается быстро.

За счет большой постоянной времени  $R_1 C_1$  цепи заряда рабочий участок экспоненты оказывается более или менее линейным. Регулировка линейности осуществляется изменением величины  $R_1$ .

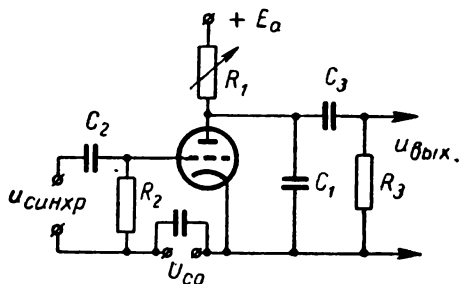


Рис. 11.54

Управляющее входное напряжение усилителя мощности формируется из пилообразного напряжения каскада с разрядной лампой (см. рис. 11.54) и напряжения сложной частотно-зависимой обратной связи в выходном каскаде.

Управляющими импульсами разрядной лампы могли бы быть синхронизирующие импульсы, посылаемые передатчиком. Но схема развертки в этом случае была бы неустойчивой, так как разрядная лампа срабатывала бы от любого случайного импульса, так же как от синхроимпульса. Кроме того, в телевизионном приемнике необходимо иметь развертку и при отсутствии передачи (для проверки и регулировки). Поэтому развертывающее устройство всегда имеет генератор импульсов, который синхронизируется импульсами, приходящими от передатчика.

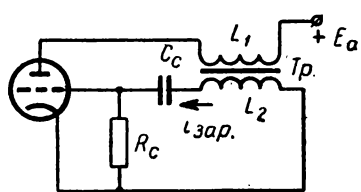


Рис. 11.55.

В качестве задающего генератора, вырабатывающего импульсы во время обратного хода луча, наиболее широко используется схема блокинг-генератора (рис. 11.55). Она состоит из триода, импульсного трансформатора, обуславливающего обратную связь между цепями анода и сетки, и цепочки  $R_c C_c$ .

Постоянная времени сеточной цепи выбирается значительно больше периода свободных колебаний контура, образованного индуктивностью и распределенной емкостью обмотки трансформатора.

Трансформатор с железным сердечником имеет коэффициент трансформации около единицы. Его обмотки включены так, что при увеличении анодного тока конец вторичной обмотки, соединенный с сеткой, имеет положительный потенциал, т. е. между анодной и сеточной цепями существует сильная положительная связь.

Рассмотрим работу схемы. При подключении схемы к источнику питания ( $t = 0$ ) возникает анодный ток (рис. 11.56). Рост анодного тока вызывает повышение потенциала сетки, что приводит к дальнейшему росту анодного тока, и т. д. Возникает лавинообразный процесс нарастания анодного тока и сеточного напряжения. За счет уменьшения крутизны рост анодного тока замедляется, и напряжение на сетке перестает расти. При положительном сеточном напряжении существует сеточный ток, который быстро заряжает конденсатор  $C_c$  (постоянная времени  $\tau = C_c R_{ck}$  цепи заряда, где  $R_{ck}$  — сопротивление участка сетка — катод; при открытой лампе  $R_{ck} \ll R_c$ ). По мере заряда конденсатора напряжение на сетке уменьшается, так как

$$u_c = e_{L_2} - u_{C_c}.$$

При уменьшении напряжения на сетке, вследствие малой крутизны, анодный ток изменяется слабо. По мере уменьшения напряжения на сетке крутизна характеристики увеличивается, анодный ток начинает быстро убывать,  $e_{L_2}$  меняет знак, и лампа быстро запирается.

Конденсатор  $C_c$ , заряженный сеточным током, начинает разряжаться через сопротивление  $R_c$  и индуктивность  $L_2$  (точка  $D$  на рис. 11.56). Так как  $R_c$  велико, то разряд идет медленно, и электродвижущей силой самоиндукции, возникающей в катушке  $L_2$ , можно пренебречь. Напряжение на сетке  $u_{RC} = i_{pas} R_c$  экспоненциально возрастает. Когда напряжение на сетке соответствует напряжению отсечки  $U_{отп}$  анодного тока, лампа открывается. С этого момента появляется нарастающий анодный ток и повторяется следующий цикл колебаний. Длительность импульса  $\tau_{им}$  зависит

от вида характеристики лампы, величины сеточного тока и емкости конденсатора:

$$\tau_{\text{им}} \approx 2 \frac{U_{RC_{\text{макс}}}}{I_{c_{\text{макс}}}} C_c = 2R_{\text{СК}} C_c.$$

Длительность интервала между импульсами определяется постоянной времени разряда конденсатора  $R_c C_c$ . Изменяя  $R_c$ , можно менять частоту следования импульсов. Последнее используется в телевизорах для изменения частоты кадров или частоты строк.

Для упрощения схемы развертывающего устройства и экономии деталей схему с разрядной лампой и блокинг-генератор объединяют.

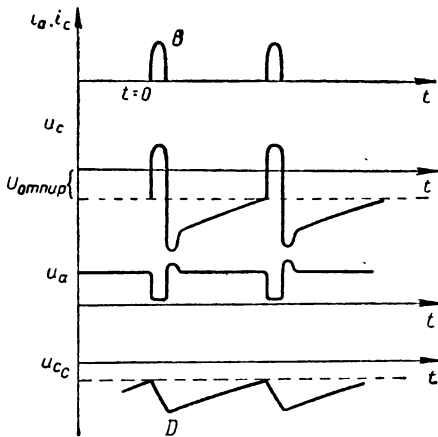


Рис. 11.56.

## § 11.22. Синхронизация генераторов развертки

Принцип принудительной синхронизации заключается в том, что под действием внешнего синхронизирующего напряжения генератор развертки срабатывает (например, открывается лампа) в строго определенный момент времени, так что период развертки оказывается равен (или кратен) периоду синхронизирующего напряжения.

Для синхронизации приемника передаются синхронизирующие (строчные и кадровые) импульсы, управляющие работой развертывающих устройств. Чтобы можно было легко отделить строчные и кадровые синхронизирующие импульсы, их делают различными по длительности. Амплитуда их превышает амплитуду видеосигнала.

Для осуществления оптимальной синхронизации необходимо, чтобы период синхронизирующего напряжения был немного меньше периода развертки; крутизна фронта нарастания синхронизирующих импульсов при определенной амплитуде должна быть как можно больше.

Рассмотрим синхронизацию блокинг-генератора. При отсутствии синхронизации генератор работает в режиме автоколебаний с периодом  $T$  (пунктирные кривые на рис. 11.57).

Пусть в некоторый момент времени на сетку блокинг-генератора начинают поступать положительные синхронизирующие импульсы.



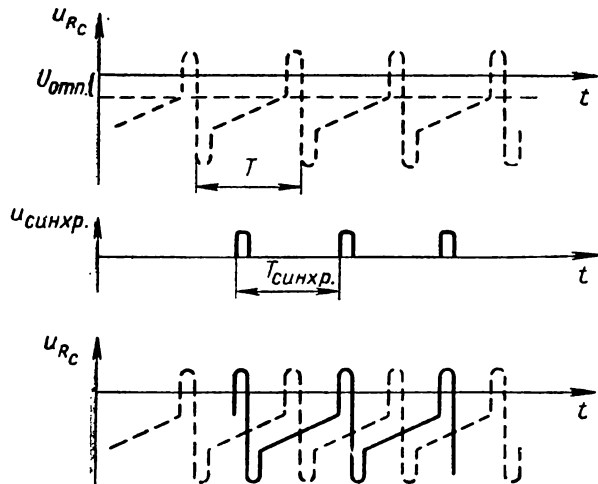


Рис. 11.57.

Синхронизирующие импульсы повышают потенциал сетки. Если амплитуда импульсов такова, что  $U_{RC} + U_{\text{син}} \gg U_{\text{отп}}$ , то лампа откроется в момент прихода импульса, т. е. несколько раньше, чем в режиме автоколебаний.

Все последующие импульсы будут обязательно отпирать лампу. Блокинг-генератор войдет в синхронизм, и период его колебаний будет в точности равен периоду синхронизирующих импульсов.

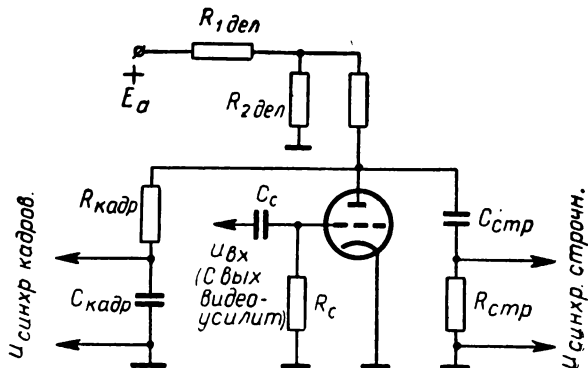
Если период колебаний синхронизирующих импульсов был бы больше периода колебаний генератора, то лампа, открытая одним синхроимпульсом, вновь откроется до прихода следующего импульса, и синхронизации не будет.

### § 11.23. Разделение синхронизирующих импульсов

Для синхронной работы передатчика и приемника используются синхронизирующие импульсы, содержащиеся в телевизионном сигнале и управляющие работой генераторов строчной и кадровой разверток. В приемнике синхронизирующие импульсы должны быть разделены и поданы к соответствующим генераторам развертки.

Процесс разделения синхронизирующих импульсов заключается в следующем. Известно, что синхронизирующие импульсы располагаются на вершинах гасящих импульсов, поэтому амплитуда их больше амплитуды видеосигнала. Следовательно, они могут быть выделены лампой, работающей в режиме ограничения, т. е. в таком режиме, при котором анодный ток существует только во

Рис. 11.58.



время присутствия синхроимпульсов. Ограничитель отделяет синхроимпульсы от видеосигнала, т. е. осуществляет разделение (селекцию) сигналов по амплитуде (отсюда название — амплитудный селектор). Затем смесь синхронизирующих импульсов поступает на дифференцирующую и интегрирующую цепочки, и за счет различной длительности строчные синхронизирующие импульсы отделяются от кадровых.

На рис. 11.58 представлена простейшая схема разделения синхронизирующих импульсов.

Триод работает в режиме ограничения. Для хорошего отделения синхроимпульсов от видеосигнала анодное напряжение уменьшается с помощью делителя.

Лампа ограничителя работает в режиме сеточного детектирования (рис. 11.59). При этом синхроимпульсы будут смещаться в область отрицательных сеточных напряжений до тех пор, пока верхушки синхроимпульсов не расположатся на уровне нулевого потенциала сетки (сеточный ток отсутствует). Напряжение смещения на сетке в этом случае  $U_{\text{с0}}$ . Напряжение источника выбирается таким, чтобы  $U_{\text{с0}}$  было равно напряжению запирающей лампы. При таком режиме лампы в анодной нагрузке выделяется напряжение, соответствующее строчным и кадровым синхронизирующим импульсам. Напряжение видеосигнала и гасящие импульсы попадают в область отсечки анодного тока.

Постоянная времени цепи сетки  $R_c C_c$  выбирается такой, чтобы конденсатор  $C_c$  не успел разрядиться в период между синхронизирующими импульсами.

Разделение синхроимпульсов на строчные и кадровые производится дифференцирующей  $R_{\text{стр}} C_{\text{стр}}$  и интегрирующей  $R_{\text{кадр}} C_{\text{кадр}}$  цепями.

Рассмотрим работу дифференцирующей цепи. Цепь (рис. 11.60) называется дифференцирующей, если

$$u_{\text{вых}} \sim \frac{du_{\text{вх}}}{dt}.$$

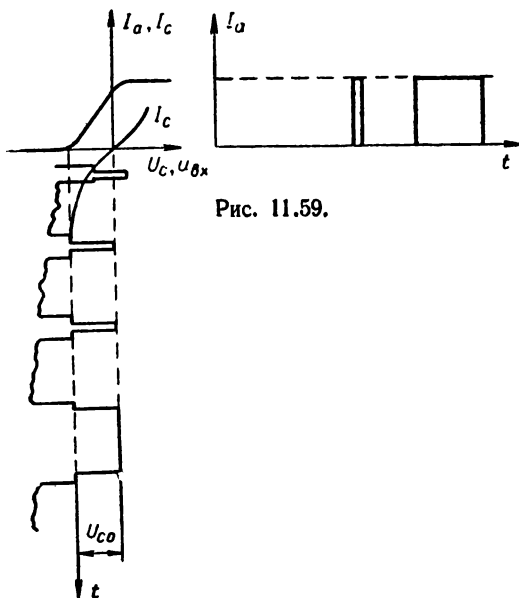


Рис. 11.59.

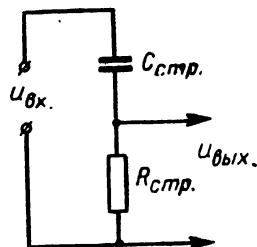


Рис. 11.60.

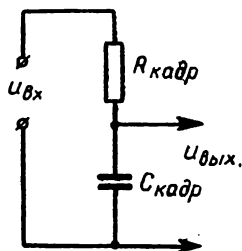


Рис. 11.61.

Для осуществления электронного дифференцирования постоянная времени цепи должна быть малой по сравнению с длительностью строчного синхронизирующего импульса:

$$R_{стр}C_{стр} < \tau_{стр.}$$

При этом, так как  $R_{стр}C_{стр}$  мало, падение напряжения происходит в основном на конденсаторе:

$$u_{вх} \approx u_{с стр.}$$

Напряжение на выходе цепочки

$$u_{вых} = iR_{стр.}$$

Ток в цепи

$$i = \frac{dq}{dt} = C_{стр} \frac{du_{вх}}{dt},$$

следовательно, напряжение

$$u_{вых} = R_{стр}C_{стр} \frac{du_{вх}}{dt}$$

получается пропорциональным производной по времени от поступающего на цепочку сигнала.

В интегрирующей цепи (рис. 11.61) напряжение

$$u_{\text{вых}} \sim \int u_{\text{вх}} dt$$

снимается с конденсатора. При этом  $R_{\text{кадр}} C_{\text{кадр}}$  выбирается бóльшим, чем  $\tau_{\text{кадр}}$ .

Основное падение напряжения происходит на сопротивлении  $R_{\text{кадр}}$ , а малое напряжение на выходе

$$u_{\text{вых}} = u_{C_{\text{кадр}}} = \frac{q}{C_{\text{кадр}}} = \frac{\int i dt}{C_{\text{кадр}}} = \frac{1}{R_{\text{кадр}} C_{\text{кадр}}} \int u_{\text{вх}} dt$$

оказывается пропорциональным интегралу от входного напряжения.

При подаче на вход цепочек смеси синхронизирующих импульсов выходные напряжения имеют вид, показанный на рис. 11.62.

Как видно из рис. 11.62, за счет вырезок в кадровом синхронизирующем импульсе генератор строчной развертки будет получать синхронизирующие импульсы и не будет выходить из режима синхронизации за время передачи кадрового синхроимпульса.

При большой постоянной времени интегрирующей цепочки конденсатор  $C_{\text{кадр}}$  не успевает заметно зарядиться за время длитель-

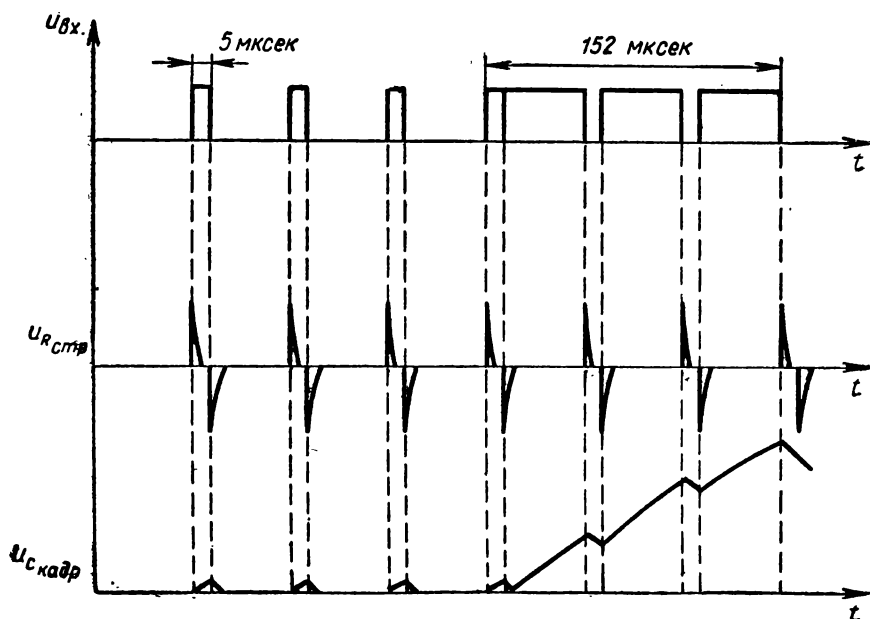


Рис. 11.62.

ности строчного импульса, и поэтому интегрирующая цепь выделяет только кадровые импульсы.

Для лучшего подавления строчных синхронизирующих импульсов используют двух- и трехзвенные интегрирующие цепочки.

Выделенные импульсы поступают на сетки соответствующих блокинг-генераторов и осуществляют их синхронизацию (§ 11.22).

### § 11.24. Цветное телевидение. Общие сведения. Блок-схема передатчика цветного телевидения

Цветное телевидение в СССР осуществляется по советско-французской системе СЕКАМ. В этой системе решена проблема совместности цветного телевидения с черно-белым, т. е. реализована возможность использования одних и тех же передатчиков как для цветных, так и для черно-белых передач. Владельцы черно-белых и цветных телевизоров могут принимать те и другие передачи. Естественно, что на черно-белых телевизорах цветные передачи будут черно-белыми.

При цветном телевидении, кроме сигнала яркости, передается информация о цвете. Информация о цвете определяется цветовым тоном (выражается длиной волны, соответствующей максимуму излучения) и насыщенностью (густотой), которая характеризует степень «разбавленности» чистого цвета белым цветом.

Получение цветовой информации и ее передача основываются на свойствах цветового зрения.

Сущность цветового зрения сводится к следующему. Установлено, что человеческий глаз воспринимает различные цвета благодаря колбочкам — цветочувствительным клеткам, расположенным на сетчатке (наибольшее число в центральной ямке) глаза. Существует три вида колбочек: одни реагируют на синий, другие — на зеленый, третьи — на красный цвет. (При большом числе оттенков указанных цветов принято считать для красного цвета  $\lambda = 0,615$  мкм, для зеленого  $\lambda = 0,532$  мкм и для синего  $\lambda = 0,470$  мкм.) Световой поток, попадающий в глаз от рассматриваемого объекта, возбуждает колбочки. Различные колбочки возбуждаются по-разному. Уровень возбуждения различных колбочек зависит от количества основных цветов в смеси. В зависимости от соотношения возбуждений трех видов колбочек создается ощущение того или иного цвета. Например, сочетание красного и зеленого цветов глаз воспринимает как желтый. Смешивая в различных пропорциях красный, зеленый и синий цвета, можно получить все необходимые оттенки. Яркость определяется абсолютным значением уровня возбуждения колбочек. При вполне определенном соотношении потоков красного, синего и зеленого получается ощущение белого цвета.

Для удовлетворения принципа совместимости необходимо, чтобы параметры цветного телевидения были такими же, как и черно-белого: частота кадров 25 *гц*, ширина полосы частот сигнала изображения не должна быть больше 6,5 *Мгц*, число строк — 625. В составе сигнала цветного телевидения должен быть такой сигнал, который на экране обычного (черно-белого) телевизора давал бы нормальное черно-белое изображение. Следовательно, одним из сигналов изображения цветного телевидения должен быть яркостный сигнал  $U_{я}$ . Прочие сигналы — сигналы цветности ( $U_3$ ,  $U_c$ ,  $U_k$ ).

Яркостный (черно-белый) сигнал может быть закодирован с помощью трех основных сигналов соответствующей величины (с учетом различной чувствительности глаза к различным цветам)

$$U_{я} = aU_k + bU_3 + cU_c. \quad (11.2)$$

Яркостный сигнал должен иметь ширину спектра такую же, как сигнал в черно-белом телевидении, чтобы можно было получить четкость, соответствующую черно-белому телевидению. Сигналы цветности могут иметь более узкую полосу частот, так как глаз человека воспринимает окрашенными в различные цвета только крупные детали. Мелкие детали глаз видит черно-белыми. Для получения информации о цвете оказывается достаточным спектр шириной  $F_{\text{макс}} = 1,5 \text{ Мгц}$ .

Для передачи информации о цвете достаточно двух цветоразностных сигналов, например ( $U_k - U_{я}$ ) и ( $U_c - U_{я}$ ), ибо при передаче трех сигналов:  $U_{я}$ ,  $U_k - U_{я}$ ,  $U_c - U_{я}$  — яркостного и двух цветоразностных — в приемнике возможно получение всех необходимых сигналов:  $U_{я}$ ,  $U_k$ ,  $U_c$ ,  $U_3$  при выполнении следующих операций:

$$\begin{aligned} U_c &= U_{я} + (U_c - U_{я}), \\ U_k &= U_{я} + (U_k - U_{я}), \\ U_3 &= \frac{1}{b} [U_{я} - (aU_k + cU_c)]. \end{aligned} \quad (11.3)$$

Формирование яркостного сигнала из трех основных, двух цветоразностных  $U_k - U_{я}$ ,  $U_c - U_{я}$  и сигнала  $U_3$  (точнее,  $U_3 - U_{я}$ ) осуществляется с помощью электрических схем (электрических матриц). На рис. 11.63 приведена электрическая матрица для получения яркостного сигнала из трех основных. Так как операция получения  $U_{я}$  из цветовых сигналов — линейная и коэффициенты меньше единицы, то матрица состоит из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и представляет по существу делителя напряжений с общим выходным сопротивлением  $R_0$ . Операция вычитания выполняется прибавлением сигнала в противоположной фазе. Фазу сигнала можно изменить, применяя один ламповый каскад (напряжения на сетке лампы и на аноде противофазны).

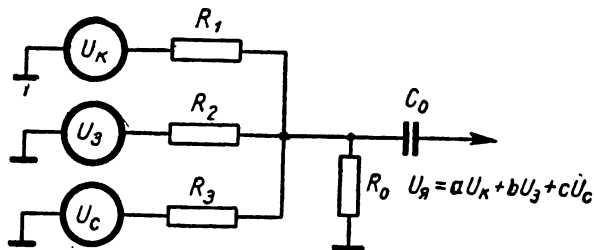


Рис. 11.63.

Для передачи цветоразностных сигналов — сигналов цветности — используется так называемая поднесущая частота, которая лежит в области малых амплитуд составляющих спектра яркостного сигнала и модулируется цветоразностным сигналом. В отечественном телевидении значение поднесущей частоты составляет 4,43 Мгц. Такое значение поднесущей выбрано из следующих соображений.

При построчной передаче изображения спектр яркостного телевизионного сигнала оказывается дискретным. Составляющие спектра группируются около строчной частоты и ее гармоник (рис. 11.64). Если цветовую поднесущую разместить в свободном интервале (см. рис. 11.64), взяв

$$f_{\text{поднес}} = \left(n + \frac{1}{2}\right) f_{\text{стр}} = (2n + 1) \frac{f_{\text{стр}}}{2},$$

то спектр модулированных колебаний поднесущей частоты также будет располагаться в свободном промежутке. Частота 4,43 Мгц соответствует 567-й гармонике  $\frac{1}{2} f_{\text{стр}}$  ( $f_{\text{стр}} = 15\,625$  гц).

За счет такого выбора поднесущей частоты канал связи уплотняется. В результате уплотнения канала связи при передаче двух

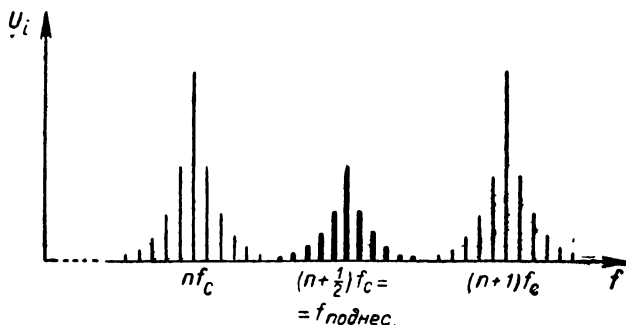


Рис. 11.64.

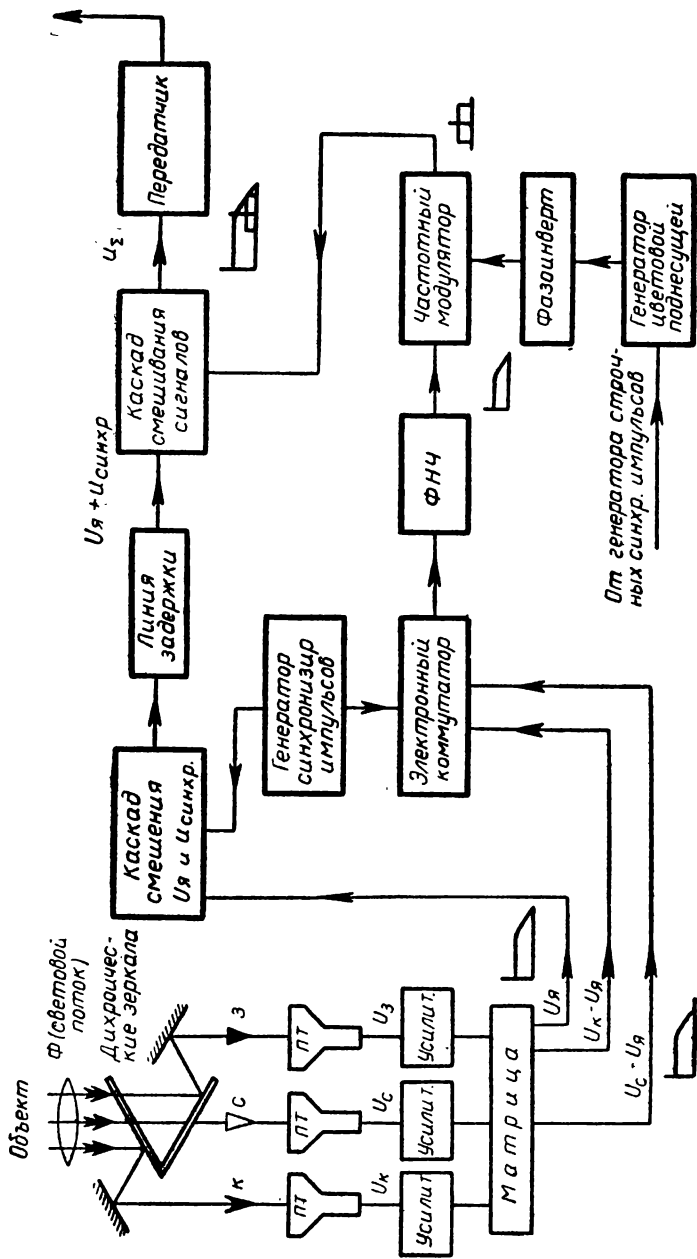


Рис. 11.65.



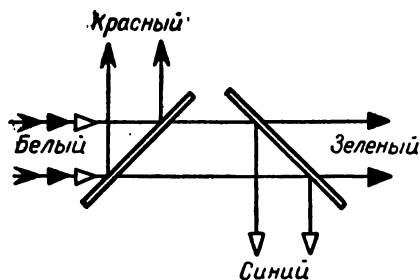


Рис. 11.66.

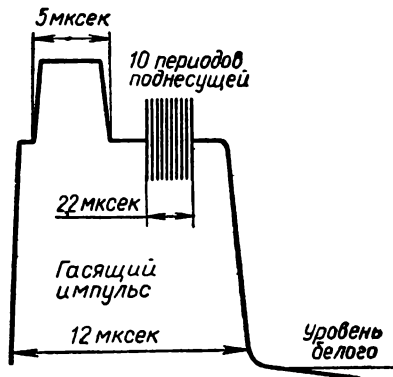


Рис. 11.67.

сигналов (яркостного и цветоразностного) ширина спектра сигналов остается равной ширине спектра яркостного сигнала.

В системе СЕКАМ (sequentiel á memoire, что означает последовательную передачу цветов с запоминанием) применяется частотная модуляция поднесущей частоты поочередно цветоразностными сигналами  $U_k - U_y$  и  $U_c - U_y$  через строку. На рис. 11.65 приведена упрощенная схема передатчика цветного телевидения. Основное внимание уделено упрощенной (без корректирующих каскадов) блок-схеме кодирующего устройства, т. е. схеме видеосигнала передатчика цветной системы СЕКАМ.

Передающая камера цветного телевидения имеет три передающие трубки. В камере имеется система цветоразделительных (дихроических) зеркал. Принцип работы таких зеркал основан на интерференции света в тонких пленках. Нанеся несколько слоев пленки с различными коэффициентами преломления и толщиной, можно получить требуемую кривую спектрального отражения. Для разделения светового потока на три одноцветных достаточно двух дихроических зеркал (рис. 11.66).

Красный, синий и зеленый цветовые потоки поступают в передающие трубки (ПТ), в которых получают сигналы  $U_k$ ,  $U_c$ ,  $U_y$ . Эти сигналы усиливаются и поступают в счетно-решающее устройство — электрическую матрицу. Матрица вырабатывает цветоразностные сигналы  $U_k - U_y$  и  $U_c - U_y$  и яркостный сигнал  $U_y = aU_k + bU_y + cU_c$ . Цветоразностные сигналы поступают на электронный коммутатор, который выдает сигналы по очереди: в течение одной строки  $U_k - U_y$ , в течение другой —  $(U_c - U_y)$ . Работа электронного коммутатора синхронизируется импульсами строчной частоты. Сигнал цветовой синхронизации создается перед передачей сигнала  $U_k - U_y$  и представляет пакет синусоидальных

колебаний поднесущей частоты, расположенный на задней площадке гасящего импульса (рис. 11.67). Получается он путем запира- ния генератора поднесущей частоты на меньший промежуток вре- мени, чем время запираания для других строк.

Цветоразностные сигналы имеют широкий спектр (соответст- вующий четкости яркостного сигнала,  $\sim 6,5$  Мгц). Частотная мо- дуляция таким широким спектром невозможна, да и не требуется, так как глаз не воспринимает цвета мелких деталей. Фильтр низ- кой частоты (ФНЧ, рис. 11.65) ограничивает спектр до 700 кгц; последний и используется для частотной модуляции. На частотный модулятор подается также напряжение поднесущей частоты, выра- батываемое соответствующим генератором. Чтобы уменьшить ви- димость помехи, обусловленной поднесущей частотой (в виде сет- ки) на черно-белых телевизорах, начальная фаза поднесущей при смене кадров изменяется на  $180^\circ$ . Частотно-модулированный сиг- нал поступает в каскад смещения.

Амплитуда  $U_{\text{чм}}$  поднесущей частоты составляет  $0,16 U_{\text{я}}$ . Уров- нь цветовой поднесущей понижен для того, чтобы уменьшить видимость помехи от цветového сигнала на экране черно-белого телевизора.

Яркостный сигнал с выхода матрицы поступает в каскад, где смешивается с синхроимпульсами. Затем смешанный с синхроим- пульсами яркостный сигнал поступает в линию задержки, где за- держивается на время прохождения цветоразностного сигнала че- рез каскады от матрицы до смесителя. Задержка яркостного сиг- нала в линии необходима, чтобы обеспечить совпадение по времени всех составляющих видеосигнала, поступающих на смеситель. С выхода смесителя сложный цветовой сигнал изображения

$$U_{\Sigma} = U_{\text{я}} + U_{\text{цв}} + U_{\text{синхроимп}}$$

поступает к обычному передатчику.

Спектр телевизионного сигнала показан на рис. 11.68. По оси ординат отложена относительная амплитуда.

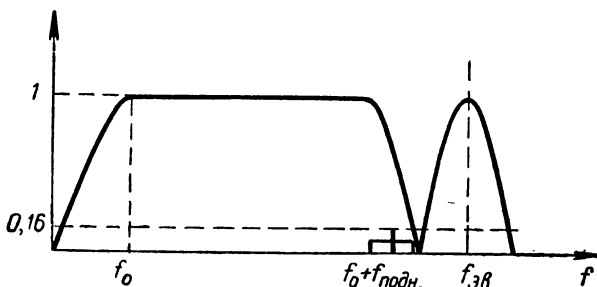


Рис. 11.68.

## § 11.25. Прием цветного изображения. Видеоканал цветного телевизора СЕКАМ

Приемник цветного телевидения имеет высокочастотную и звуковую части, такие же, как у обычных черно-белых телевизоров. Кроме того, в приемнике цветного телевидения имеется декодирующее устройство, осуществляющее расшифровку принятого цветного сигнала. В результате декодирования получаются четыре сигнала  $U_{я}$ ,  $U_{к}$ ,  $U_{с}$ ,  $U_{з}$ , которые используются для получения цветного изображения на экране специального кинескопа.

**Приемная трехлучевая трубка с теневой маской (масочный кинескоп).** В настоящее время в СССР применяются трехцветные приемные трубки с точечным экраном и теневой маской. В трехцветном кинескопе экран покрыт зернами трех сортов люминофоров, светящихся под действием падающих на них электронов красным, зеленым и синим цветом. Каждый сорт люминофора возбуждается отдельным электронным лучом, несущим информацию о соответствующем цвете. Чтобы каждый луч попадал только на «свои» зерна люминофора, используется маска с отверстиями, помещаемая на пути электронных лучей перед экраном. Маска называется теневой потому, что она создает для луча данного цвета тень на «чужих» зернах люминофора. Это достигается соответствующей технологией изготовления маски и экрана.

Процесс изготовления маски и экрана весьма сложен. Маска изготавливается из тонкого (200 мкм) металлического листа. Размеры маски соответствуют полезным размерам изображения на экране кинескопа (для трубки 53ЛК4Ц —  $47 \times 37$  см). Отверстия в маске выполняются методом двустороннего химического травления.

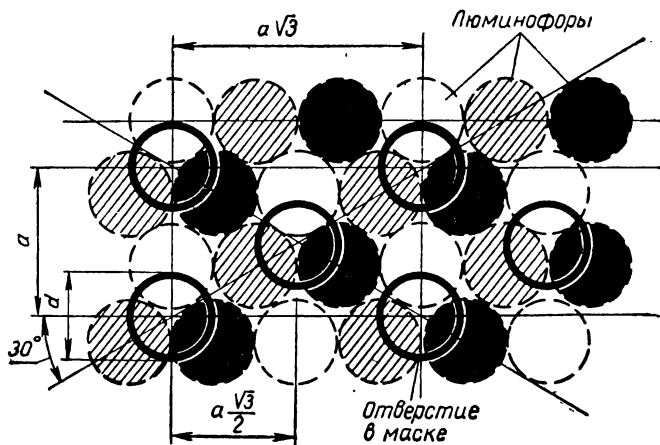


Рис. 11.69.

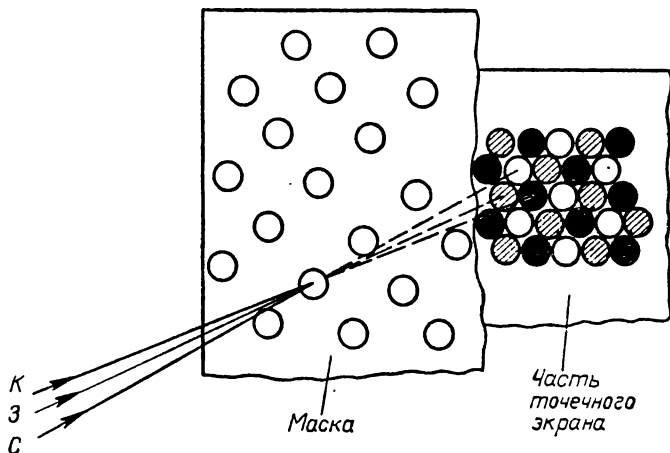


Рис. 11.70.

Точки люминофора наносятся фотографическим путем следующим образом. Готовая маска ставится в рабочее положение на расстоянии  $\sim 15$  мм перед экраном, покрытым сплошным слоем одного из трех люминофоров. В центр отклонения соответствующего «цветного» электронного луча помещается точечный источник света. Источник света через маску засвечивает определенные точки экрана (которые видны из центра отклонения луча и на которые падает электронный луч при развертке). В засвеченных местах люминофор скрепляется со стеклом трубки, а с остальных мест смыывается. Так получают зерна люминофора одного цвета. Аналогично наносятся зерна других цветов. Размеры люминофорных зерен и расстояния между ними такие, что зерна оказываются за пределами разрешающей способности глаза. Чередование разноцветных зерен строго определено (рис. 11.69).

Центр отверстия в маске приходится против центра тройки зерен люминофоров. Трубка размером по диагонали 53 см имеет  $40 \cdot 10^4$  отверстий в маске и в три раза больше зерен люминофора (диаметр зерна  $\sim 0,4$  мм, диаметр отверстия в маске  $\sim 0,26$  мм).

При приеме сигнала изображения на тройку зерен (синее, зеленое и красное) одновременно попадают три электронных луча соответственно от синего, зеленого и красного прожекторов, вызывая одновременно их свечение. Так как зерна очень малы, то глаз воспринимает сложный цвет. Тройка зерен образует один элемент воспроизводимого изображения (рис. 11.70).

Число отверстий в маске равно числу элементов воспроизводимого телевизионного изображения. Чтобы каждый луч попадал на «свой» люминофор, оси трех прожекторов располагаются под некоторым углом к оси трубки (см. рис. 11.70); при этом лучи пересекаются в центре отверстия маски.

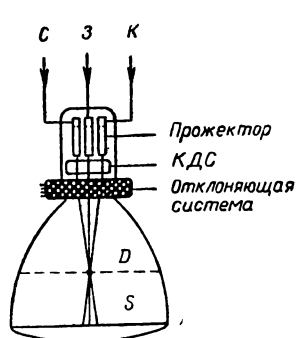


Рис. 11.71.

На горловине трубки размещаются также различные регулировочные элементы, необходимые для правильной работы трубки.

При развертке лучей их взаимное положение должно сохраняться в любом месте экрана (угол схождения лучей должен быть постоянным). Для осуществления сходимости лучей по всему полю маски (рис. 11.71) применяются специальные магниты, расположенные над прожекторами (катушки динамической сходимости *КДС*). Магнитное поле катушек сходимости направлено так, что

можно смещать электронные лучи относительно оси трубки.

Ток катушек сходимости периодически изменяется (с частотой строк), уменьшая угол схождения электронных лучей у краев строк до требуемой величины.

Чтобы не было свечения «чужих» зерен под действием данного электронного луча, необходимо пушки располагать в местах, из которых производилась засветка. Так как практически трудно установить пушки в точности симметрично относительно оси трубки, то в трубке предусмотрена коррекция положения электронных лучей относительно оси, которую выполняет магнитное поле катушки «чистоты цвета».

Основные параметры цветного кинескопа 59ЛК3Ц следующие: ускоряющее напряжение — 25 кВ, напряжение фокусирующего электрода — 5,2 кВ, ток «красного» электронного луча — 225 мкА, ток «зеленого» электронного луча — 190 мкА, ток «синего» луча — 165 мкА. Угол отклонения лучей — 90°.

**Видеоканал цветного телевизора.** После детектирования высокочастотного радиосигнала получается сложный видеосигнал, содержащий синхронизирующие импульсы, яркостный и цветоразностный сигналы. В видеоканале осуществляется декодирование сигнала, т. е. формируются яркостный и цветовые сигналы. Последние поступают на цветной кинескоп и управляют электронными лучами трех пушек.

На рис. 11.72 показана упрощенная блок-схема цветного телевизора.

Высокочастотная часть и блок развертки такие же, как в черно-белом телевизоре, и на рис. 11.72 они подробно не представлены. В настоящем параграфе рассматривается только видеоканал цветного телевизора.

Сложный ( $U_{\Sigma}$ ) видеосигнал поступает в два фильтра. Один фильтр выделяет яркостный сигнал, другой (полосовой фильтр, настроенный на поднесущую частоту) выделяет частотно-модулированный цветовой сигнал поднесущей частоты  $U_{\text{цв}}$ .

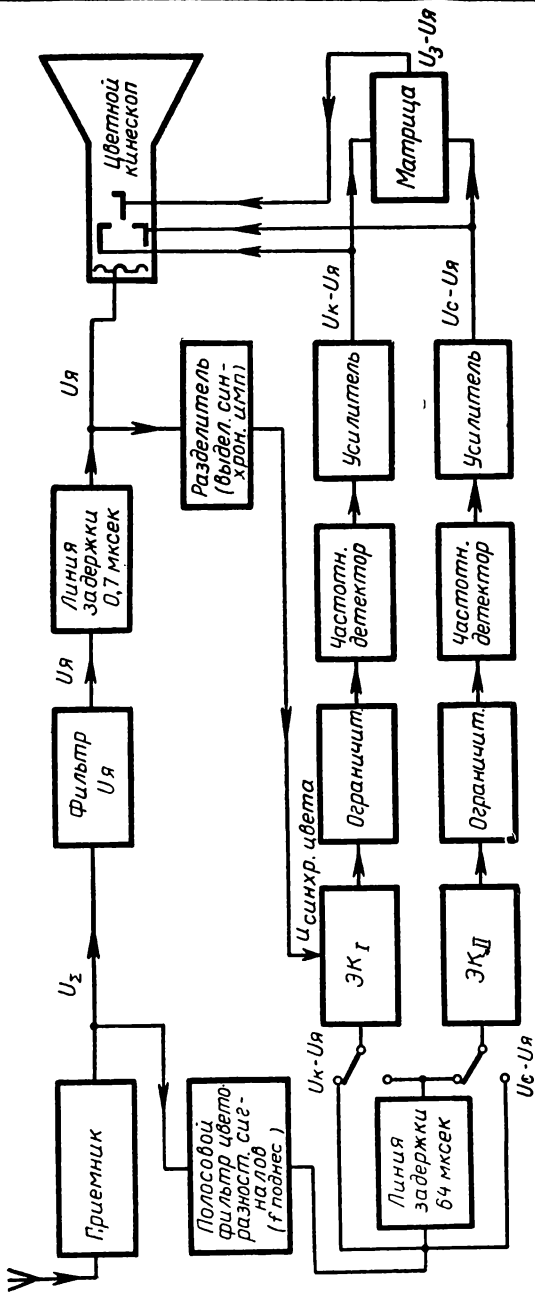


Рис. 11.72.

Так как цветоразностный сигнал  $U_3 - U_{я}$  может быть получен только при одновременном наличии двух других сигналов ( $U_k - U_{я}$  и  $U_c - U_{я}$ ), то при поочередной передаче последних один из них (попеременно) должен быть задержан на время передачи строки. Для одновременного получения сигналов  $U_k - U_{я}$  и  $U_c - U_{я}$  напряжение с выхода полосового фильтра  $U_{цв}$  поступает на вход электронного коммутатора (ЭК) и линии задержки ЛЗ<sup>1</sup>. Когда один коммутатор подключается ко входу ЛЗ, другой подключается к ее выходу. Переключение коммутаторов происходит с частотой строк, правильность работы их обеспечивается сигналами синхронизации цвета. В результате синхронного переключения на выходе одного коммутатора получается всегда сигнал  $U_k - U_{я}$ , а на выходе другого  $U_c - U_{я}$ . Оба сигнала в результате задержки одного из них теперь присутствуют одновременно. Дальше ЧМ сигналы детектируются и усиливаются. На выходах усилителей получаются сигналы  $U_k - U_{я}$  и  $U_c - U_{я}$ . Недостающий цветоразностный сигнал  $U_3 - U_{я}$  формируется в матрице из двух других цветоразностных сигналов.

Три цветоразностных сигнала поступают на управляющие электроды трех электронных прожекторов: «красного», «зеленого» и «синего».

Яркостный сигнал  $U_{я}$ , выделенный фильтром, поступает в линию задержки и задерживается там на время (0,7 мксек), равное времени прохождения цветоразностных сигналов от ЭК до матрицы. Яркостный сигнал подается на катоды электронных пушек.

Образование сигналов  $U_k$ ,  $U_c$ ,  $U_3$  происходит в самой трубке в результате сложения яркостного сигнала и соответствующих цветоразностных:

$$U_{я} + (U_k - U_{я}) = U_k$$

и т. д.

Если сигналы цветности отсутствуют, то канал цветности автоматически отключается. При этом на катоды всех пушек поступает один и тот же сигнал  $U_{я}$ . Электронные потоки всех прожекторов модулируются одинаково, а так как средний ток пушек различен, то цвет, полученный в результате сложения трех цветов каждой тройки зерен люминофора, будет восприниматься как белый. Полученное изображение будет соответствовать изображению на обычном (черно-белом) кинескопе. Таким образом, принцип совместимости в данной системе удовлетворен.

Канал звукового сопровождения в цветном телевизоре не отличается от соответствующего канала обычного телевизора.

<sup>1</sup> Линия задержки состоит из двух электромеханических преобразователей — мембран из пьезоэлектрического материала и отрезка железной полоски. Первый преобразователь трансформирует высокочастотные колебания цветовой поднесущей в механические ультразвуковые колебания, которые распространяются в железной полоске ко второй мембране. Вторая мембрана преобразует механические колебания в электрические. Длина полоски рассчитана так, что время распространения колебаний в ней равно времени передачи строки — 64 мксек.

## РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

## § 12.1. Общие замечания

Для анализа работы радиотехнических устройств требуется проводить целый ряд различных измерений. Например, чтобы проверить режим работы радиоламп и транзисторов, необходимо измерить значения постоянного тока и напряжений на электродах.

Для оценки параметров электрических сигналов возникает необходимость измерения величины напряжения сигнала, наблюдения его формы  $u(t)$ , определения спектрального состава, измерения коэффициента нелинейных искажений, коэффициента модуляции, чувствительности схемы, избирательности и т. д.

Одни параметры сигнала могут быть определены при использовании приборов с непосредственным отсчетом измеряемой величины, другие — с помощью установки, включающей несколько приборов. Для получения верного результата при проведении измерений необходимо учитывать характерные особенности радиотехнической цепи и в зависимости от последних выбирать соответствующий прибор для измерений.

При измерениях в радиотехнических схемах встречаются со следующими характерными условиями и требованиями к измерительной аппаратуре.

В радиотехнике применяют широкую область частот — от единиц герц до десятков тысяч мегагерц. В зависимости от диапазона частот сигналов применяют различные приборы, показания которых не должны зависеть от частоты во всей рабочей области.

Напряжения (и токи) часто имеют сложную форму, что следует учитывать при измерениях.

В радиотехнике широко используются *резонансные явления*. Прибор, подключенный к резонансной системе, не должен вносить расстройки, т. е. входное сопротивление прибора должно быть велико. Последнее требование справедливо вообще при всех измерениях (в радиотехнике обычно контролируется напряжение сигнала). Однако на высоких частотах за счет влияния входной емкости прибора требования к входному сопротивлению становятся более жесткими.



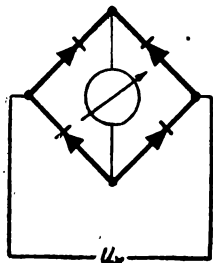


Рис. 12.1.

Приборы, применяемые для радиотехнических измерений, можно разделить на две группы: *электроизмерительные приборы и радиоизмерительные.*

Первая группа включает приборы магнитоэлектрической, электромагнитной, электродинамической и детекторной систем. Магнитоэлектрические приборы пригодны только для измерений на постоянном токе; магнитоэлектрические приборы выпускаются всех классов точности и потребляют малую мощность.

Рабочий диапазон частот приборов электромагнитной и динамической систем лежит около 50 *гц*. Класс точности приборов не выше 0,5. На высоких частотах они не используются вследствие малого входного сопротивления. Вольтметры детекторной системы (рис. 12.1) (измерители выхода) находят широкое применение для измерений на звуковых частотах (30—10 000 *гц*). Индикатором служит гальванометр магнитоэлектрической системы. На высоких частотах показания прибора уменьшаются, так как сказывается емкость диодов и ток проходит, минуя гальванометр. Недостатком этих приборов является низкий класс точности; достоинством — простота конструкции, отсутствие питания.

Радиоизмерительные приборы включают измерительную схему и индикаторную часть. Для измерения напряжения используют ламповый вольтметр (§ 12.2); для наблюдения спектра сигнала — анализатор спектра (§ 12.6), частотная характеристика схемы определяется с помощью испытателя частотных характеристик (§ 12.5). Чрезвычайно широко применяется электронный осциллограф (§ 12.3).

При радиотехнических измерениях требуются различные измерительные генераторы сигналов (гармонических звуковых и высоких частот, модулированных колебаний и пр.).

Обозначения групп некоторых радиоизмерительных приборов согласно ГОСТу следующие:

В — приборы для измерения напряжения и тока: 1 — установка для поверки вольтметров; 2 — вольтметры постоянного тока; 3 — вольтметры переменного тока; 4 — вольтметры импульсные; 5 — вольтметры фазочувствительные; 6 — вольтметры селективные; 7 — вольтметры универсальные; 8 — измерители отношения напряжения и токов; 9 — амперметры и установки для их поверки.

Г — генераторы измерительные: 1 — установки для поверки измерительных генераторов; 2 — генераторы шумовых сигналов; 3 — генераторы сигналов; 4 — генераторы стандартных сигналов; 5 — генераторы импульсов; 6 — генераторы сигналов специальной формы; 7 — свип-генераторы.

С — приборы для наблюдения и исследования формы сигналов

и спектра: 1 — осциллографы; 2 — измерители коэффициента амплитудной модуляции; 3 — измерители девиации частоты; 4 — анализаторы спектра; 5 — анализаторы гармоник; 6 — измерители коэффициента нелинейных искажений; 7 — установки для поверки приборов.

Условное обозначение прибора складывается из обозначения группы (буква), номера подгруппы и порядкового номера данного прибора в своей подгруппе. Между цифрами ставится черточка. В случае модернизации прибора к его условному обозначению в конце добавляются буквы: А (при первой модернизации), Б (при второй) и т. д. Например, Г4-1А — генератор стандартных сигналов, модернизированный. Для комбинированных приборов за буквой группы ставится буква К.

Почти все процессы, рассмотренные в настоящей книге, можно наблюдать и анализировать с помощью приборов, рассматриваемых в данной главе.

## § 12.2. Амплитудный диодный вольтметр

Прибор типа В-3 измеряет напряжение в диапазоне частот от десятков герц до тысячи мегагерц с достаточно высокой точностью измерения (при подаче напряжения на сетку  $L_2$  (рис. 12.2) может быть измерено постоянное напряжение). На рисунке приведена упрощенная принципиальная схема прибора (для одного предела измерений).

Схема содержит две лампы; лампа  $L_1$  работает в режиме параллельного детектирования. Когда лампа открыта, напряжение на большом сопротивлении  $R_1$  мало, так как последнее шунтировано малым сопротивлением открытого диода. При этом конденсатор  $C_1$  быстро ( $C_1 R_{\text{дио́да}} < T_{\text{нч}}$ ) заряжается до амплитудного значения входного напряжения  $U_x$ . При уменьшении входного напряжения диод запирается, и конденсатор разряжается через сопротивление  $R_1$ , создавая на нем падение напряжения. Через фильтр  $R_2 C_2$  постоянная составляющая этого напряжения, пропорциональная амплитудному значению  $U_x$ , поступает на сетку лампы  $L_2$ , работающей в режиме усиления. При отсутствии измеряемого напряжения (зажимы 1—2 закорочены) устанавливают нуль индикатора, добиваясь равенства напряжений  $U_{AB}$  и  $U_{CB}$ . При наличии измеряемого напряжения ток через лампу  $L_2$  уменьшается, компенсация напряжения на участках  $AB$  и  $CB$  нарушается, и прибор дает показание, пропорциональное амплитудному значению измеряемого напряжения. Шкала вольтметра проградуирована в действующих значениях синусоидального напряжения, поэтому для напряжения несинусоидальной формы показания прибора неверны. Амплитудное значение несинусоидального напряжения можно определить, умножив показание прибора на  $\sqrt{2}$ .

Входное сопротивление прибора комплексное. Активное входное сопротивление определяется в основном сопротивлением утеч-

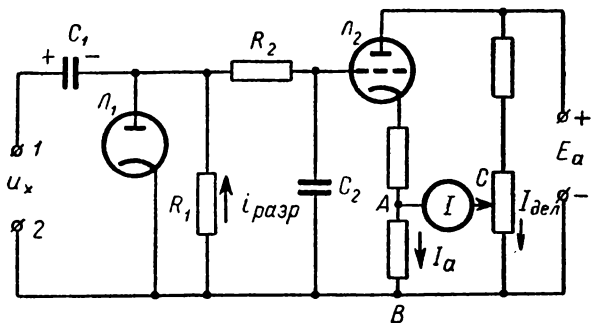


Рис. 12.2.

ки конденсатора  $C_1$ . На низких частотах оно велико (несколько мегом), а с ростом частоты уменьшается за счет увеличения диэлектрических потерь в конденсаторе, ламповой панельке и цоколе.

Входная емкость вольтметра складывается из междуэлектродной емкости лампы  $L_1$  и емкости монтажа и имеет величину 7—15 пкф. Для уменьшения входной индуктивности провода, подключающие вольтметр к схеме, должны быть короткими. Большое входное сопротивление прибора позволяет использовать его на частотах до тысячи мегагерц.

### § 12.3. Электронный осциллограф (ЭО)

В настоящее время ЭО — незаменимый прибор во всех исследованиях, где процесс может быть преобразован в переменное напряжение (есть осциллографы, фиксирующие и постоянную составляющую). Основной частью прибора является электроннолучевая трубка. Электроннолучевая трубка используется во многих других приборах: испытателе частотных характеристик, анализаторе спектра, потенциалоскопе, характериографе и пр.

Существуют различные типы осциллографов, применение которых определяется их техническими характеристиками, чувствительностью, диапазоном частот, типом развертки и др.

Высокое входное сопротивление осциллографа позволяет использовать его в широком диапазоне частот.

Упрощенная блок-схема осциллографа дана на рис. 12.3.

Экраном служит дно трубки с нанесенным слоем люминофора, дающим зеленое свечение, наиболее чувствительное для глаза, или синее (для фотографии).

Яркость свечения люминофора пропорциональна кинетической энергии и числу попадающих на него электронов. Изменяется яркость при изменении напряжения на модулирующем электроде в соответствии с модуляционной характеристикой трубки (§ 11.11).

В горловине трубки находится пентодный электронный прожек-

тёр, формирующий узкий электронный луч. Для получения электрических полей, отклоняющих луч, в трубке имеются две пары пластин ( $Y$  и  $X$ ; рис. 12.3), на которые подаются напряжения.

Для наблюдения временной зависимости исследуемого напряжения  $u(t)$  осуществляется развертка луча по горизонтали ( $X$ -развертка). Для получения неискаженной формы изучаемого напряжения, подаваемого на  $Y$ -вход осциллографа, масштаб времени должен быть постоянным, следовательно, луч должен перемещаться по горизонтали равномерно.

Чтобы получить равномерное перемещение луча по горизонтали, на  $X$ -пластины подается пилообразное напряжение (см. ниже), вырабатываемое генератором развертки. При обратном ходе луча трубка запирается отрицательным напряжением, поступающим на модулятор  $M$ .

Если на вертикальный вход осциллографа (рис. 12.3) подать исследуемое напряжение, а на горизонтальный — напряжение развертки, то результирующее движение электронного луча будет соответствовать временному изменению исследуемого напряжения, если периоды обоих движений согласованы ( $T_x = kT_y$ ;  $k = 1, 2, \dots$ ).

Одним из основных параметров осциллографа является его чувствительность, которая определяется смещением электронного луча при подаче на вход напряжения, равного 1 в. Смещение пятна на экране при выключенной развертке пропорционально удвоенной амплитуде, поэтому чувствительность

$$S_y = \frac{l_y}{2U_m} = K_y S_{Ty},$$

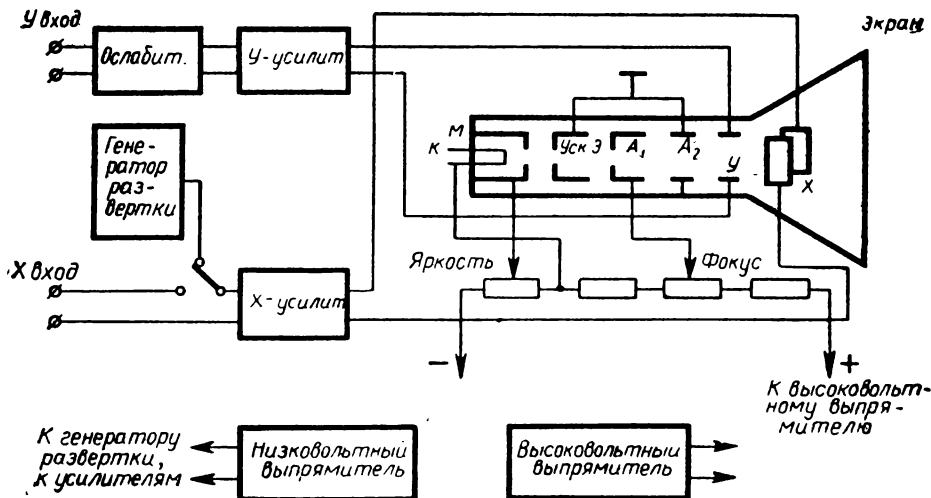


Рис. 12.3.

где  $K_y$  — коэффициент усиления вертикального усилителя,  $S_{\text{гy}}$  — чувствительность трубки по оси  $y$ ,  $l_y$  — величина смещения луча.

Чувствительность трубки определяется конструкцией и питанием трубки:

$$S_{\text{гy}} = \frac{aL}{2dU_a},$$

где  $a$  — длина пластин,  $d$  — расстояние между ними,  $L$  — расстояние пластин до экрана,  $U_a$  — ускоряющее напряжение трубки.

Для получения постоянной чувствительности осциллографа в широком диапазоне частот коэффициент усиления  $K_y$  должен быть постоянным. На рис. 12.4 показана упрощенная схема *вертикального* входа осциллографа С1-1. Здесь  $R_4C_4$  — переходная цепочка, препятствующая прохождению на сетку  $L_1$  постоянной составляющей напряжения.

Таким образом данный осциллограф не реагирует на постоянное напряжение. Ослабление напряжения не зависит от частоты, так как к сопротивлениям делителя  $R_1, R_2, R_3$  присоединены корректирующие на высоких частотах конденсаторы, подобранные так, что  $R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3 = R_4C_{\text{лампы}}$ .

Первым ламповым каскадом (левая половина  $L_1$ ) является катодный повторитель (§ 7.5). Его применение дает возможность повысить входное сопротивление прибора, так как входная динамическая емкость катодного повторителя  $C_{\text{вх}} = C_{\text{ас}} + (1 - K)C_{\text{ск}}$  в несколько десятков раз меньше входной динамической емкости усилительного каскада с анодной нагрузкой  $C_{\text{дин}} = C_{\text{ск}} + (1 + K)C_{\text{ас}}$ . Нагрузкой катодного повторителя служит резистор  $R_7$ . При его изменении плавно регулируется усиление сигнала. Правая половина  $L_1$  и левая половина  $L_2$  являются широкополосными усилителями с частотной коррекцией. Усилительный каскад на левой половине  $L_2$  имеет отрицательную обратную связь, определяемую падением напряжения на  $R_{13}$ . Правая половина  $L_2$  — катодный повторитель. Применение между усилительными каскадами катодного повторителя с малым сопротивлением нагрузки позволяет увеличить верхнюю граничную частоту усилителя, так как при малом сопротивлении нагрузки влияние входной емкости  $L_3$  скажется на более высокой частоте.

Схема включения ламп  $L_3$  и  $L_4$  является парафазным усилителем. Парафазный усилитель называется так потому, что выходные напряжения каскадов  $u_{a_3}$  и  $u_{a_4}$  при равных анодных нагрузках равны по величине и противоположны по фазе (рис. 12.5).

Парафазный усилитель используется для симметричного питания пластин трубки осциллографа. Резистор  $R_{19}$  — общий для обеих ламп.

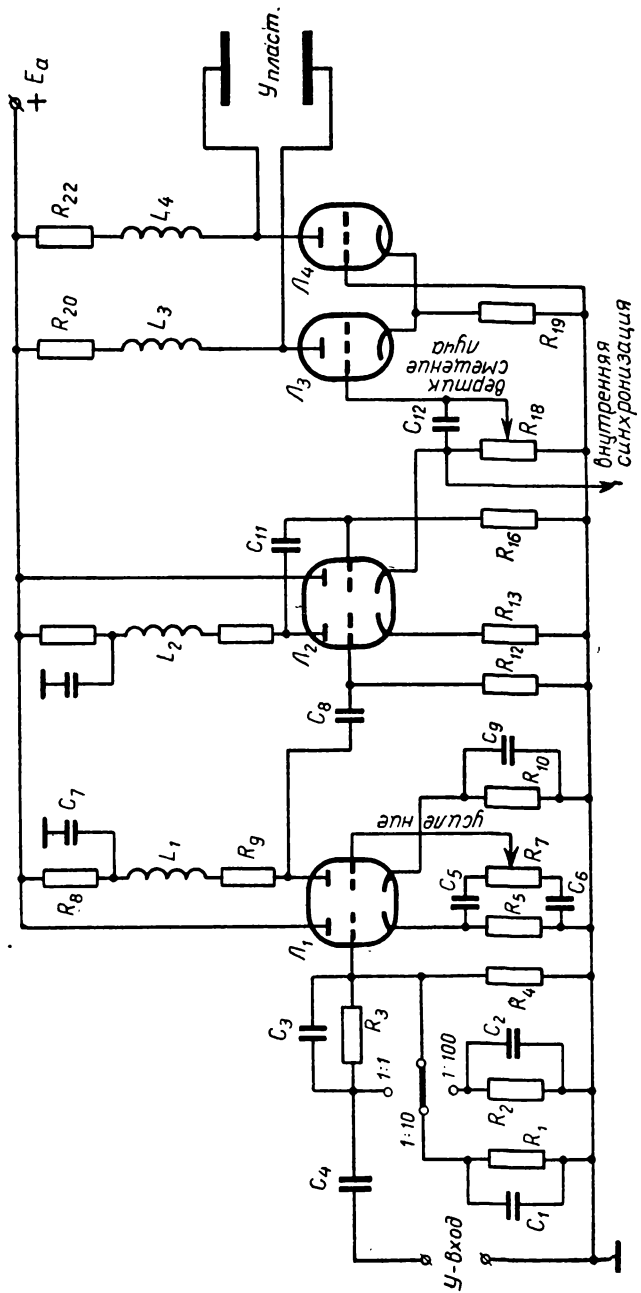


Рис. 12.4.

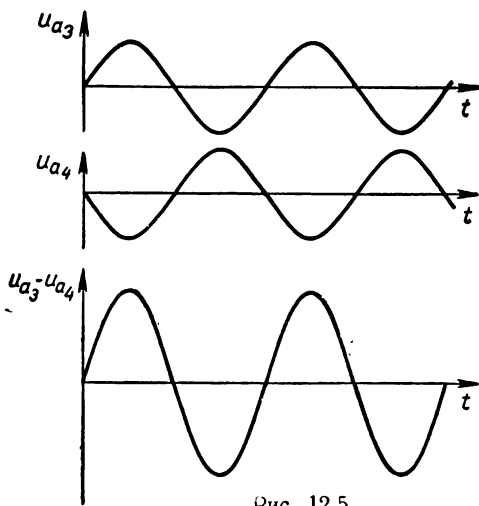


Рис. 12.5.

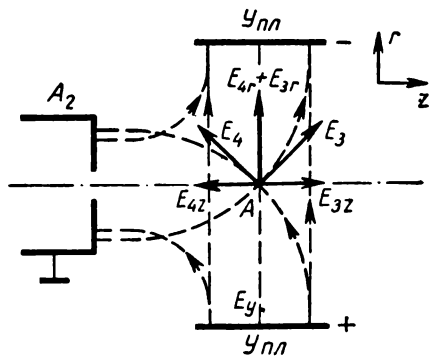


Рис. 12.6.

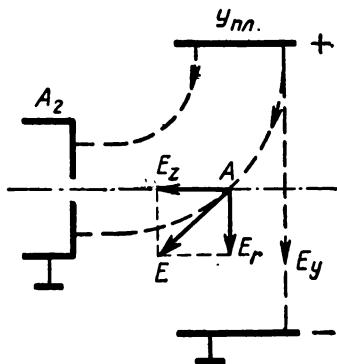


Рис. 12.7.

С увеличением потенциала сетки лампы  $L_3$  увеличивается анодный ток этой лампы, анодное напряжение  $u_{a3}$  падает, напряжение на  $R_{19}$  увеличивается. Напряжение на  $R_{19}$  является входным для лампы  $L_4$ . Повышение потенциала катода  $L_4$  приводит к уменьшению сеточного напряжения  $L_4$  и повышению потенциала ее анода. Потенциалы анодов  $L_3$  и  $L_4$ , изменяющиеся в противоположных фазах, подаются на вертикально отклоняющие пластины. При наличии парафазного усилителя напряжения между каждой из пластин и землей симметричны, а напряжение между пластинами, равное  $u_{a3} - u_{a4}$ , увеличивается в два раза (см. рис. 12.5).

При симметричном питании пластин отсутствуют искажения сигнала и не портится фокусировка. Действительно, пусть в некоторый момент времени верхняя пластина отрицательна, а нижняя положительна. Между пластинами существует поле  $E_y$  (рис. 12.6). Линии напряженности электрического поля  $E_y$  направлены снизу вверх. Между верхней и нижней пластинами и анодом  $A_2$  существу-

ют поля  $E_3$  и  $E_4$ . Линии напряженности соответствующих полей на рис. 12.6 показаны пунктиром. Напряженность поля в некоторой точке  $A$  равна геометрической сумме напряженностей  $E_3$  и  $E_4$ , направленных по касательным в точке  $A$  к соответствующим линиям напряженности. Поперечные составляющие  $E_{4r}$  и  $E_{3r}$  направлены в одну сторону (рис. 12.6), и сила  $F_r = -eE_r$  увеличивает чувствительность трубки. Составляющие  $E_{3z}$  и  $E_{4z}$  равны и направлены в противоположные стороны по оси трубки. Следовательно, скорость электронов при симметричном питании не изменяется, и фокусировка, осуществленная полем  $A_1$ , не нарушается.

Масштаб отклонения для положительных и отрицательных полупериодов напряжения одинаков, и искажения отсутствуют.

При несимметричном питании (см. рис. 12.7) появляется продольная составляющая  $E_z$ , которая изменяет скорость электронов и нарушает фокусировку. За счет увеличения скорости будет уменьшаться отклонение электронов по вертикали. Через половину периода направление поля изменится на противоположное. Скорость электронов уменьшится, отклонение увеличится. Таким образом для положительного и отрицательного полупериодов исследуемого напряжения  $u_y$  масштаб отклонения будет различным, что приведет к искажению сигнала. Фокусировка нарушится за счет изменения скорости.

Анод  $A_2$  и соединенный с ним проводящий слой обычно заземляются. Если был бы заземлен катод трубки, то входные зажимы отклоняющих пластин, имеющие средний потенциал, равный потенциалу  $A_2$  (для устранения расфокусировки электроны после электронного прожектора должны лететь по инерции), находились бы под высоким напряжением (около 1 кВ) относительно корпуса прибора, что было бы опасно при эксплуатации осциллографа. Поэтому второй анод соединяется с корпусом, а катод трубки хорошо изолируется от шасси.

Смещение луча по вертикали осуществляется изменением постоянного напряжения на резисторе  $R_{18}$ . При перемещении движка  $R_{18}$  вверх потенциал сетки лампы  $L_3$  увеличивается, потенциалы анода  $L_3$  и нижней  $Y$ -пластины уменьшаются. Напряжение на  $R_{19}$  и, следовательно, потенциал катода  $L_4$  увеличиваются. Потенциал анода  $L_4$  и верхней  $Y$ -пластины также увеличивается. Таким образом, при перемещении движка резистора  $R_{18}$  вверх потенциал верхней пластины увеличивается, а нижней уменьшается, и луч смещается вверх.

**Генератор непрерывной развертки.** пилообразное напряжение вырабатывается генератором, схема которого (на тиратроне) дана на рис. 12.8.

При включении схемы конденсатор  $C_1$  заряжается от источника  $E_a$  через большое анодное сопротивление  $R_1$ . Напряжение на кон-



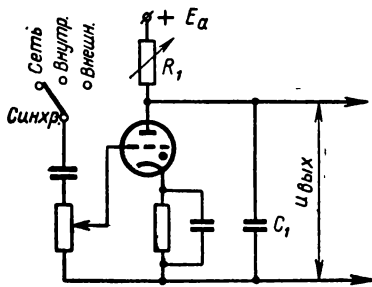


Рис. 12.8.

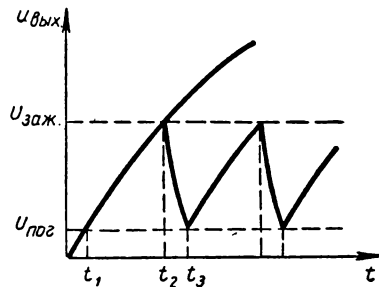


Рис. 12.9.

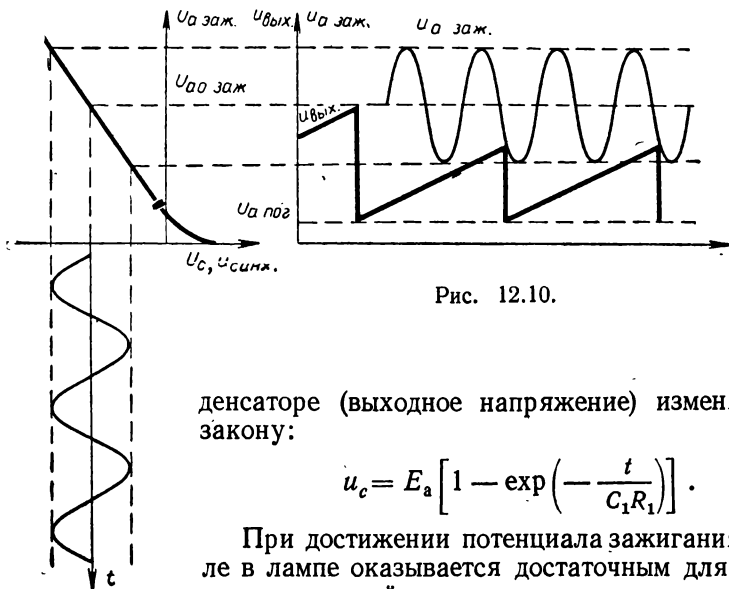


Рис. 12.10.

денсаторе (выходное напряжение) изменяется по закону:

$$u_c = E_a \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) \right].$$

При достижении потенциала зажигания  $U_{\text{зж}}$  поле в лампе оказывается достаточным для ионизации газа в ней, и тиратрон открывается (§ 6.8).

Проводимость тиратрона увеличивается, потенциал анода уменьшается, и конденсатор  $C_1$  разряжается через открытый тиратрон по закону:

$$u_c' = U_{\text{зж}} \exp\left(-\frac{t}{R_T C_1}\right).$$

Когда напряжение на конденсаторе (тиратроне) достигнет потенциала погасания  $U_{\text{пог}}$ , тиратрон запрется, и опять начнется заряд конденсатора (рис. 12.9).

Такие колебания называются *релаксационными*. Так как постоянная времени  $R_1 C_1$  заряда велика, то рабочий участок кривой заряда, соответствующий интервалу времени  $t_2 - t_1$ , близок к

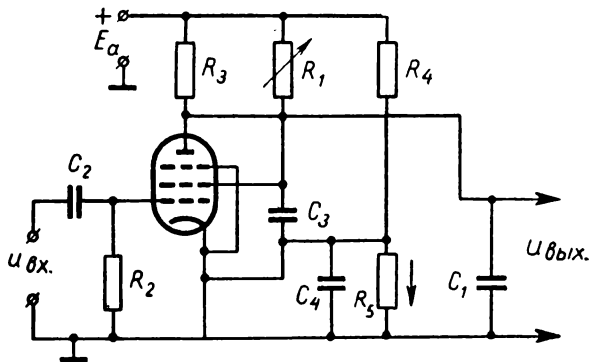


Рис. 12.11.

прямолинейному. Усиленное напряжение  $u_c$  вызывает практически равномерное перемещение электронного луча. Постоянная времени  $R_T C_1$  разряда мала, и луч быстро возвращается обратно ( $t_3 - t_2$  — время обратного хода луча). Период релаксационных колебаний в основном определяется временем заряда конденсатора

$$T = R_1 C_1 \ln \frac{E_a - U_{\text{пог}}}{E_a - U_{\text{зак}}}$$

Период может изменяться плавно за счет изменения  $R_1$  и скачком — при изменении емкости  $C_1$ .

За счет нестабильности источника и температурной зависимости  $U_{\text{зак}}$  и  $U_{\text{пог}}$  тиратрона период релаксационных колебаний является нестабильным, поэтому генератор нуждается в синхронизации (§ 11.22). Синхронизирующим напряжением может быть исследуемое напряжение, напряжение от сети и от какого-либо внешнего источника. Подавая синхронизирующее напряжение на сетку тиратрона, можно регулировать  $U_{\text{зак}}$ . На рис. 12.10 приведен график для случая синусоидального синхронизирующего напряжения. При гармоническом синхронизирующем напряжении потенциал зажигания тиратрона изменяется гармонически. Период развертки стабилизируется (рис. 12.10,  $T_{\text{разв}} = 2T_{\text{синх}}$ ).

Для получения пилообразного напряжения используются также схемы с электронными лампами, обеспечивающие большую стабильность частоты и амплитуды, чем генератор на тиратроне.

**Генератор ждущей развертки.** Для исследования кратковременных импульсов с большой скважностью ( $t_{\text{имп}} \ll T_{\text{повторения}}$ ) непрерывная развертка не годится, так как форму импульса рассмотреть невозможно: при кратковременном импульсе и относительно малой скорости развертки на экране получается очень узкий всплеск исследуемого напряжения.

Для наблюдения короткого импульса нужно, чтобы он развертывался на значительную часть экрана; при этом скорость и ам-

плитуда развертки регулируются в соответствии с длительностью импульса. При ждущей развертке пилообразное напряжение вырабатывается только на время существования импульса, а в остальное время трубка заперта. Генератор ждущей развертки начинает вырабатывать пилообразное напряжение при воздействии на него сигналов запуска. В качестве последних обычно используют исследуемые импульсы или специальную схему, вырабатывающую импульсы при действии исследуемого импульса. Схема простейшего генератора ждущей развертки представлена на рис. 12.11.

Когда запускающий импульс отсутствует, лампа заперта напряжением с сопротивления  $R_5$  делителя  $R_4R_5$ ; конденсатор  $C_1$  заряжается через сопротивление  $R_3$  до потенциала источника  $E_a$ . При действии запускающего положительного импульса достаточной амплитуды лампа отпирается, и конденсатор разряжается через нее в течение времени действия импульса. По окончании действия запускающего импульса лампа запирается, и конденсатор опять заряжается до напряжения  $E_a$ , которое сохраняется до прихода следующего импульса. Скорость развертки, определяемая длительностью разряда, регулируется плавно резистором  $R_1$ , при изменении которого изменяется потенциал экранирующей сетки и сопротивление лампы, и скачком — сменой конденсаторов  $C_1$ .

Недостатком этой схемы является некоторое запаздывание начала пилообразного импульса относительно начала запускающего импульса. При этом передний фронт импульса полностью не рассматривается. Для устранения этого недостатка исследуемый импульс несколько задерживается линией задержки (линия из сосредоточенных LC-элементов), включенной в схему вертикального усилителя. Длительность импульсов определяется по калиброванным по частоте меткам, созданным специальным генератором, напряжение которого поступает на модулятор или отклоняющие пластины.

## § 12.4. Применения электронного осциллографа

Применения осциллографа настолько многочисленны, что перечислить их все в данной книге невозможно; мы рассмотрим лишь наиболее распространенные из них.

1. Если на вертикальный вход подать исследуемое напряжение и включить напряжение развертки, то на экране осциллографа можно наблюдать изменение напряжения сигнала со временем  $u = f(t)$ . Чтобы кривая сигнала на экране была неподвижной, необходимо выполнение условия:

$$\frac{T_{\text{разв}}}{T_c} = N, \quad N = 1, 2, \dots$$

Если период развертки не кратен периоду сигнала  $T_c$ , то отклоненный электронный луч после возвращения в начальное по-

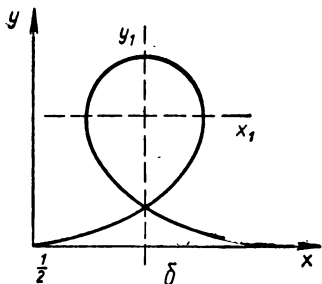
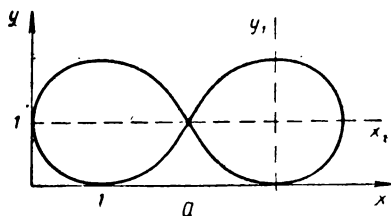


Рис. 12.12.

ложение будет развертывать исследуемое напряжение каждый раз, начиная с различной фазы последнего. При этом будет создаваться впечатление, что кривая напряжения смещается по экрану. Чем больше разность  $|T_{\text{разв}} - NT_{\text{с}}|$ , тем больше скорость перемещения.

Чтобы напряжение не искажалось, усиление сигнала должно быть линейным, и, следовательно, амплитуда сигнала не должна быть большой ( $U_{\text{макс}}$  указывается в паспорте прибора). При большой амплитуде синхронизирующего напряжения также возможны искажения сигнала.

Частотные границы осциллографа определяются полосой пропускания усилителей.

Фотографии различных осциллограмм  $u = f(t)$  приводились в предыдущих главах. Спектральный состав осциллографом не определяется.

2. Если на вертикальный вход подать напряжение сигнала при выключенной развертке, то по величине смещения луча  $l$  можно определить амплитудное значение исследуемого напряжения:

$$U_m = \frac{l}{2S_y}$$

если известна чувствительность входа осциллографа. Таким образом, осциллограф может быть использован в качестве амплитудного вольтметра.

3. При подаче на горизонтальный и вертикальный входы двух гармонических напряжений разной частоты на экране будут наблюдаться фигуры Лиссажу; при целочисленном отношении частот они будут неподвижны. По известной частоте одного из напряжений можно определить частоту другого.

Для определения отношения частот фиксируют число касаний по осям  $x$  и  $y$  (рис. 12.12).

Частота вертикального отклоняющего напряжения  $f_y$  определяет число касаний фигуры с осью  $x$  (или число пересечений с осью  $x_1$ ). Частота горизонтального отклоняющего напряжения опреде-

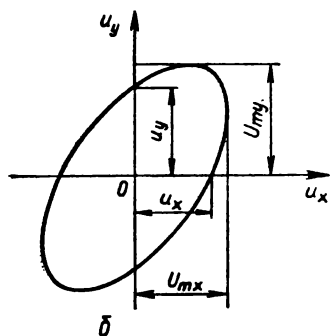
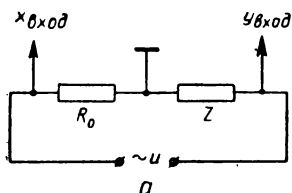


Рис. 12.13.

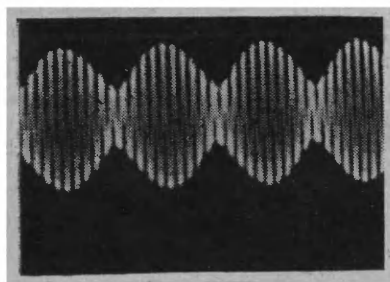


Рис. 12.14.

ляет число касаний с осью  $y$  (или пересечений с осью  $y_1$ ). Эти касания (пересечения) происходят, очевидно, за один период изменения напряжения меньшей частоты. На рис. 12.12, а одному касанию (двум пересечениям) с вертикальной осью отвечают два касания (четыре пересечения) с горизонтальной осью. Следовательно,

$$f_x : f_y = 1 : 2.$$

На рис. 12.12, б двум пересечениям с горизонтальной осью отвечают три пересечения с вертикальной осью, так что

$$f_x : f_y = 3 : 2.$$

При определении числа касаний приходится «одностороннему» касанию (например, в начале координат) приписывать число, равное половине.

4. По виду и расположению фигуры Лиссажу (в случае равенства отклоняющих частот) можно определить фазовый сдвиг между током и напряжением в цепи с реактивным сопротивлением (рис. 12.13, а, б).

Так как

$$\begin{aligned} u_x &= iR_0 = I_m R_0 \cos \omega t = \\ &= U_{mx} \cos \omega t, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_y &= I_m Z \cos(\omega t - \varphi) = \\ &= U_{my} \cos(\omega t - \varphi), \end{aligned}$$

то уравнение траектории луча есть уравнение эллипса:

$$\left(\frac{u_x}{U_{mx}}\right)^2 + \left(\frac{u_y}{U_{my}}\right)^2 - \frac{2u_x u_y}{U_{mx} U_{my}} \cos \varphi = \sin^2 \varphi.$$

При

$$u_x = 0 \quad \frac{u_y}{U_{my}} = |\sin \varphi| = \frac{I_y}{I_m};$$

при

$$u_y = 0 \quad \frac{u_x}{U_{m.x}} = |\sin \varphi| = \frac{l_x}{l_{m.x}}.$$

Знак фазового сдвига определить нельзя, так как неизвестно направление вращения луча по эллипсу.

5. Если подать на вертикальный вход осциллографа амплитудно-модулированное напряжение

$$u = U_m(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

то по осциллограмме можно определить коэффициент модуляции (рис. 12.14):

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}.$$

### § 12.5. Измеритель частотных характеристик (ИЧХ)

ИЧХ предназначен для исследования частотных характеристик и настройки усилителей, фильтров и других четырехполюсников.

Частотная характеристика какого-либо устройства определяется зависимостью модуля коэффициента передачи от частоты:

$$K(f) = \frac{U_{\text{вых}}(f)}{U_{\text{вх}}(f)}.$$

Следовательно, при изменении частоты входного сигнала, имеющего постоянную амплитуду напряжения, изменение амплитуды выходного напряжения соответствует частотной характеристике схемы:

$$K(f) \sim U_{\text{вых}}(f).$$

Чтобы получить на экране осциллографа ИЧХ частотную характеристику исследуемой схемы, на ее вход (рис. 12.15) подают частотно-модулированное напряжение, вырабатываемое измерителем частотных характеристик (в. ч. выход).

Напряжение с выхода схемы подают на выносную детекторную головку ИЧХ. Отдетектированное напряжение поступает на усилитель вертикального отклонения осциллографа ИЧХ. Горизонтальная развертка в осциллографе производится напряжением,

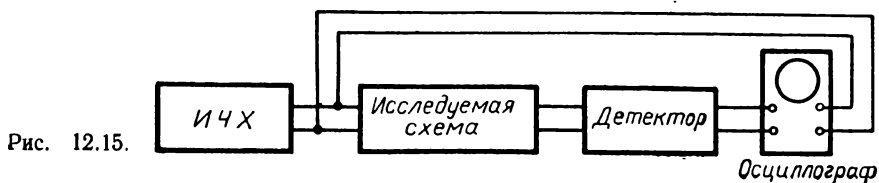


Рис. 12.15.

частота которого  $\Omega$  изменяется пропорционально времени; это напряжение снимается с выхода ИЧХ. В результате на экране получается кривая

$$U_y = f(\Omega).$$

Для модуляции частоты выходного напряжения ИЧХ используется пилообразное напряжение генератора развертки осциллографа. Масштаб частотной развертки определяется девиацией частоты, зависящей от амплитуды пилообразного напряжения.

Для определения полосы пропускания схемы имеется маркерное устройство; импульсы напряжения с него поступают на вертикально-отклоняющие пластины осциллографа, создавая всплеск на кривой частотной характеристики. Масштаб расстояния между метками (по горизонтали) указывается в паспорте прибора (в значениях частоты).

Фотографии частотных характеристик, снятых с экрана ИЧХ, приводятся на рис. 17, 22, 23 «Приложения».

## § 12.6. Анализатор спектра (АС)

Этот прибор используется для анализа спектра непрерывных колебаний (АМ, ЧМ, ФМ и др.), спектра периодической последовательности радио- и видеоимпульсов и спектра шумов. Прибор может быть использован также как измеритель нелинейных искажений.

Основными частями схемы прибора являются супергетеродинный приемник и осциллограф. Частота гетеродина периодически изменяется в соответствии с напряжением развертки электронного луча, так что горизонтальное отклонение луча пропорционально изменению частоты. При смешивании напряжения частоты  $\omega(t)$  гетеродина с исследуемым сигналом

$$u = f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos(\omega_k t - \varphi_k)$$

получаются поочередно разностные частоты  $(\omega - \omega_k)$ , поступающие на нагрузку смесителя (параллельный резонансный контур с собственной частотой  $\omega_0$ ). При равенстве частот  $\omega_0 = |\omega - \omega_k|$  на контуре возникает повышенное напряжение; оно усиливается усилителем промежуточной частоты УПЧ. В результате последующего детектирования получается униполярное напряжение с огибающей, соответствующей частотной характеристике контура. После детектора сигнал поступает на усилитель вертикального отклонения электроннолучевой трубки. На экране осциллографа при этом наблюдаются вертикальные всплески, положение которых определяется частотой  $\omega_k$ , ширина — полосой пропускания контуров УПЧ, а высота пропорциональна амплитуде напряжения соответствующей гармоники спектра сигнала.

Для увеличения избирательности, определяемой относительной расстройкой контура  $\frac{\Delta f}{f_0}$  и, следовательно, разрешающей способности прибора, используется двукратное понижение несущей частоты и применяются контуры УПЧ и смесителя с очень узкой полосой пропускания.

Анализаторы спектра изготавливаются на различные диапазоны — от звуковых до высоких радиочастот.

Фотографии спектров, полученных на экране прибора, были изображены на рис. 2.5, 2.9 и др.

## § 12.7. Звуковой генератор (ЗГ)

Для регулировки низкочастотных каскадов радиоустройств используют звуковые генераторы, вырабатывающие гармонические колебания, частота и напряжение которых могут непрерывно изменяться.

Звуковые генераторы имеют малое выходное сопротивление, поэтому выходное напряжение прибора мало зависит от сопротивления нагрузки.

Наиболее широко распространены звуковые  $RC$ -генераторы. Частота колебаний генератора определяется значениями  $R$  и  $C$  фазирующей цепочки.

Для получения достаточной мощности колебаний и согласования выхода звукового генератора с нагрузкой используется усилитель мощности с трансформаторным выходом. Величины согласованных сопротивлений нагрузки указаны на лицевой панели прибора ( $R_{\text{вых}}$ ). При согласованной нагрузке выходная мощность максимальна, а напряжение равно:

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{P_{\text{вых}} R_{\text{вых}}} .$$

Если сопротивление нагрузки значительно больше  $R_{\text{вых}}$ , то для правильной работы ЗГ необходимо включить *внутреннюю* нагрузку.

Выходное напряжение измеряется имеющимся в приборе ламповым вольтметром при определенной (указанной в паспорте прибора) согласованной нагрузке. При других нагрузках его показания неверны.

## § 12.8. Высокочастотный генератор

Высокочастотные маломощные генераторы стандартных гармонических колебаний (Г4-1А и пр.) применяются для измерения и регулировки качественных показателей радиоприемников: чувствительности, избирательности и пр. Для расширения технических



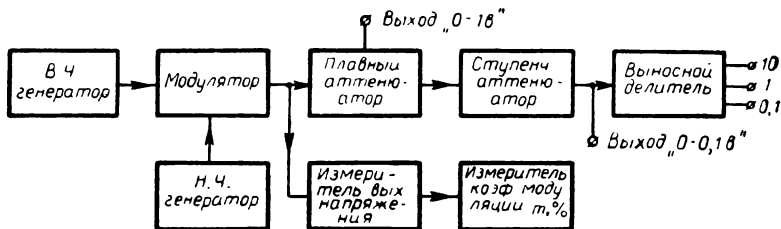


Рис. 12.16.

применений в приборе возможно осуществление модуляции колебаний низкочастотным (400 *гц*, 1000 *гц*) напряжением от генератора, входящего в схему прибора.

Возможна также модуляция от внешнего источника. Напряжение высокой частоты калибровано по частоте, амплитуде и глубине модуляции. Наличие этой калибровки отличает генераторы стандартных сигналов от простых генераторов сигналов; последние дают определенные частоты, но амплитуды сигналов в них не калиброваны.

На рис. 12.16 дана блок-схема прибора Г4-1А (ГСС-6).

Прибор имеет два выхода калиброванного напряжения. Выход «0-1 в», соединенный с плавным аттенуатором, позволяет получить на конце кабеля напряжение от 0 до 1 в. С выхода «0-0,1 в» на конце кабеля, нагруженного выносным делителем, можно получить напряжение от 0,1 *мкв* до 0,1 в. Минимальное выходное напряжение на конце кабеля указано на контакте делительной колодки (0,1 *мкв*, 1 *мкв*, 10 *мкв*).

Величина напряжения, поступающего на аттенуаторы, фиксируется ламповым вольтметром. Калибровка выходного напряжения выполнена при напряжении на входе аттенуатора — 1 в (соответствует положению стрелки индикатора на риске «1»). Величина выходного напряжения определяется произведением показаний ручек «микровольты», «множитель» и числа на делительной колодке.

Измерение коэффициента глубины модуляции производится по величине усиленной звуковой составляющей отдетектированного модулированного сигнала при постоянной амплитуде несущих колебаний (1 в). Ламповый вольтметр, измеряющий напряжение низкой частоты, проградуирован в процентах глубины модуляции

$$m = \frac{\Delta U}{U_0} \% .$$

## ОСНОВНЫЕ ДЕМОНСТРАЦИИ ПО КУРСУ РАДИОТЕХНИКИ

### 1. Действие системы радиосвязи

В демонстрации производится передача и прием информации с помощью электромагнитных волн высокой частоты.

Оборудование: 1) генератор высокой частоты Г4-5; 2) генератор низкой частоты ГЗ-1; 3) усилитель низкой частоты У-50; 4) волномер Ч2-3; 5) электронный осциллограф С1-1 — 2 шт.; 6) дипольная антенна — 2 шт.; 7) микрофон; 8) камертон.

На рис. 1 приведена блок-схема демонстрации.

Микрофон преобразует звуковое сообщение в электрический сигнал. Усиленный электрический сигнал управляет амплитудой (модулирует амплитуду) несущих колебаний, вырабатываемых генератором стандартных сигналов (Г4-5). Модуляция осуществляется в самом приборе (режим «внешняя модуляция»). С выхода Г4-5 АМ сигнал поступает в антенну и излучается в пространство;  $f_{\text{нес}} \approx 400 \text{ Мгц}$ . Передающая и приемная антенны устанавливаются параллельно друг другу. В качестве детекторного приемника в этой системе связи используется волномер Ч2-3, содержащий избирательный фильтр-резонатор и детектор. Индикаторами принятого сигнала являются прибор магнитоэлектрической системы, регистрирующий постоянную составляющую выпрямленного детектором высокочастотного напряжения, и осциллограф С1-1, фиксирующий низкочастотную составляющую выпрямленного напряжения.

При использовании С1-1 увидеть форму несущих и модулированных колебаний частоты порядка  $400 \text{ Мгц}$  невозможно, так как указанная частота лежит далеко за пределами полосы пропускания усилителя осциллографа.

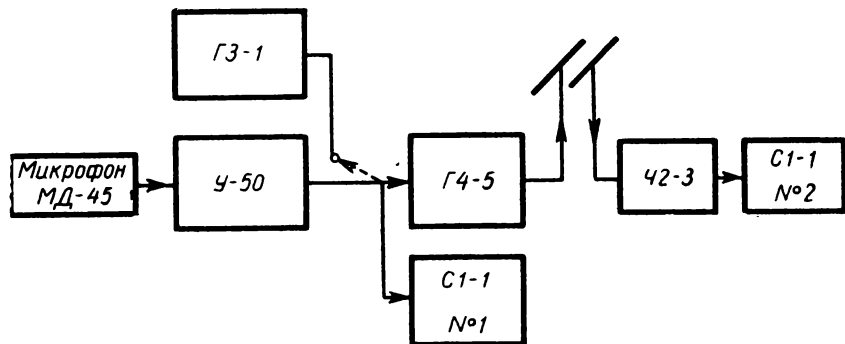


Рис. 1.

1. Включают приборы и настраивают фильтр приемника в резонанс с несущими колебаниями (резонанс отмечается по максимальному показанию гальванометра волномера).

2. Говоря перед микрофоном, наблюдают на осциллографе 1 сложный электрический сигнал, соответствующий речи говорящего. На осциллографе 2 фиксируют прием.

3. Выключают напряжение несущих колебаний — прием отсутствует. Опыт показывает, что передача сообщения осуществляется с помощью высокочастотных колебаний.

Так как речи соответствует сложный управляющий сигнал, то оценить качество приема трудно. Для этого используют сообщение, которое дает простой электрический сигнал. Таким сообщением служит звук от камертона. Электрический сигнал сообщения — затухающее квазигармоническое напряжение.

4. Проводя эксперимент с камертоном, убеждаются, что прием проходит с малыми искажениями. Однако еще удобнее иметь гармонический управляющий сигнал.

В радиотехнике для оценки работы различных устройств широко используют гармоническое напряжение.

В демонстрации для модуляции несущих колебаний используется гармоническое напряжение от звукового генератора ГЗ-1. Естественно, при этом необходимость в камертоне, микрофоне и усилителе отпадает.

5. Используя для модуляции гармоническое напряжение звукового генератора, отмечают, что принятый сигнал верно воспроизводит сигнал сообщения (уровень помех мал). При изменении параметров сигнала сообщения (частоты, амплитуды) отмечают одновременное соответствующее изменение параметров принятого сигнала. Последнее лишнее раз доказывает, что существует связь между данным передатчиком и данным приемным устройством.

6. Демонстрация опыта А. С. Попова. Включают несущие колебания на различные промежутки времени. При этом в пространстве излучаются пакеты электромагнитных волн различной длительности. По гальванометру волномера наблюдают прием различной длительности. Используя определенный код (например, азбуку Морзе), иллюстрируют передачу сообщения.

7. В заключение показывают поляризацию колебаний, излучаемых дипольной антенной. При параллельных антеннах связь есть, при скрещенных — нет.

**В ы в о д.** Связь осуществляется с помощью высокочастотных колебаний. Для передачи сообщения в демонстрации управляют амплитудой несущих колебаний. Прием максимален, когда дипольные антенны параллельны друг другу.

## 2. Амплитудно-модулированный сигнал

В демонстрации анализируются временная и спектральная характеристики амплитудно-модулированного (АМ) сигнала.

- Об о р у д о в а н и е:** 1) генератор высокочастотных колебаний Г4-1А; 2) генератор низкочастотных колебаний ГЗ-7А; 3) анализатор спектра С4-8; 4) электронный осциллограф С1-1.

Блок-схема демонстрации дана на рис. 2.

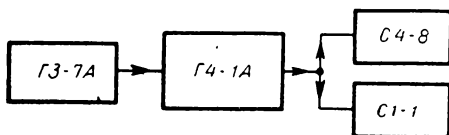


Рис. 2.

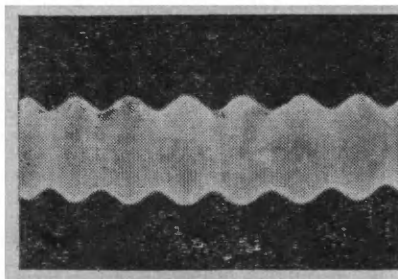


Рис. 3а.

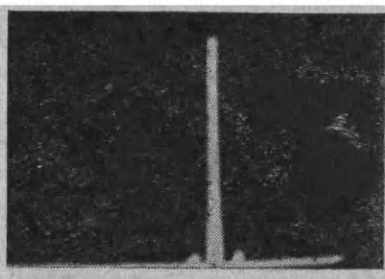


Рис. 3б.

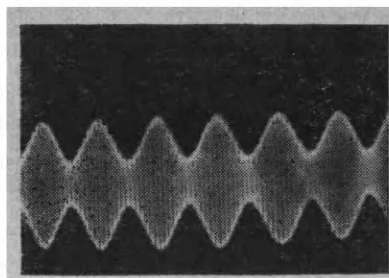


Рис. 3в.

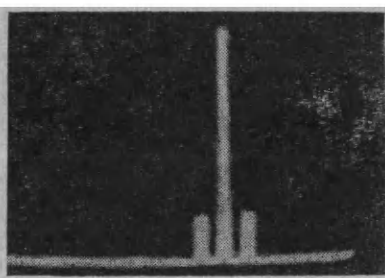


Рис. 3г.

Несущая и модулирующая частоты выбираются в соответствии с рабочим диапазоном частот и разрешающей способностью анализатора спектра С4-8 ( $\Delta f = 20$  кГц). В демонстрации частота  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  несущих колебаний  $u = U_m \cos \omega_0 t$  равна 650 кГц; частота  $F = \frac{\Omega}{2\pi}$  модулирующих колебаний  $u_F = U_{mF} \cos \Omega t$  составляет 30—35 кГц; Г4-1А работает в режиме «внешняя модуляция».

Амплитудно-модулированный сигнал с выхода «0-1» Г4-1А поступает на осциллограф, фиксирующий временную характеристику сигнала

$$u = f(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (1)$$

Этот же сигнал поступает на анализатор спектра. На экране последнего наблюдается спектральный состав исследуемого АМ сигнала:

$$u = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \cos [(\omega_0 + \Omega)t] + \frac{mU_0}{2} \cos [(\omega_0 - \Omega)t]. \quad (2)$$

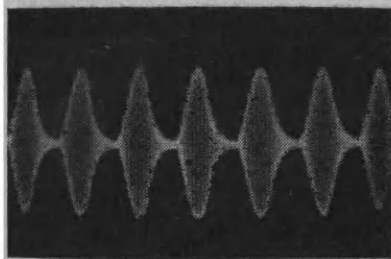


Рис. 4а.

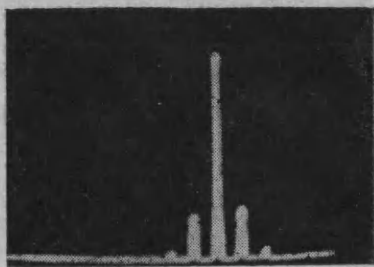


Рис. 4б.

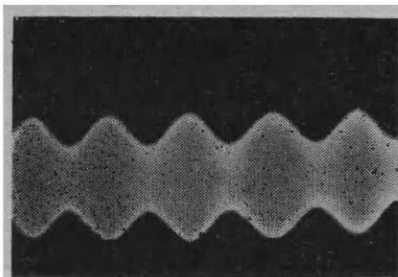


Рис. 5а.

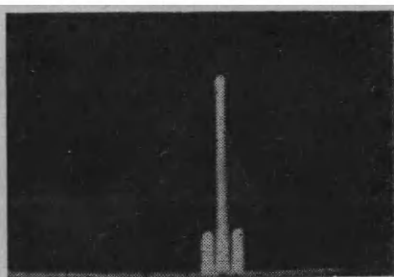


Рис. 5б.

### Проведение демонстрации

1. Включают приборы и наблюдают на экранах осциллографа и анализатора спектра временную (рис. 3а) и спектральную (рис. 3б) характеристики сигнала.

2. Увеличивают амплитуду модулирующего напряжения. Наблюдают увеличение коэффициента модуляции АМ колебания по форме напряжения, наблюдаемого на осциллографе, и по увеличению амплитуд боковых частот — на анализаторе спектра (рис. 3 в, г).

3. При больших значениях модулирующих колебаний наблюдают искажение сигнала (рис. 4а). Анализатор спектра фиксирует не три спектральных составляющих, а больше (рис. 4б).

4. Уменьшают частоту управляющего сигнала и наблюдают уменьшение частоты изменения амплитуды несущих колебаний (рис. 5а) и приближение к несущей частоте боковых частот спектра АМ сигнала (рис. 5б).

**В ы в о д.** Для неискаженной модуляции коэффициент модуляции не должен превышать единицы.

### 3. Частотно-модулированный (ЧМ) сигнал

В демонстрации исследуются временная и частотная характеристики ЧМ сигнала.

**Оборудование:** 1) генератор высокочастотных колебаний Г4-1А; 2) генератор низкочастотных колебаний ГЗ-4; 3) приставка к осциллографу для

наблюдения резонансных кривых РК-1<sup>1</sup>; 4) электронный осциллограф С1-1; 5) анализатор спектра С4-8.

Блок-схема демонстрации приведена на рис. 6.

Частота колебаний Г4-1А составляет 4500 кГц. Модулирующее напряжение берется с выхода ГЗ-4 и имеет частоту около 20 кГц.

В приставке «РК-1» осуществляется частотная модуляция. Напряжение с выхода приставки подается на осциллограф и анализатор спектра.

Прибор РК-1 имеет гетеродин-смеситель и модулирующую (реактивную) лампу. Несущая частота гетеродина составляет 4000 кГц. Колебательный контур гетеродина включен параллельно анодной цепи модулирующей лампы, действующей (при определенной схеме включения) как некоторая индуктивность. Величина эквивалентной индуктивности зависит от крутизны характеристики лампы. При действии модулирующего напряжения (подаваемого на третью сетку модулирующего пентода) изменяется крутизна; при этом меняется эквивалентная индуктивность, подключенная к колебательному контуру гетеродина, и, следовательно, изменяется частота колебаний последнего. При включении высокочастотного немодулированного напряжения (от Г4-1А) на сигнальную сетку смесителя с анодной нагрузки последнего (выход РК) снимается ЧМ сигнал с несущей частотой, равной разности частот гетеродина и Г4-1А.

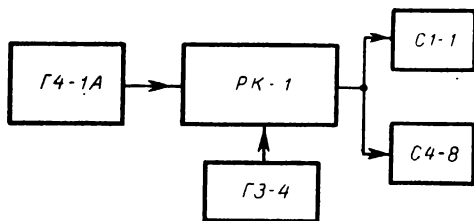


Рис. 6.

### Проведение демонстрации

1. При выключенном звуковом генераторе наблюдают несущие гармонические колебания (рис. 7а). На экране анализатора спектра — одна спектральная составляющая (рис. 7б).

2. Изменяют напряжение управляющего сигнала  $u_c = u_{гз}$  при неизменной частоте модуляции  $F$  и наблюдают:

а) при малой величине управляющего сигнала ( $m_{\omega} < 1$ ) ЧМ сигнал имеет форму и спектр, аналогичные форме и спектру АМ сигнала (рис. 7в,г);

б) с увеличением модулирующего напряжения ( $m_{\omega} \approx 1$ ) на осциллографе наблюдается заметное изменение частоты сигнала (рис. 8а) и фиксируется расширение спектра сигнала на анализаторе спектра (рис. 8б);

в) при большом значении модулирующего напряжения ( $m_{\omega} > 1$ ) происходит уменьшение амплитуды несущих колебаний, дальнейшее расширение спектра и рост амплитуды боковых частот (рис. 9а,б). За счет осциллирующего характера бесселевых функций, определяющих амплитуды спектральных составляющих сигнала, при больших индексах модуляции амплитуда несущих колебаний может снова возрасти; при этом амплитуды боковых частот уменьшаются, а ширина спектра увеличивается.

3. Демонстрацию можно повторить, изменяя частоту модулирующего напряжения при постоянной амплитуде сигнала.

При уменьшении модулирующей частоты наблюдают расширение спектра и изменение амплитуды несущих колебаний.

**В ы в о д.** Ширина спектра ЧМ сигнала зависит от индекса модуляции. Чем больше индекс модуляции, тем шире спектр. При изменении ширины спектра

<sup>1</sup> Вместо РК-1 можно использовать генераторы качающейся частоты в приборах Х1-2.

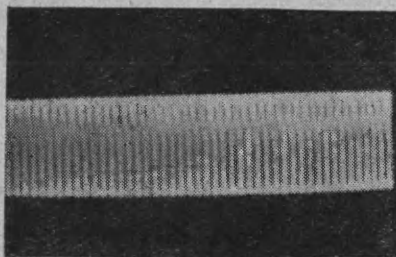


Рис. 7а.

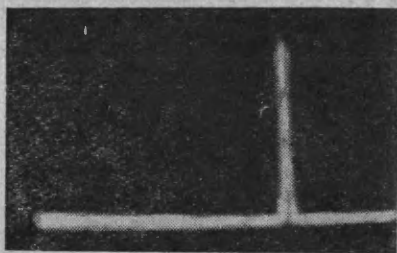


Рис. 7б.

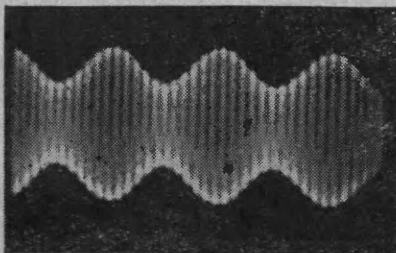


Рис. 7в.

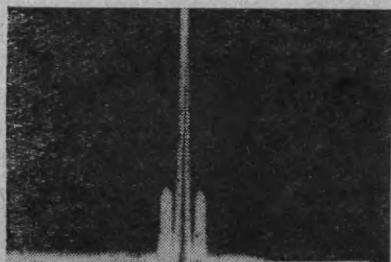


Рис. 7г.

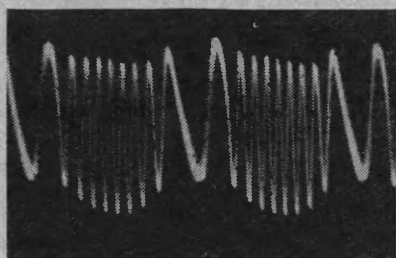


Рис. 8а.

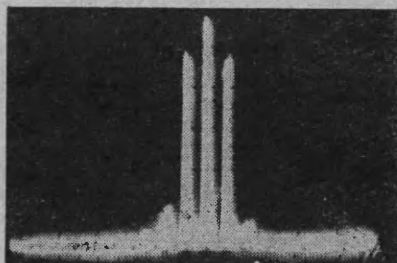


Рис. 8б.

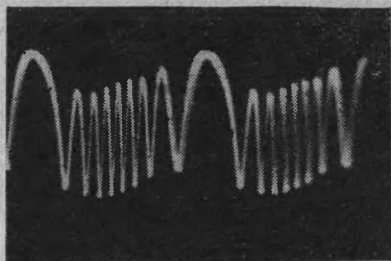


Рис. 9а.

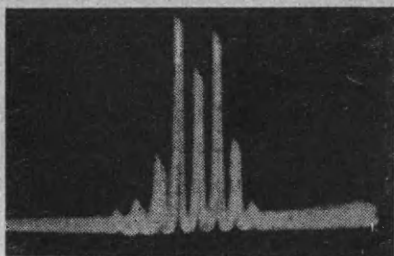


Рис. 9б.

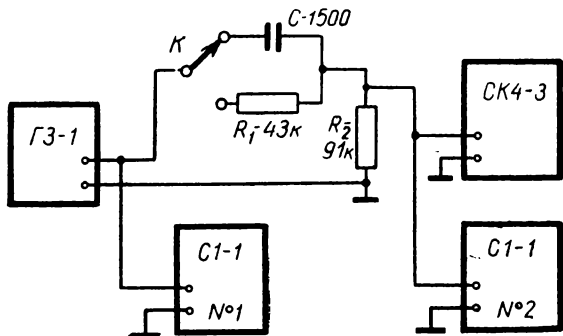


Рис. 10.

происходит изменение амплитуд несущей и боковых частот. При некоторых значениях индекса модуляции амплитуда несущих колебаний оказывается меньше амплитуды боковых частот.

#### 4. Свойства линейных цепей

В демонстрации наблюдается линейная зависимость между входным напряжением и током (выходным напряжением) и выполнение принципа суперпозиции в линейной цепи.

Оборудование: 1) осциллограф С1-1—2 шт.; 2) анализатор спектра СК4-3; 3) макеты линейных цепей; 4) звуковой генератор ГЗ-1.

Блок-схема демонстрации дана на рис. 10.

Напряжение звукового генератора (частота 10—15 кГц) питает линейную цепь, состоящую либо из двух сопротивлений, либо из емкости и сопротивления  $R_2$ . Входное напряжение фиксируется осциллографом 1. Временная характеристика выходного напряжения, пропорционального току в цепи, наблюдается на осциллографе 2. Спектральный состав тока (выходного напряжения) наблюдается на экране анализатора спектра.

#### Проведение демонстрации

1. При действии входного гармонического напряжения (наблюдается на осциллографе 1) на цепь, состоящую из двух сопротивлений, видят гармоническое выходное напряжение на осциллографе 2 и одну линию на экране СК4-3; увеличивают входное напряжение в два раза, наблюдают такое же изменение напряжения на выходе.

2. Аналогичный опыт проводят, используя цепь  $CR_2$ . На выходе наблюдают гармонически изменяющееся напряжение (и, следовательно, ток в цепи), которому на экране анализатора спектра соответствует одна спектральная линия.

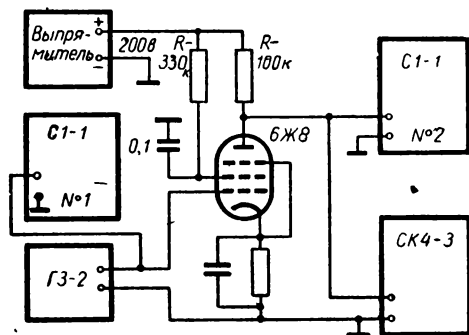


Рис. 11.



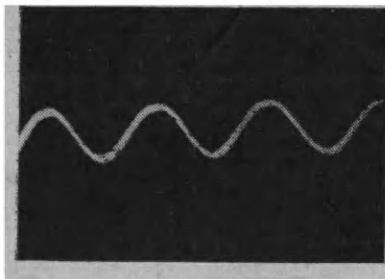


Рис. 12а.

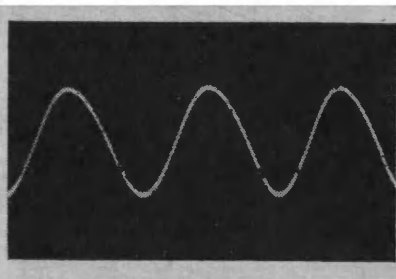


Рис. 12б.

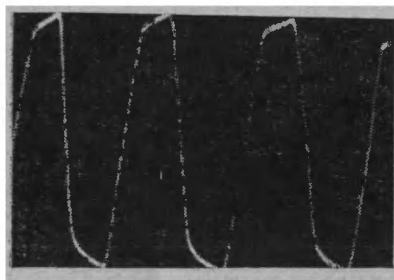


Рис. 13а.

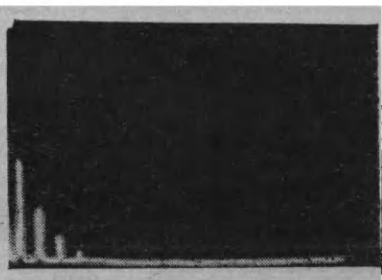


Рис. 13б.

Демонстрацию можно повторить для цепи  $LR$  и  $LC$ , причем получается аналогичный результат.

Из опытов следует, что цепь, состоящая из постоянных сопротивлений, емкости и индуктивности, является линейной цепью, а емкость, сопротивление и индуктивность — ее линейными элементами. Амплитуда тока и амплитуда напряжения в линейной цепи связаны между собой линейной зависимостью.

3. Демонстрация с электронной лампой. Собирают цепь, состоящую из электронной лампы и сопротивления, включенного в анодную цепь последней (рис. 11).

На осциллографах 1 и 2 наблюдают соответственно входное и выходное напряжение. На анализаторе спектра — спектральный состав выходного напряжения, пропорционального току в цепи.

При малом входном напряжении ( $F \approx 8$  кГц) наблюдают линейную зависимость между входным (рис. 12 а) и выходным (рис. 12 б) напряжениями.

С ростом входного напряжения наблюдают нарушение линейной зависимости между током в цепи (выходным напряжением) и входным напряжением. На осциллографе 2 наблюдают выходное негармоническое напряжение (рис. 13 а). Спектральный состав этого напряжения сложный (рис. 13 б).

Следовательно, лампа в данном рабочем режиме при слабых сигналах является линейным элементом, при сильном сигнале — нелинейным элементом.

4. Наблюдение независимости действия э.д.с. (принцип суперпозиции) в линейной цепи. На схему (рис. 14) подают два напряжения от звуковых генераторов с частотой  $F_1 = 0,2$  кГц и  $F_2 = 4$  кГц. На осциллографе 1 наблюдают поочередно форму входного сигнала — каждого в отдельности (рис. 15 а, б) и полного (рис. 15, в). На осциллографе 2 фиксируют аналогичную форму соответствующих выходных сигналов. На анализаторе спектра наблюдают спектральный состав напряжения на выходе (рис. 15 г). Отмечают, что форма выходного и входного

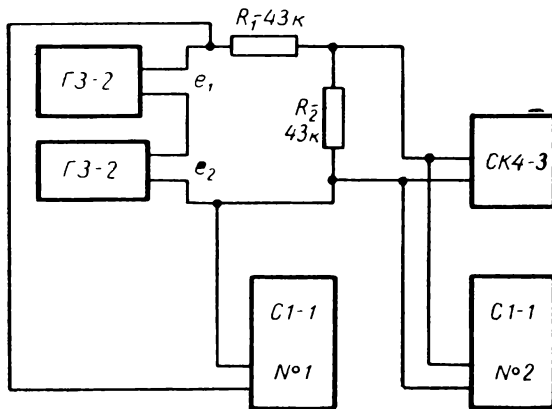


Рис. 14.

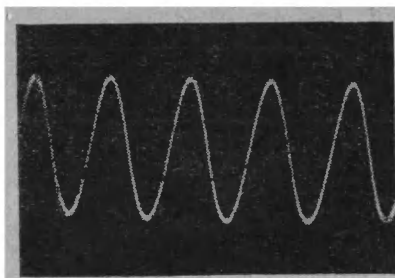


Рис. 15а.

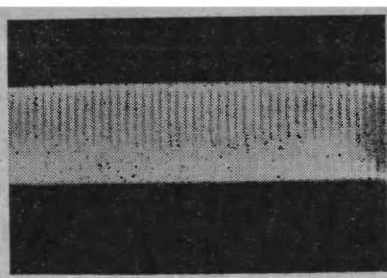


Рис. 15б.

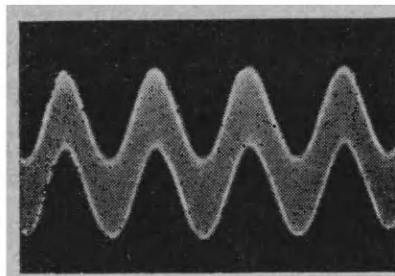


Рис. 15в.

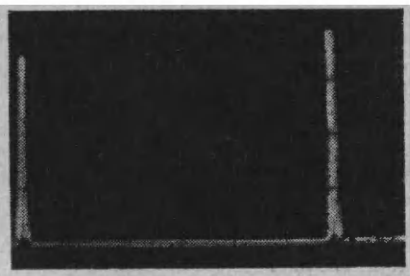


Рис. 15г.

сигналов одинакова: спектр выходного сигнала при действии  $u_1 + u_2$  состоит из двух гармонических составляющих; при изменении величины  $u_1$  (или  $u_2$ ) спектральная составляющая, соответствующая действию  $u_2$  (или  $u_1$ ) не изменяется ни по амплитуде, ни по частоте, т. е. в данной линейной цепи выполняется принцип суперпозиции (принцип независимости действия э.д.с.).

При воздействии на линейную цепь суммарной э.д.с. напряжение на выходе равно сумме напряжений, обусловленных действием каждой э.д.с. в отдельности.

**Вывод.** В линейной цепи выполняется принцип суперпозиции (принцип независимости действия э.д.с.).

## 5. Свойства последовательного колебательного контура (последовательная LCR-цепь)

В демонстрации наблюдаются частотные характеристики по току (точнее,  $u_R$ ) и напряжению ( $u_C$ ) при изменении параметров  $f_0$ ,  $R$  контура.

**Оборудование:** 1) измеритель частотных характеристик X1-2; 2) последовательный контур  $f_0 = 11 \text{ МГц}$ .

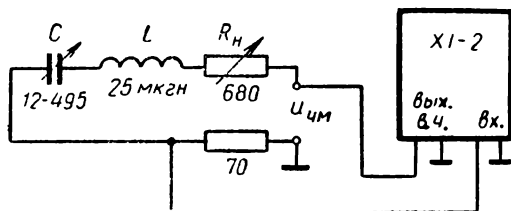


Рис. 16.

Для проведения демонстрации собирают схему по рис. 16.

Контур питается частотно-модулированным напряжением, вырабатываемым прибором X1-2 («в.ч. выход»).

Напряжение, поступающее с какого-либо элемента контура на «вход» X1-2, детектируется, и на экране осциллографа фиксируется зависимость амплитуды напряжения от частоты. При постоянной величине амплитуды входного сигнала напряжение на выходе соответствует частотной характеристике цепи.

### Проведение демонстрации

1. На вход X1-2 (ИЧХ) подается напряжение с сопротивления 70 ом. Несущая частота выбирается равной резонансной частоте контура. На экране наблюдается резонансная кривая по току (рис. 17 а). Увеличивая сопротивление контура, наблюдают уменьшение амплитуды тока и расширение резонансной кривой (рис. 17 б).

Добротность  $Q$  можно изменить не только за счет изменения  $R_n$ , но и путем изменения волнового сопротивления  $\rho$ . Для одинаковой резонансной частоты при  $\rho_2 < \rho_1$  можно наблюдать уменьшение амплитуды тока при резонансе и расширение полосы пропускания контура.

Аналогичные эффекты наблюдаются и при исследовании частотной характеристики по напряжению. При этом на вход ИЧХ подается напряжение с конденсатора контура.

**Вывод.** Последовательная цепь является избирательной цепью (фильтром). При уменьшении добротности амплитуда тока в контуре и напряжение на конденсаторе уменьшаются, полоса пропускания фильтра увеличивается.

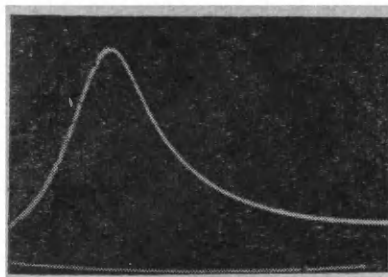


Рис. 17а.

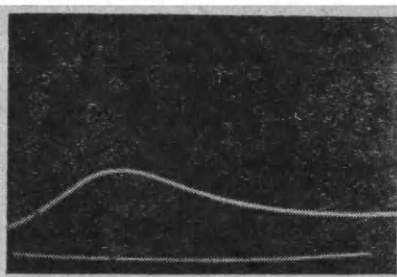


Рис. 17б.

### 6. Прохождение амплитудно-модулированного сигнала через колебательный контур

В демонстрации наблюдаются фильтрующие свойства контура при прохождении радиосигнала.

Оборудованіе: 1) генератор высокочастотных колебаний Г4-1А; 2) генератор низкочастотных колебаний ГЗ-4; 3) электронный осциллограф С1-1 — 2 шт.; 4) анализатор спектра С4-8 — 2 шт.; 5) последовательный перестраиваемый контур.

Блок-схема демонстрации дана на рис. 18.

Генератор высокочастотных колебаний работает в режиме внешней модуляции. Модулирующее напряжение частоты около 20 кГц вырабатывается звуковым генератором. АМ сигнал подается на контур через катушку связи. Несущая частота АМ сигнала около 450 кГц. Выходное напряжение снимается с конденсатора контура. Осциллографы и анализаторы спектров фиксируют временные и спектральные характеристики сигналов (1 — входного сигнала, 2 — выходного).

### Проведение демонстрации

1. При выключенной модуляции настраивают контур в резонанс с входящим сигналом (резонанс фиксируется по максимальной амплитуде выходного сигнала).

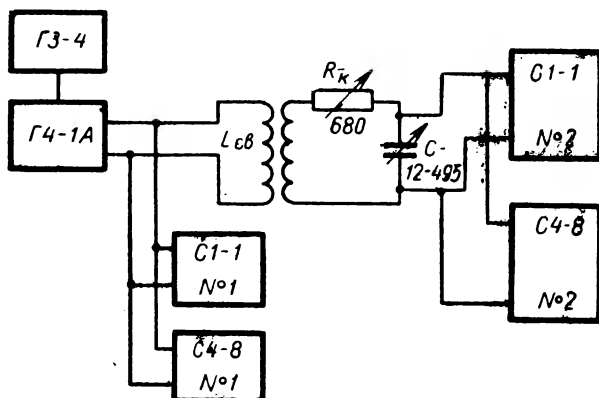


Рис. 18.

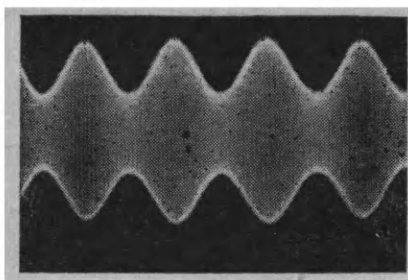


Рис. 19а

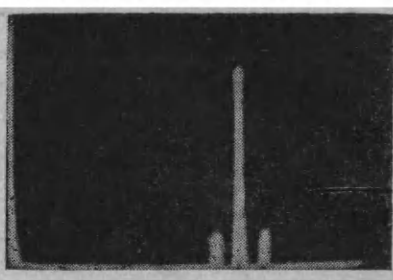


Рис. 19б.

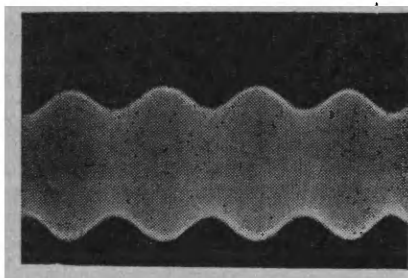


Рис. 19в.

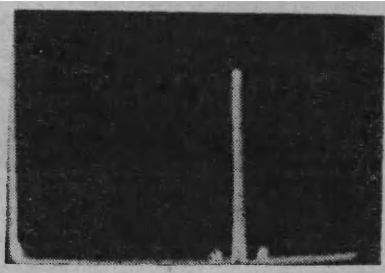


Рис. 19г.

2. Включают модулирующее напряжение и наблюдают на осциллографе 1 и анализаторе спектра 1 временную и спектральную характеристику входного АМ сигнала.

Устанавливают наибольшее значение сопротивления контура ( $R_k = 680 \text{ ом}$ ). Наблюдают на осциллографе 2 и анализаторе спектра 2 форму и спектр выходного сигнала (рис. 19 а, б). При одинаковых режимах осциллографов 1, 2 и анализаторов спектра соответствующие кривые отличаются только амплитудами (вторые имеют амплитуду, увеличенную в  $Q$  раз). Следовательно, при данной (наименьшей) добротности контура радиосигнал при прохождении через контур не искажается. В этом случае полоса пропускания контура больше ширины спектра АМ сигнала.

3. При уменьшении сопротивления  $R_k$  наблюдается увеличение амплитуды выходного сигнала за счет увеличения добротности контура. Уменьшая усиление электронного осциллографа 2 и анализатора спектра 2, доводят амплитуду выходного сигнала основной частоты до прежней величины (пункт 2) и наблюдают уменьшение коэффициента модуляции и соответственно относительное уменьшение амплитуды боковых частот, так как последние лежат за пределами полосы пропускания фильтра (рис. 19 в, г).

4. Расстраивают контур относительно несущих колебаний и наблюдают искажение сигнала (рис. 20 а) амплитуды боковых частот разные (рис. 20 б).

Вывод. Для неискаженной передачи сигнала полоса пропускания фильтра, настроенного в резонанс с сигналом, должна быть не менее ширины спектра радиосигнала.

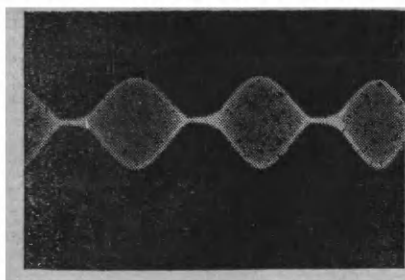


Рис. 20а.

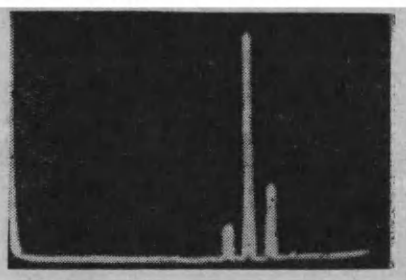


Рис. 20б.

## 7. Свойства параллельного контура

В демонстрации наблюдаются зависимости амплитуды тока в неразветвленной (общей) цепи и напряжения на контуре от частоты входного напряжения при различных параметрах цепи.

Оборудованье: 1) измеритель частотных характеристик Х1-2; 2) цепь LCR.

Для наблюдения частотных характеристик используется Х1-2 (рис. 21). При снятии напряжения с сопротивления  $R$  на экране Х1-2 наблюдается частотная характеристика общего тока. Если выходное напряжение снимается с контура, наблюдается частотная характеристика контура.

Для анализа роли внутреннего сопротивления источника переменное сопротивление  $R_i$  включается последовательно с неизменным сопротивлением источника сигналов.

### Проведение демонстрации

1 На вход Х1-2 подают напряжение с сопротивления  $R$ . Изменяя несущую частоту ЧМ сигнала Х1-2, получают на экране частотную характеристику полного тока (рис. 22 а).

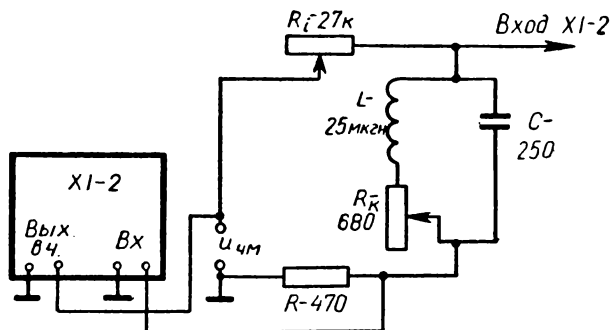


Рис. 21.

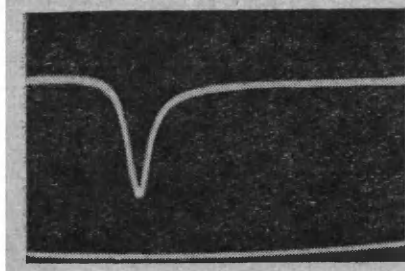


Рис. 22а.

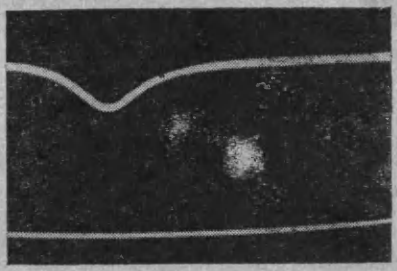


Рис. 22б.

При резонансе ток имеет наименьшее значение, следовательно, сопротивление контура наибольшее.

2. При увеличении сопротивления  $R_l$  источника амплитуда тока уменьшается.

3. При увеличении сопротивления контура  $R_k$  ( $R_l = \text{const}$ ) кривая расширяется. Амплитуда наименьшего тока увеличивается (рис. 22 б).

4. При уменьшении  $R_k$  (росте добротности) сопротивление контура растет, амплитуда тока уменьшается. Кривая сужается.

5. Подают напряжение на вход XI-2 с контура и наблюдают частотную характеристику по напряжению (рис. 23 а).

Отмечают, что напряжение на выходе наибольшее при резонансе.

6. Не изменяя параметров контура, изменяют сопротивление источника  $R_l$ . При этом на экране ИЧХ наблюдают, что при увеличении  $R_l$  амплитуда напряжения уменьшается и сокращается полоса пропускания (рис. 23 б).

Наибольшая избирательность контура оказывается при наибольшем сопротивлении источника (амплитуда выходного напряжения при этом наименьшая).

7. При фиксированном сопротивлении источника  $R_l > Z_k$  увеличивают сопротивление контура  $R_k$  и наблюдают уменьшение выходного напряжения и расширение частотной характеристики за счет уменьшения добротности контура.

В ы в о д. Параллельный контур является фильтром. Полоса пропускания параллельного контура тем меньше, чем больше сопротивление источника  $R_l$  и больше добротность контура. Амплитуда напряжения на контуре (и коэффициент передачи) растет с увеличением добротности.

При малом сопротивлении источника ( $R_l \rightarrow 0$ ) напряжение на контуре приближается к напряжению источника, однако избирательные свойства контура теряются.

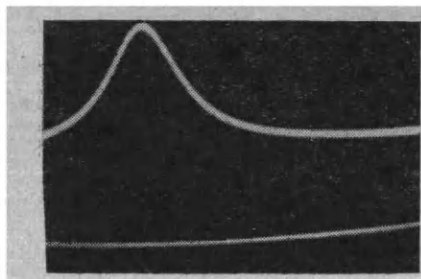


Рис. 23а.

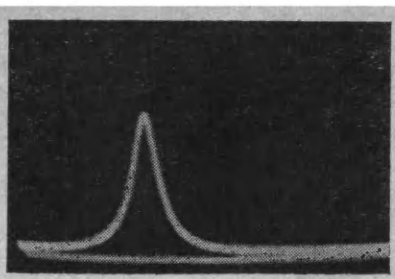


Рис. 23б.

## 8. Фазовые соотношения между током и напряжением в параллельном контуре

В демонстрации наблюдаются фазовые соотношения между током в общей цепи и напряжением на контуре методом фигур Лиссажу при различной расстройке контура.

**Оборудование:** 1) низкочастотный генератор ГЗ-1; 2) электронный осциллограф С1-1; 3) колебательный контур.

Блок-схема демонстрации дана на рис. 24.

Контур питается от генератора ГЗ-1. Напряжение с  $R_i$ , пропорциональное току в общей цепи, подается на вертикальный вход осциллографа, напряжение с контура — на горизонтальный вход (при выключенной развертке осциллографа). В результате сложения двух взаимно перпендикулярных колебаний ( $u_x$  и  $u_y$ ) электронный луч описывает фигуру Лиссажу. По виду фигуры можно оценить фазовый сдвиг между напряжениями (§ 12.4).

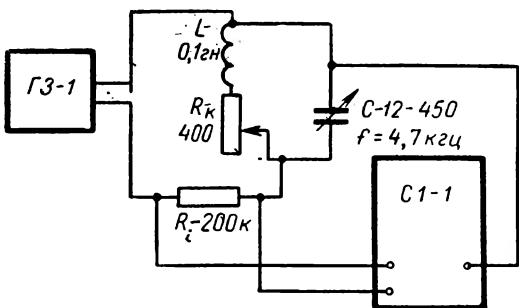


Рис. 24.

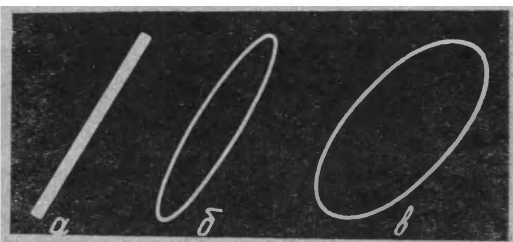


Рис. 25.

### Проведение демонстрации

1. При резонансе на экране осциллографа видна прямая линия (рис. 25,а). (Такая же прямая получается, если напряжение контрольного сигнала подать одновременно на горизонтальный и вертикальный входы.)

2. При расстройке частоты источника относительно резонансной частоты контура на экране осциллографа получается эллипс, который тем шире, чем больше расстройка. На рис. 25,б показана осциллограмма при малой расстройке, на рис. 25,в — при большой расстройке; при этом усиление сигнала в осциллографе приходится увеличивать.

**Вывод.** При отсутствии резонанса сопротивление контура комплексное. Чем больше отличается частота генератора от резонансной частоты контура, тем больше реактивное сопротивление (и фазовый сдвиг) и тем меньше напряжение на контуре, так как энергия, поступающая от источника в контур, с ростом фазового сдвига уменьшается.

## 9. Процессы в длинной линии

В демонстрации наблюдается отражение электромагнитной волны от сопротивления нагрузки линии.

**Оборудование:** 1) генератор импульсов Г5-2А (ГИ-2А); 2) осциллограф С1-1; 3) моток ( $\sim 50$  м) коаксиального кабеля (волновое сопротивление  $\rho = 50$  ом); 4) набор сопротивлений  $R_n = 50, 25, 75$  ом.



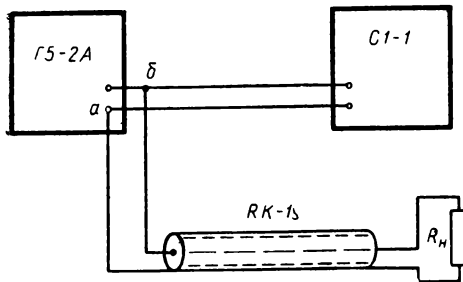


Рис. 26

Блок-схема демонстрации представлена на рис. 26.

Импульсное напряжение от генератора Г5-2А возбуждает линию и фиксируется осциллографом. Отраженный от конца линии импульс в момент времени

$$t = \frac{2l}{v} \quad (l \text{ — длина линии, } v \text{ —}$$

скорость распространения импульса в линии) также наблюдается на экране осциллографа. Скважность импульса  $\tau > l$ .

### Проведение демонстрации

1. При разомкнутой на конце линии наблюдают на экране осциллографа падающий и отраженный импульсы. Отмечают, что отраженный импульс несколько изменился по форме и уменьшился по амплитуде.

Уменьшение амплитуды обусловлено наличием потерь в линии. Отраженный импульс имеет ту же фазу, что и падающий (в разомкнутой линии на конце существует пучность напряжения). Коэффициент отражения  $\Gamma_1 = 1$ .

2. Замыкают линию накоротко. Отраженный импульс приобретает фазу, противоположную фазе падающего импульса. На конце короткозамкнутой линии — узел напряжения,  $\Gamma_2 = -1$ .

3. Нагружают линию сопротивлением, неравным волновому ( $R_n < \rho$ ), амплитуда отраженного импульса уменьшается (часть энергии потребляется нагрузкой). Коэффициент отражения  $\Gamma_3 \neq 1$ . Падающий и отраженный импульсы находятся в противофазе.

4. К концу линии присоединяют сопротивление нагрузки, равное волновому сопротивлению  $\rho$  линии. Отраженный импульс отсутствует — энергия импульса потребляется сопротивлением нагрузки ( $\Gamma_4 = 0$ ).

5. При сопротивлении нагрузки  $R_n > \rho$  фазы отраженного и падающего импульсов одинаковы.

Вы в о д. В линии распространяется возмущение (импульс) с конечной скоростью. Амплитуда и фаза отраженного импульса зависят от условий на конце линии. При сопротивлении нагрузки, равном волновому сопротивлению линии, отражение отсутствует — энергия от источника целиком рассеивается в нагрузке (следовательно, в последнем случае в нагрузке выделяется наибольшая мощность).

## 10. Отражение радиоволн от ионосферы

Оборудование: 1) школьный генератор УКВ электрических колебаний; 2) дипольная излучающая антенна; 3) приемная антенна; 4) школьный демонстрационный гальванометр; 5) лампы дневного света.

Схема демонстрации показана на рис. 27.

В качестве модели ионосферы используются лампы дневного света (3 лампы, соединенные параллельно).

## Проведение демонстрации

1. Антенны располагают под углом  $90^\circ$  друг к другу; при выключенном генераторе приема нет.

Включают генератор высокочастотных колебаний. Наблюдают отсутствие приема при выключенных лампах.

2. Зажигают лампы. Прием есть. Выключают лампы — стрелка возвращается к нулю.

Вывод. Электромагнитные колебания данной частоты отражаются от «ионосферы».

### 11. Вольт-амперная характеристика линейного и нелинейного сопротивлений

В демонстрации наблюдается (на экране осциллографа) зависимость тока от напряжения для омического сопротивления, полупроводникового и вакуумного диодов.

Оборудование: 1) низкочастотный генератор ГЗ-1; 2) электронный осциллограф С1-1; 3) омическое сопротивление; 4) вакуумный и полупроводниковый диоды; 5) источник переменного напряжения 6,3 в для накала вакуумного диода.

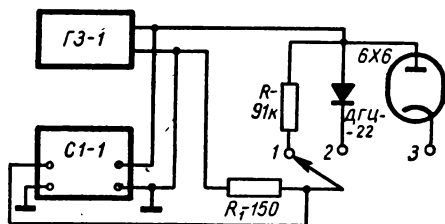


Рис. 28.

Схема демонстрации приведена на рис. 28.

Сопротивление  $R_1$  берется малым (несколько сотен омов), поэтому напряжение источника можно считать равным напряжению на изучаемом элементе. Развертка осциллографа выключена. Напряжение  $u_y$  пропорционально току в цепи,  $u_x$  — напряжению на элементе ( $U_{R_1} \ll U_d$ ). Таким образом, на экране осциллографа наблюдается зависимость тока от напряжения — вольт-амперная характеристика соответствующего сопротивления.

## Проведение демонстрации

1. Включают в цепь омическое сопротивление (переключатель в положении 1; см. рис. 28). На экране наблюдается прямая линия (рис. 29 а); следовательно, между током и напряжением на омическом сопротивлении существует линейная зависимость (сопротивление линейное). Угол наклона характеристики зависит от величины сопротивления.

2. Включают в цепь полупроводниковый диод. На экране осциллографа — ломаная линия (рис. 29 б). Следовательно, диод представляет собой нелинейное сопротивление. Характеристика при данной амплитуде сигнала ( $U_m \approx 2v$  — сильный сигнал) практически состоит из двух отрезков прямых, имеющих различный наклон к оси абсцисс. Малый угол наклона соответствует большому сопротивлению диода (обратный ток), большой угол — малому сопротивлению (прямой ток). Таким образом, сопротивление диода непостоянно. Для прямого тока — сопротивление мало, для обратного — велико.

3. Включают вакуумный диод. На экране осциллографа наблюдают практически ломаную линию (рис. 29 в). Вольт-амперная характеристика диода нелинейна. Левый отрезок ломаной линии горизонтален (угол наклона равен нулю).

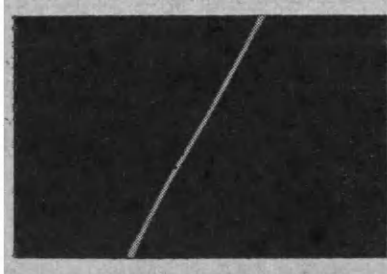


Рис. 29а.

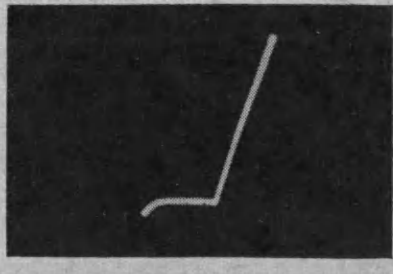


Рис. 29б.

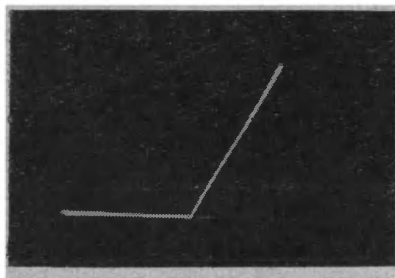


Рис. 29 в

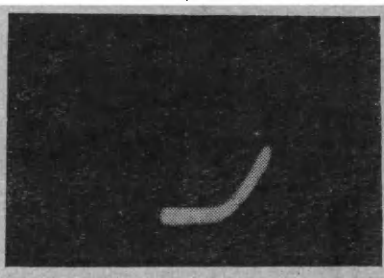


Рис. 29г.

Следовательно, в вакуумном диоде обратный ток отсутствует. Выпрямляющие свойства вакуумного диода лучше, чем у рассмотренного ранее полупроводникового диода.

4. Наблюдают вольт-амперную характеристику вакуумного диода (рис. 29 г) при слабом сигнале ( $U_m < 0,5 \theta$ ). Из осциллограммы следует, что при слабом сигнале реализуемый участок вольт-амперной характеристики диода может быть описан квадратичной зависимостью.

**В ы в о д.** Полупроводниковый и вакуумный диоды являются нелинейными элементами. При сильном и слабом сигналах вольт-амперные характеристики нужно описывать разными функциональными зависимостями.

## 12. Вольт-амперная характеристика вакуумного триода

В демонстрации наблюдаются анодно-сеточные статическая и динамическая характеристики триода.

**О б о р у д о в а н и е:** 1) электронный осциллограф С1-1; 2) кенотронный выпрямитель; 3) электронный коммутатор.

Схема демонстрации показана на рис. 30.

Напряжение со вторичной обмотки трансформатора поступает на сетку лампы, а через электронный коммутатор — на горизонтальный вход осциллографа. Напряжение с  $R_3$ , пропорциональное току, подается на вертикальный вход осциллографа. Сопротивление  $R_3$  включается на катодном участке, чтобы  $u_c$  и  $u_{R_3}$  были синфазны. (Если снимать напряжение с анода лампы, то последнее будет

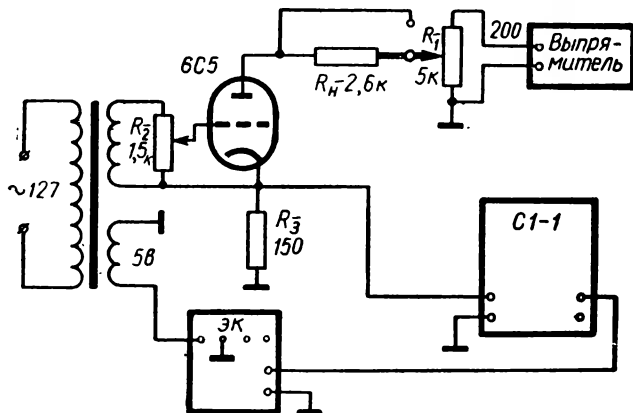


Рис. 30.

пропорционально анодному току, но противоположно ему по фазе.) При включении  $R_3$  на катодном участке кривая  $i_a = f(u_c)$  имеет правильное расположение по осям  $x, y$ .

### Проведение демонстрации

1. При замкнутым сопротивлении  $R_N (U_a = \text{const})$  наблюдают статическую характеристику триода (рис. 31 а). Сопротивление  $R_3$  мало и падением напряжения на нем по сравнению с падением напряжения на лампе можно пренебречь.

2. При увеличении анодного напряжения характеристика перемещается влево относительно первоначального положения (рис. 31 б).

3. Включают сопротивление  $R_N$  в анодную цепь и наблюдают динамическую характеристику лампы. Отмечают, что кривая идет более полого. Включая различные сопротивления нагрузки, отмечают, что все характеристики начинаются из одной точки и имеют различную крутизну.

Вывод. Анодно-сеточная характеристика лампы нелинейна. Положение характеристики относительно осей координат зависит от величины анодного напряжения. Крутизна статической характеристики больше, чем динамической.

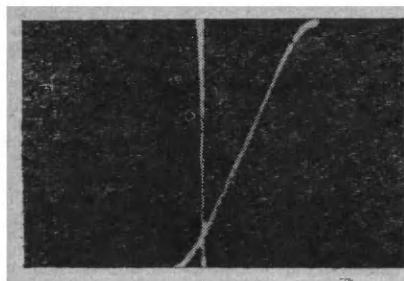


Рис. 31а.

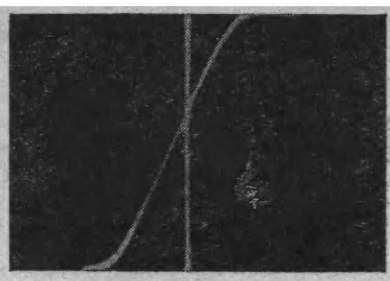


Рис. 31б.

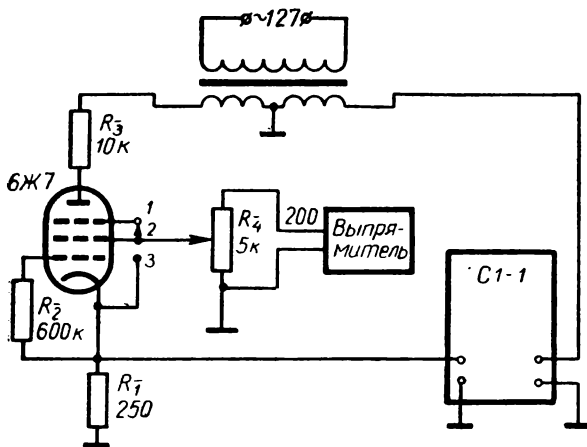


Рис. 32.

### 13. Вольт-амперные характеристики тетрода и пентода

Оборудование: 1) лабораторный автотрансформатор (ЛАТР); 2) трансформатор с двумя вторичными катушками; 3) электронный осциллограф; 4) выпрямитель.

Схема демонстрации дана на рис. 32.

Анодное напряжение ( $U_a = 200\text{—}300\text{ в}$ ) берется со вторичной обмотки трансформатора и поступает на лампу и на горизонтальный вход осциллографа. Напряжение  $U_{R_1}$ , пропорциональное анодному току, подается на вертикальный вход осциллографа. На экране осциллографа наблюдается анодная характеристика лампы  $i_a = f(u_a)$ . Если зажим 1 соединен с зажимом 2, лампа работает как тетрод. При соединении противодинаматронной сетки (зажим 1) с катодом (зажим 3) получается пентод. Напряжение на экранирующей сетке можно изменять потенциометром ( $R_2$  — сопротивление утечки).

#### Проведение демонстрации

1. Соединяют зажимы 1, 2. Регулируют напряжение, поступающее от ЛАТР на лампу, и наблюдают на экране осциллографа анодную характеристику тетрода (рис. 33а).

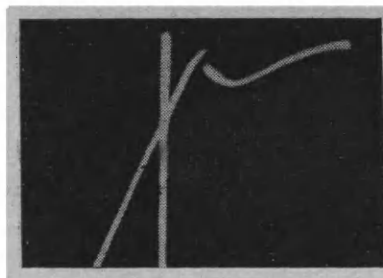


Рис. 33а.

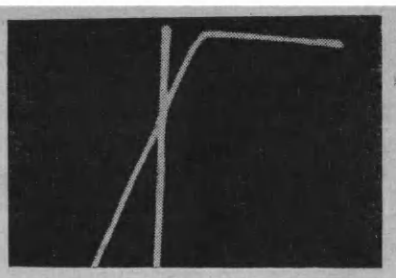


Рис. 33б.

Провал в характеристике свидетельствует о наличии динатронного эффекта.

2. Регулируя напряжение на экранирующей сетке и анодное напряжение, можно изменять положение провала на кривой.

3. С увеличением напряжения на экранирующей сетке кривая смещается влево (вторичная эмиссия начинается при меньших анодных напряжениях). При достаточно малом анодном напряжении провал может не наблюдаться (энергия первичных электронов мала, и вторичная эмиссия отсутствует).

4. Устанавливают напряжения, при которых наблюдается динатронный эффект. Затем соединяют защитную сетку с катодом (зажим 1 с зажимом 3) и наблюдают характеристику пентода (рис. 33 б). Отмечают, что в пентоде отсутствует динатронный эффект.

#### 14. Выбор рабочей точки

Демонстрация позволяет наблюдать влияние сеточного смещения на режим работы лампы.

Оборудование: 1) электронный осциллограф С1-1 — 2 шт.; 2) выпрямитель; 3) звуковой генератор ГЗ-2; 4) сухая батарея; 5) вольтметр постоянного тока на 10 в.

Схема демонстрации представлена на рис. 34.

Постоянные напряжения на сетке и аноде лампы определяют режим лампы (рабочую точку —  $I_{a0}$ ,  $U_{a0}$ ,  $U_{c0}$ ). В демонстрации постоянное напряжение на сетке можно изменять с помощью потенциометра  $R$ . Напряжение анодного источника постоянно. Осциллографы 1 и 2 позволяют наблюдать соответственно переменное входное напряжение, поступающее на сетку лампы (рис. 35 а), и выходное переменное анодное напряжение.

#### Проведение демонстрации

1. Движком потенциометра  $R$  устанавливают такое смещение, что на экране осциллографа 2 наблюдается неискаженное усиление сигнала (рис. 35 б). Рабочая точка ( $U_{c0} \approx -2$  в) лежит на прямолинейном участке характеристики. Рабочий участок линеен.

2. Увеличиваем отрицательное смещение на сетке ( $U_{c0} = -6$  в). Сигнал на втором осциллографе искажается (рис. 35 в). Следовательно, рабочий участок нелинеен.

3. Для получения неискаженного выходного сигнала при  $U_{c0} = -6$  в необходимо уменьшить амплитуду входного сигнала.

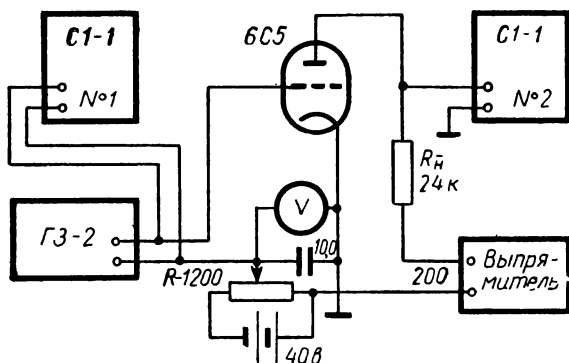


Рис. 34.

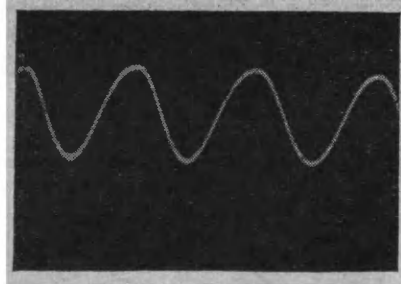


Рис. 35а.

4. При дальнейшем увеличении смещения  $U_{co} \approx -10$  в наблюдаются искажения при весьма малой амплитуде сигнала. Рабочая точка лежит в начале характеристики.

**В ы в о д.** В зависимости от выбора рабочего режима (рабочей точки) и величины входного сигнала лампа может работать в линейном или нелинейном режиме. При выборе рабочей точки в начале характеристики лампа всегда работает в нелинейном режиме.

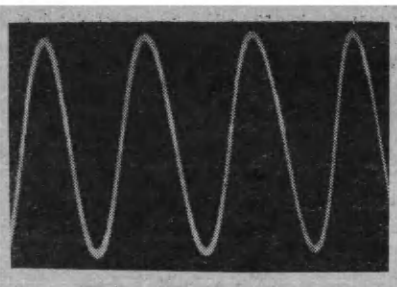


Рис. 35б.

### 15. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов различных типов

В демонстрации наблюдаются вольт-амперные характеристики германиевых диодов типа Д7 с диффузионным  $p-n$ -переходом и типа Д18 со сварным  $p-n$ -переходом.

**О б о р у д о в а н и е:** 1) электронный осциллограф С1-1; 2) звуковой генератор или другой источник переменного напряжения.

Схема демонстрации дана на рис. 36.

#### П р о в е д е н и е д е м о н с т р а ц и и

1. Включают диод Д7. На экране осциллографа наблюдают вольт-амперную характеристику диода (рис. 37 а).

2. Включают диод Д18-Д20. На экране осциллографа получается кривая другого вида (рис. 37 б).

**В ы в о д.** У диода с диффузионным  $p-n$ -переходом обратный ток меньше, чем у диода со сварным  $p-n$ -переходом.

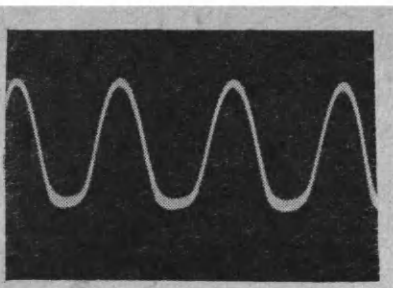


Рис. 35в.

### 16. Резисторный (R) усилитель

В демонстрации наблюдаются зависимость выходного напряжения (и коэффициента усиления) от величины сопротивления нагрузки и от частоты входного сигнала, а также нелинейные искажения в усилителе.

**О б о р у д о в а н и е:** 1) генератор низкочастотных колебаний ГЗ-2; 2) электронный осциллограф — 2 шт.; 3) аккумулятор на 40 в или сухая батарея; 4) кенотронный выпрямитель; 5) вольтметр демонстрационный на 10 в.

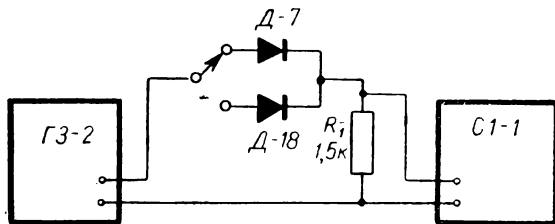


Рис. 36.

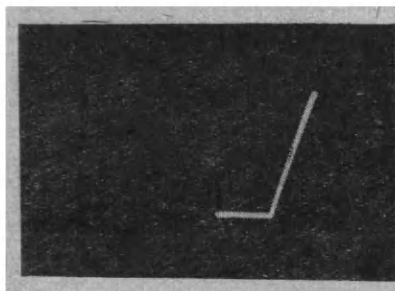


Рис. 37а.

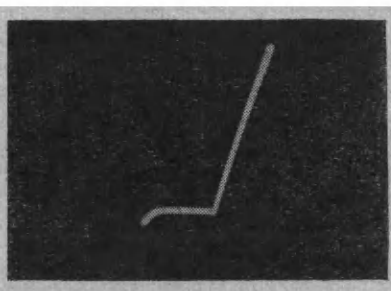


Рис. 37б.

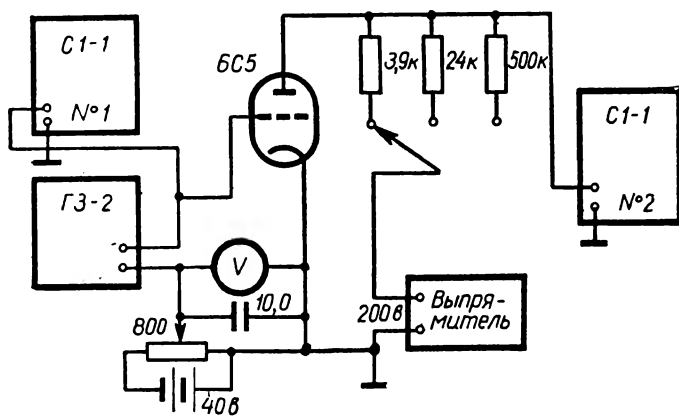


Рис. 38.



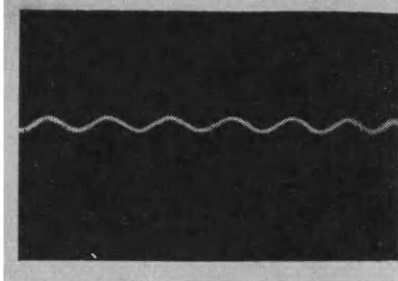


Рис. 39 а.

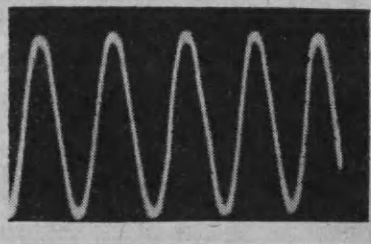


Рис. 39 б.

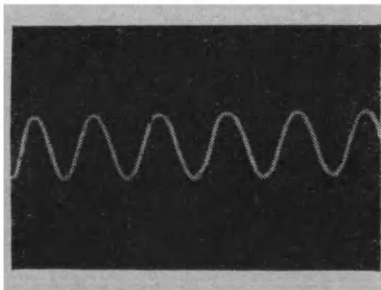


Рис. 39 в.

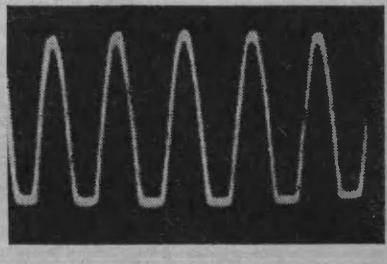


Рис. 39 г.

Схема  $R$ -усилителя показана на рис. 38.

Вольтметр измеряет постоянное напряжение на сетке. Входной сигнал ( $F = 200$  гц) от ГЗ-2 контролируется осциллографом 1. Выходной сигнал фиксируется осциллографом 2. Перед демонстрацией осциллографы ставят в одинаковый режим. В дальнейшем по мере необходимости пользуются фиксированным делителем.

### Проведение демонстрации

1. Для неискаженного усиления выбирают смещение на сетке таким, чтобы на выходе был гармонический сигнал.

2. Исследуют зависимость коэффициента усиления  $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$  по  $U_{\text{вых}}$  при  $U_{\text{вх}} = \text{const}$  (рис. 39 а) от величины сопротивления в нагрузке. Включают последовательно сопротивления нагрузки 24 ком, 3,9 ком и 500 ком и наблюдают осциллограммы выходных напряжений (рис. 39 б, в, г).

Отмечают, что существует оптимальное сопротивление нагрузки (в данном случае 24 ком), при котором имеет место наибольшее неискаженное усиление сигнала. При большом сопротивлении (500 ком), кроме уменьшения амплитуды, наблюдаются нелинейные искажения (рабочий участок нелинеен).

3. При оптимальном сопротивлении увеличивают амплитуду входного сигнала и наблюдают осциллограмму выходного напряжения (рис. 40). Отмечают, что с ростом амплитуды входного сигнала увеличиваются искажения сигнала на выходе. Начиная с некоторого значения  $U_{\text{вх}}$  амплитуда на выходе остается постоянной — в усилителе возникает насыщение.

Наблюдаемые изменения выходного напряжения объясняются нелинейностью вольт-амперной характеристики лампы и наличием сеточного тока.

4. Искажения, обусловленные сеточным током, возможны и при слабом сигнале (при постоянном напряжении на сетке, равном нулю). Для усиления эффекта искажения можно включить дополнительное сопротивление к источнику тока  $R = 470 \text{ ком}$ .

5. Ставят усилитель в режим оптимального усиления. Изменяют частоту входного сигнала (развертки осциллографов выключают). Напряжение на входе поддерживают постоянным (по осциллографу  $I$ ). Наблюдают за величиной амплитуды выходного напряжения. Отмечают, что существует область частот, в которой напряжение на выходе постоянно. На частотах  $F < F_{\text{мин}}$  и  $F > F_{\text{макс}}$  напряжение уменьшается (за счет влияния разделительной и параллельной выходу емкостей).

**В ы в о д.** Для получения наибольшего неискаженного усиления сигнала сопротивление нагрузки должно иметь определенную величину (для триода —  $3-4 R_i$ ).

Нелинейные искажения в усилителе имеют место при большой амплитуде входного сигнала и наличии сеточного тока. Нелинейные искажения при слабом сигнале обусловлены неправильным выбором рабочего режима лампы.

Линейные искажения наблюдаются за счет наличия линейных реактивных сопротивлений (сопротивлений переходной и параллельной емкостей).

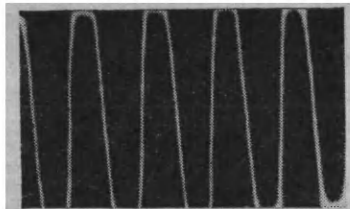


Рис. 40.

## 17. Резонансный и полосовой усилители

В демонстрации наблюдается частотная характеристика двухконтурного усилителя при различной связи между колебательными контурами.

**Оборудование:** 1) выпрямитель 250 в; 2) ИЧХ; 3) резонансный усилитель.

На схему рис. 41 поступает частотно-модулированное напряжение с высоко-частотного выхода измерителя частотных характеристик. Выходное напряжение усилителя детектируется, и на экране осциллографа ИЧХ наблюдается кривая зависимости величины амплитуды выходного сигнала от частоты. При постоянной амплитуде входного сигнала кривая на экране соответствует форме частотной характеристики схемы.

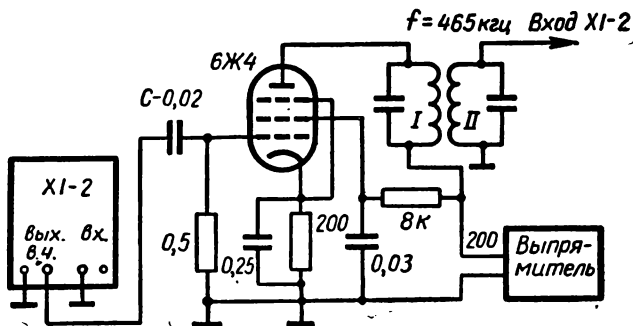


Рис. 41.

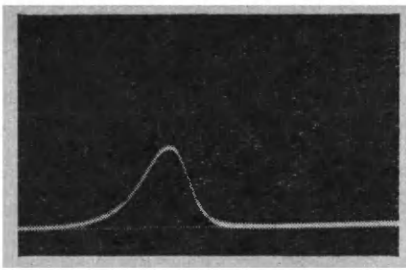


Рис. 42а.

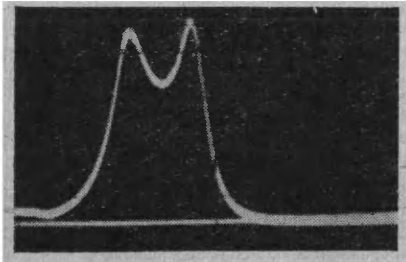


Рис. 42б.

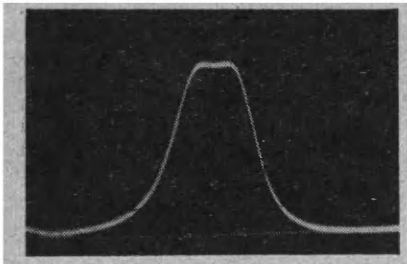


Рис. 42в.

Связь между контурами изменяется путем перемещения катушки индуктивности второго контура.

1. Разводят катушки на максимальное расстояние и наблюдают частотную характеристику резонансного усилителя (рис. 42 а). (Можно также снимать напряжение на X1-2 с первого контура через разделительный конденсатор. Однако усиление X1-2 достаточно, чтобы провести демонстрацию согласно п.1.)

2. Сближают катушки контуров и наблюдают частотные характеристики полосового усилителя при различных связях (сильной и критической) (рис. 42 б, в).

Вывод. Частотная характеристика резонансного усилителя при связи, соответствующей рис. 42 в (критическая связь), является наилучшей, ибо она более всего приближается к П-образной характеристике идеального полосового фильтра.

## 18. Усилитель мощности (однотактная схема)

В демонстрации фиксируется на слух усиление мощности. Иллюстрируется роль выходного согласующего трансформатора.

Оборудование: 1) усилитель мощности (рис. 43); 2) звуковой генератор ГЗ-2; 3) осциллограф С1-1; 4) кенотронный выпрямитель.

### Проведение демонстрации

1. Подключают ко входу усилителя (зажимы 1, земля) громкоговоритель и фиксируют очень слабое звучание последнего.

2. Подключают громкоговоритель к выходу усилителя (зажимы 4, 5) и слышат нормальное звучание. Осциллограф, подключенный к зажимам (3, земля), позволяет наблюдать форму выходного напряжения лампы.

3. Подключив громкоговоритель в анодную цепь лампы (по переменному току, рис. 44) без выходного трансформатора, убеждаются в наличии чрезвычайно малой выходной мощности — сопротивления громкоговорителя и лампы не согласованы.



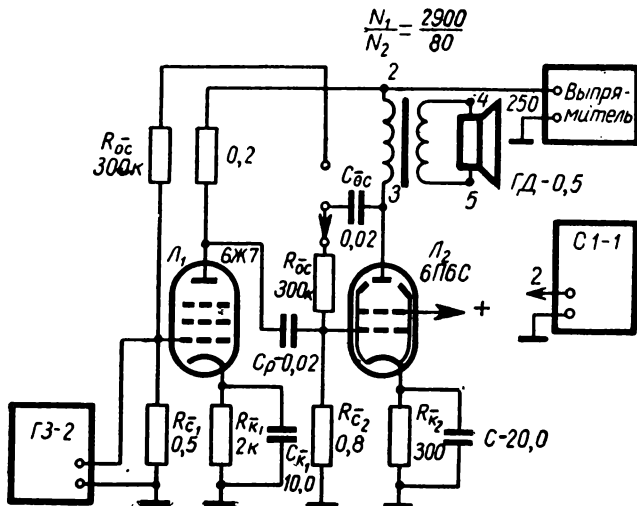


Рис. 45.

2. Включают отрицательную обратную связь (выход лампы  $L_2$  соединяют с ее входом с помощью цепи обратной связи  $R_{oc}$   $C_{oc}$ ). Наблюдают уменьшение величины выходного напряжения, ослабление громкости звучания громкоговорителя и уменьшение нелинейных искажений выходного сигнала: звучание стало менее громким, но приятнее на слух — ввиду уменьшения нелинейных искажений.

3. Наблюдают расширение полосы усиливаемых частот при наличии отрицательной обратной связи путем сравнения (грубого) значений граничных частот усиления без обратной связи и при наличии обратной связи.

Убеждаются, что при действии отрицательной обратной связи диапазон усиливаемых частот расширился.

4. Включают положительную обратную связь, соединив через цепь обратной связи выход лампы  $L_2$  со входом лампы  $L_1$ . Отмечают, что звучание стало громче, но нелинейные искажения усилились. При сильной положительной обратной связи возникает генерация, делающая невозможным распознавание полезного сигнала. Наличие генерации фиксируется на слух и на осциллографе. Генерируемые колебания можно наблюдать на осциллографе, подключенном к выходу усилителя, при выключении источника входного сигнала.

**В ы в о д.** Отрицательная обратная связь в усилителе уменьшает усиление сигнала, но улучшает качество усиления и расширяет полосу усиливаемых частот. Положительная обратная связь увеличивает усиление сигнала, но увеличивает нелинейные искажения и ухудшает стабильность схемы.

## 20. Катодный повторитель

В демонстрации наблюдаются усилительные свойства катодного повторителя. Качественно оценивается полоса усиливаемых частот.

**Об о р у д о в а н и е:** 1) катодный повторитель (рис. 46); 2) звуковой генератор ГЗ-2; 3) электронный осциллограф.

## Проведение демонстрации

1. Подключают звуковой генератор ко входу повторителя. Осциллограф подключают ко входу, а затем — к выходу повторителя и сравнивают входное и выходное напряжения. Отмечают, что выходное напряжение совпадает по форме с входным, но величина выходного напряжения меньше входного.

2. Изменяя частоту входного сигнала, оценивают полосу усиливаемых частот. Отмечают, что в пределах частот 20—20 000 гц выходное напряжение не уменьшается. (В R-усилителе в этом интервале изменения частоты наблюдалось уменьшение усиления).

**Вывод.** У катодного повторителя выходное и входное напряжения синфазны, но коэффициент усиления  $K < 1$ . Полоса пропускания катодного повторителя шире, чем R-усилителя.

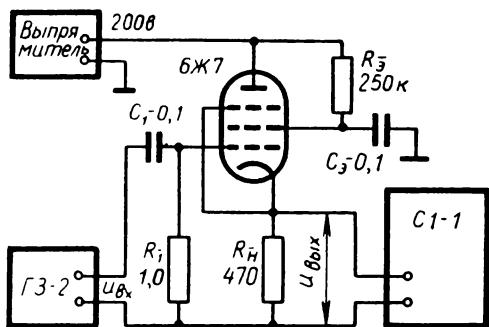


Рис. 46.

## 21. Двухтактный усилитель мощности

В демонстрации анализируется работа фазоинверсного каскада и двухтактного усилителя мощности.

**Оборудование:** 1) генератор ГЗ-7А; 2) универсальный источник питания УИП-1; 3) двухлучевой осциллограф ЕО-2/130 (Венгрия); 4) двухтактный усилитель с фазоинверсным каскадом (рис. 47).

Напряжение от ГЗ-7А поступает на сетку левой половины лампы  $L_1$ , усиливается и поступает на сетку  $L_2$ . Правая половина  $L_1$  является фазопроектирующим каскадом: на ее сетку поступает напряжение в фазе с выходным напряжением левой половины и в противофазе с входным напряжением. Таким образом, на сетках  $L_1$  напряжения противофазны, следовательно, выходные напряжения, поступающие на сетки ламп  $L_2$ ,  $L_3$ , также противофазны. Параметры схемы выбираются так, чтобы напряжения, поступающие на сетки выходных ламп, были одинаковы по величине.

## Проведение демонстрации

1. Подключают входы осциллографа к точкам С и D (точку О соединяют с зажимом «земля» осциллографа). На экране осциллографа наблюдают два гармонических напряжения, противоположных по фазе.

2. Подключают один вход осциллографа к выходу усилителя (ЕК), на экране наблюдают выходное гармоническое усиленное напряжение.

3. Для наблюдения режима работы ламп входы I, II осциллографа подключают соответственно к точкам ЕМ, КМ. При этом наблюдают выходные напряжения каждой из ламп в отдельности. Если на экране наблюдаются гармонические напряжения, лампы работают в режиме класса А, если половины синусоид — в режиме класса В.

**Вывод.** При наличии двух симметричных входных напряжений выходное напряжение двухтактного усилителя получается гармоническим. В режиме усиления класса А выходное напряжение двухтактной схемы больше, чем выходное напряжение одной лампы.

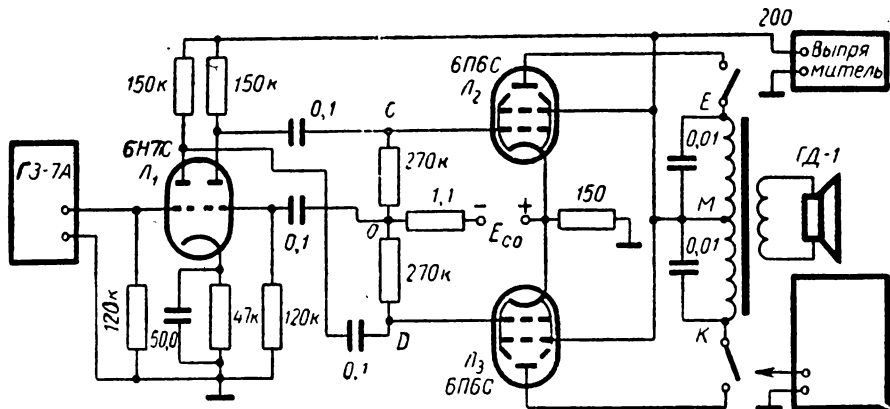


Рис. 47.

## 22. Свойства нелинейной цепи. Получение АМ сигнала

В демонстрации наблюдаются зависимость между током и напряжением в нелинейной цепи, нарушение принципа независимости действия э.д.с., получение АМ сигнала.

Оборудование: 1) генератор высокочастотных колебаний Г4-1А; 2) генератор сигналов ГЗ-7А; 3) электронный осциллограф — 2 шт.; 4) анализатор спектра С4-8.

Схема демонстрации дана на рис. 48.

### Проведение демонстрации

1. Включают только напряжение низкой частоты  $F$  (рис. 49 а). На вход анализатора спектра и осциллографа подают напряжение с сопротивления  $R_3$ , пропорциональное току в цепи. На экране осциллографа наблюдают выпрямленное напряжение (рис. 49 б), форма которого (временная характеристика) соответствует форме тока в цепи.

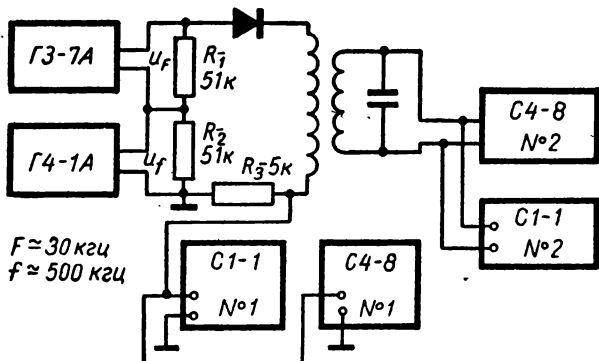


Рис. 48.

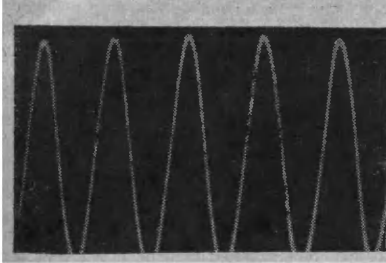


Рис. 49а.

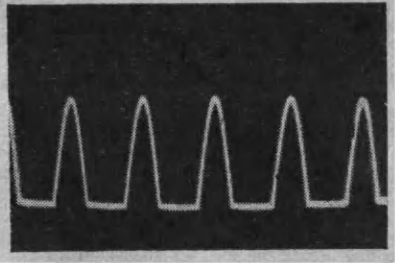


Рис. 49б.

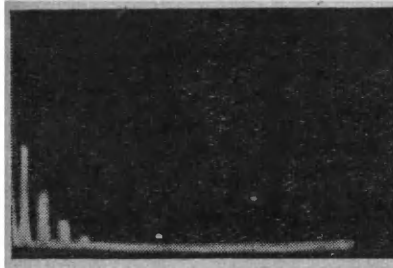


Рис. 49в.

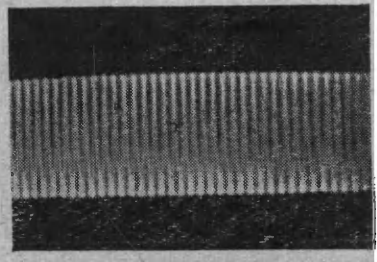


Рис. 49г.

На анализаторе спектра наблюдают спектральный состав тока в цепи (рис. 49 в), содержащей нелинейное сопротивление — полупроводниковый диод. Отмечают, что спектр состоит из ряда гармоник с постоянным интервалом:  $F$ ,  $2F$ ,  $3F$ . При закороченном диоде спектр содержит только одну составляющую частоты  $F$ .

2. Закоротив диод, включают высокую частоту  $f$  (рис. 49 г); на анализаторе спектра видна только одна спектральная составляющая (рис. 49 д).

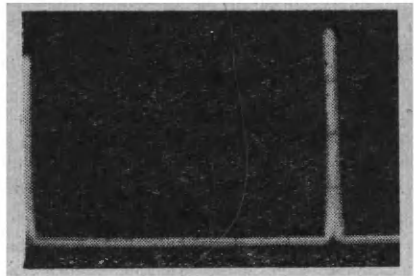


Рис. 49д.

3. Включают диод и оба генератора; на схему действует суммарное напряжение источников (можно увидеть его на осциллографе 1, который подключается ко входу схемы). Форма тока не повторяет форму входного сигнала (рис. 50 а). Спектр (рис. 50 б) имеет больше двух гармонических составляющих. Наблюдаются низкочастотные и высокочастотные составляющие напряжения. При выключении одного из генераторов пропадают несколько частот. Таким образом, напряжение на выходе (и ток) не равно сумме напряжений, обусловленных действием каждой э.д.с. в отдельности (появляются комбинационные частоты  $f_0 \pm F$ , обусловленные взаимодействием э.д.с.).



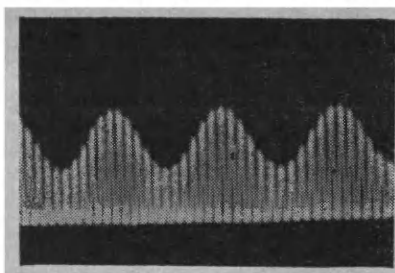


Рис. 50а.

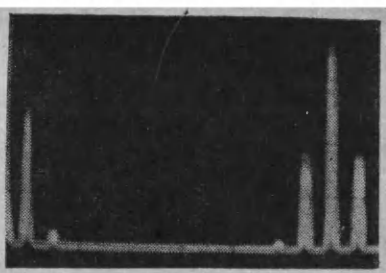


Рис. 50б.

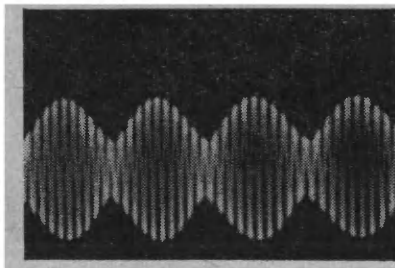


Рис. 51а.

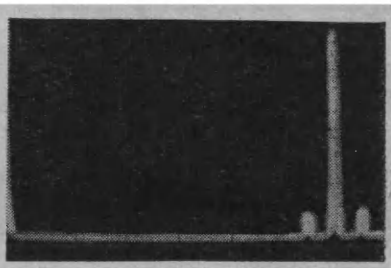


Рис. 51б.

4. Используя избирательный фильтр (контур) с резонансной частотой  $f_0$  и полосой пропускания  $2F$ , получают АМ сигнал на выходе фильтра (осциллограф 2 подключают к контуру). Временную и спектральную характеристики АМ сигнала наблюдают на осциллографе 2 и анализаторе спектра (рис. 51 а, б).

**В ы в о д** Между током и напряжением в цепи с полупроводниковым диодом нет линейной зависимости. В нелинейной цепи не выполняется принцип суперпозиции (появляются новые частоты). В нелинейной цепи при действии двух напряжений различной частоты и наличии избирательного фильтра с определенными параметрами возможно получение АМ сигнала.

### 23. Диодное детектирование АМ сигнала

В демонстрации наблюдаются процессы в схеме диодного детектора, анализируется работа последнего при различных нагрузках.

**Оборудование:** 1) генератор Г4-1А; 2) электронный осциллограф С1-1 — 2 шт.; 3) диодный детектор.

Приборы включаются по схеме рис. 52. Генератор работает в режиме «внутренняя модуляция». Входной АМ сигнал наблюдается на осциллографе 1. Отдетектированный сигнал снимается с нагрузки  $RC$  детектора и фиксируется осциллографом 2.

### Пр о в е д е н и е д е м о н с т р а ц и и

1. На детектирующую схему подается АМ сигнал от Г4-1А (рис. 53 а). Конденсаторы, шунтирующие сопротивление  $R$ , отключены; на осциллографе 2 наблюдается выпрямленное напряжение (пропорциональное току), обусловленное

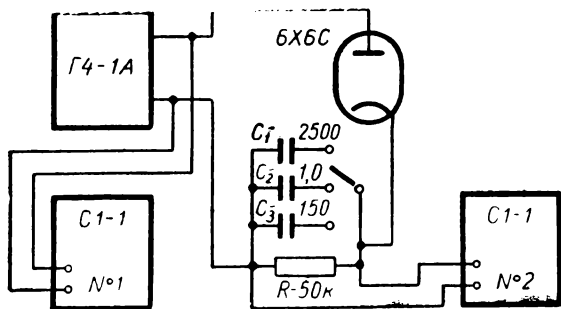


Рис. 52.

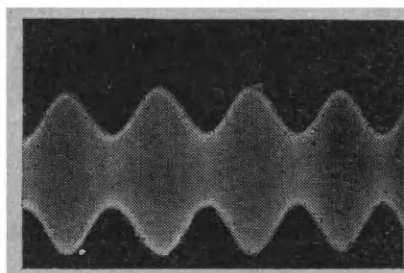


Рис. 53а.

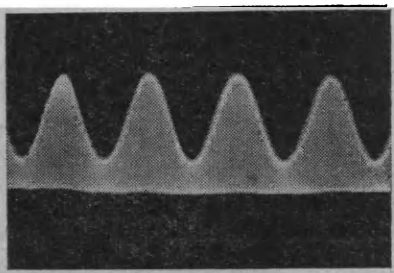


Рис. 53б.

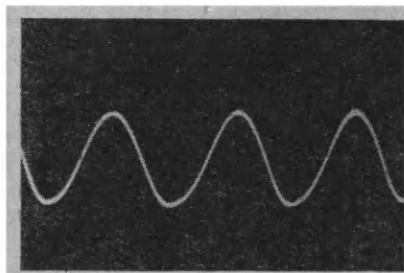


Рис. 53в.

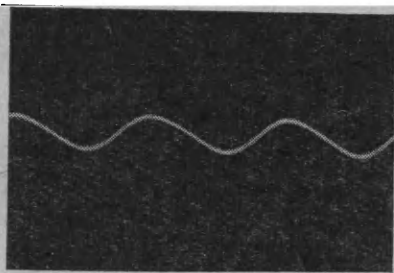


Рис. 53г.

односторонней проводимостью диода (рис. 53 б). Это напряжение (и ток) содержит высокочастотные и низкочастотные гармонические составляющие.

2. Включают конденсатор  $C_1 = 2500$  пф и наблюдают осциллограмму управляющего низкочастотного напряжения (рис. 53 в). Все высокочастотные составляющие отсутствуют, так как сопротивление  $R$  шунтировано емкостью  $C_1$  и полное сопротивление  $RC_1$ -цепочки для высокой частоты

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC_1)^2}}$$

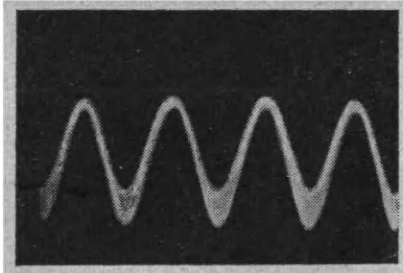


Рис. 53д.

очень мало (время релаксации  $\tau = C_1 R$  значительно превышает период высокой частоты  $T_B$ ). Но для низкочастотных составляющих  $\tau_1 < T_H$  и сопротивление цепочки

$$Z \approx R.$$

3. Включают конденсатор большей, чем в первом опыте, емкости  $C_2 \approx 1 \text{ мкф}$ . Наблюдают уменьшение амплитуды и искажение формы сигнала на выходе (рис. 53г).

Амплитуда уменьшается потому, что  $Z \ll R$ . Искажения сигнала обусловлены тем, что постоянная времени

$\tau_2 > T_H$  и конденсатор не успевает перезарядиться за время  $T_H$ . На экране осциллографа видны участки экспоненты, соответствующие быстрому заряду через открытый диод и медленному разряду через сопротивление  $R$ .

4. Включают конденсатор  $C_3$  малой емкости ( $C_3 = 150 \text{ пф}$ ). На экране осциллографа, кроме низкочастотного напряжения, имеются высокочастотные составляющие тока (рис. 53 д).

**Вывод.** Для осуществления детектирования необходим нелинейный элемент и фильтр  $RC$ , выделяющий низкочастотный, управляющий сигнал ( $T_B \ll RC \ll T_H$ )\*

## 24. Сеточное детектирование

В демонстрации наблюдаются процессы, происходящие в цепи сеточного детектора.

**Оборудование:** 1) генератор Г4-1А; 2) электронный осциллограф С1-1; 3) сеточный детектор (рис. 54); 4) выпрямитель.

Несущая частота около 120 кГц. Модулирующая частота  $F = 1000 \text{ гц}$  (Г4-1А работает в режиме «внутренняя модуляция»).

### Проведение демонстрации

1. Выключают ключ  $K_1$  и наблюдают входной АМ сигнал (рис. 55 а).

2. Включают лампу (ключ  $K_1$  замкнут) и наблюдают, как происходит искажение сигнала (рис. 55 б) за счет нелинейности характеристики сеточного тока и наличия  $R_1 C_1$ -цепочки (отрицательные полупериоды колебаний увеличились

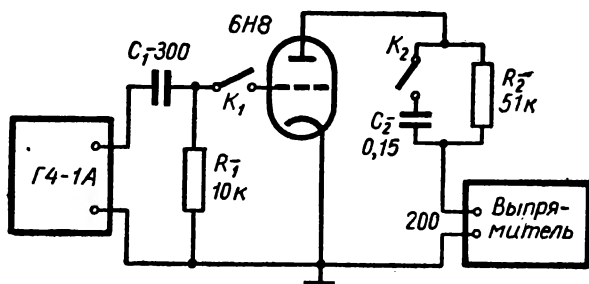


Рис. 54.

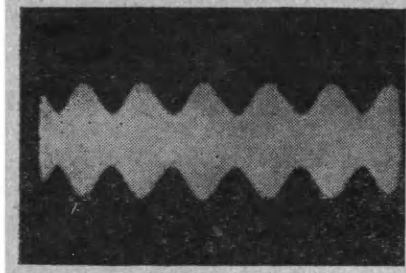


Рис. 55а.

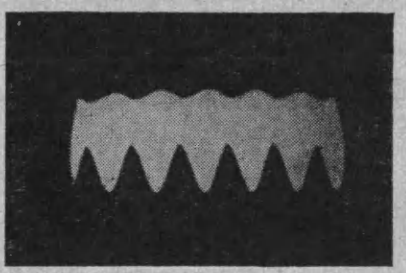


Рис. 55б.

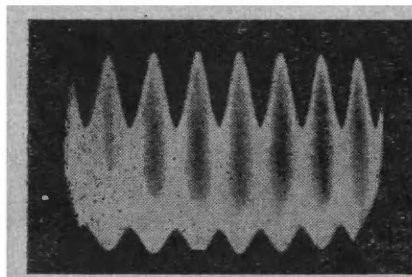


Рис. 55в.

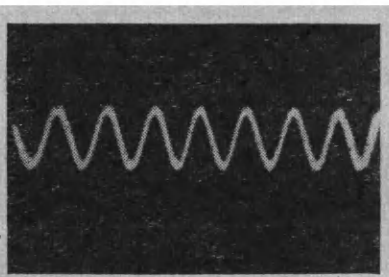


Рис. 55г.

за счет напряжения смещения низкой частоты; постоянную составляющую осциллограф не фиксирует).

Отмечают, что такое же по форме напряжение было на диоде в случае диодного детектора; следовательно, сетка—катод триода выполняют аналогичную роль.

3. При разомкнутом ключе  $K_2$  наблюдают выходное напряжение в анодной цепи лампы (рис. 55 в). Отмечают, что лампа работает в режиме линейного усиления — напряжение на выходе такой же формы, что и на входе, фазы напряжений противоположны. При замкнутом ключе  $K_2$  наблюдают детектированный сигнал (рис. 55 г).

В ы в о д. За счет нелинейности характеристики сеточного тока и наличия фильтра  $R_1C_1$  возможно осуществление детектирования сигнала. В схеме сеточного детектора, кроме детектирования, происходит усиление сигнала.

## 25. Детектирование ЧМ сигнала

В демонстрации наблюдаются процессы, происходящие в ограничителе и детекторе сигналов с двумя расстроенными контурами.

Об о р у д о в а н и е: 1) частотный детектор (рис. 56); 2) высокочастотный генератор Г4-1А; 3) генератор сигналов ГЗ-7А; 4) приставка к осциллографу для наблюдения резонансных кривых РК-1; 5) электронный осциллограф С1-Г — 2 шт.

Схема демонстрации приведена на рис. 57.

Частотно-модулированный сигнал получается на выходе прибора РК-1. Для получения ЧМ колебаний с несущей частотой 112 кГц на вход РК подается напряжение от Г4-1А частоты 4112 кГц. (РК имеет смеситель с гетеродином, работающим на частоте  $f_r = 4000$  кГц; на выходе смесителя (прибора) получается частота 112 кГц.)

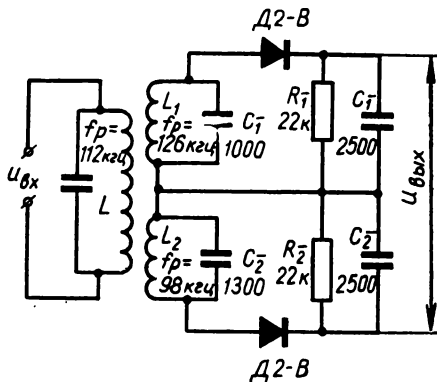


Рис. 56.

Управляющий сигнал частоты  $F = 4-5$  кГц берется от ГЗ-7А и подается на зажимы «развертка» РК-1 (сигнал поступает на реактивную лампу, подключенную параллельно контуру гетеродина); ЧМ сигнал поступает на контуры частотного детектора.

#### Проведение демонстрации

1. Включают напряжение питания схемы рис. 57 и наблюдают на осциллографе 1 ЧМ сигнал (рис. 58 а).

На вход осциллографа 2 подают напряжение с контуров частотного детектора и наблюдают изменение амплитуды ЧМ сигнала (рис. 58 б).

Подключают осциллограф 2 к выходу частотного детектора и наблюдают сигнал низкой частоты (рис. 58 в).

2. Увеличивают модулирующее напряжение и наблюдают увеличение амплитуды напряжения на выходе частотного детектора с ростом девиации частоты.

3. При большом напряжении модулирующего сигнала наблюдают искажения детектированного сигнала (вследствие нелинейности рабочего участка частотной характеристики контуров частотного детектора).

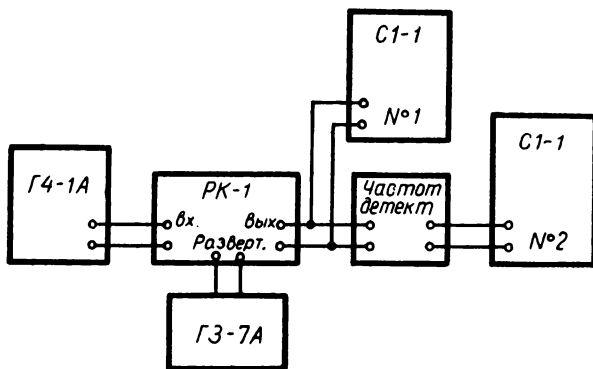


Рис. 57.

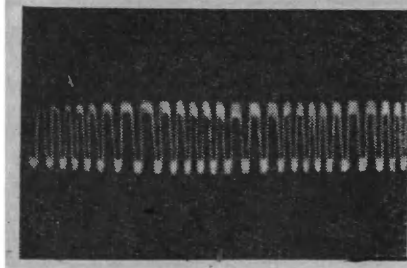


Рис. 58а.

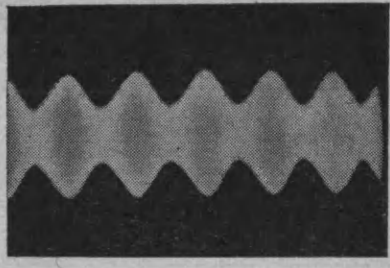


Рис. 58б.

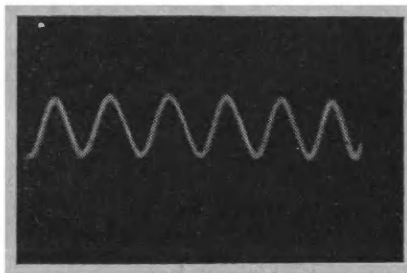


Рис. 58в.

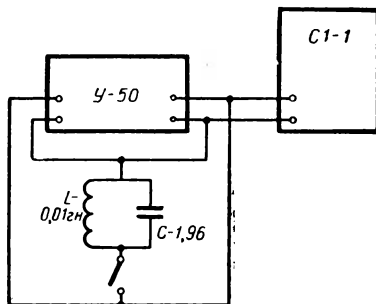


Рис. 59.

**В ы в о д.** Наличие расстроенных контуров частотного детектора приводит к изменению амплитуды ЧМ сигнала. Сигнал с переменной (в соответствии с изменением частоты) амплитудой с помощью двух диодов и нагрузок детектируется, как АМ сигнал. Чем больше девиация частоты, тем больше амплитуда детектированного сигнала. При достаточно большой девиации происходят нелинейные искажения сигнала, обусловленные нелинейным рабочим участком частотной характеристики контуров. Следовательно, для сигнала с большой девиацией требуются малодобротные контуры.

## 26. Кольцо, образованное усилителем и цепью обратной связи

В демонстрации наблюдается возникновение автоколебаний при наличии обратной связи и выясняется необходимость избирательной цепи обратной связи (при наличии неизбирательного усиления) для получения гармонических колебаний.

**Оборудование:** 1) усилитель низкой частоты У-50; 2) электронный осциллограф; 3) колебательный контур с собственной частотой около 2000 гц.

Схема демонстрации дана на рис. 59.

Переключатель рода работы У-50 в положении «микрофон 1». Выход — 120 в.

### Проведение демонстрации

1. Контур выключен. Цепь обратной связи отключена. Напряжение на выходе усилителя отсутствует (так как отсутствует сигнал на входе).
2. Соединяют выход усилителя со входом (контур отключен). На экране осциллографа наблюдают выходное напряжение сложной формы (рис. 60 а).

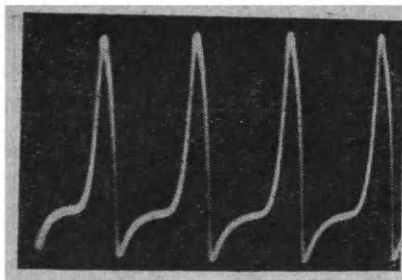


Рис. 60а.

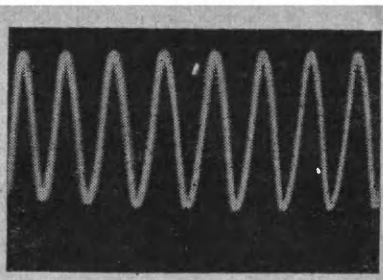


Рис. 60б.

Очевидно, условие возбуждения  $\beta K > 1$  выполняется для многих частот, они и генерируются.

3. Включают контур в цепь обратной связи. Наблюдают гармоническое напряжение (рис. 60 б). Условие возбуждения выполняется в данном случае для одной частоты. Для частот, далеких от резонансной частоты контура, сопротивление последнего мало, и напряжение обратной связи мало. Условие  $\beta K > 1$  не выполняется.

Вывод. В кольце, содержащем усилитель и цепь обратной связи, при определенных условиях возникают колебания. Для получения гармонических колебаний условие генерации должно выполняться только для одной частоты.

## 27. LC-генератор

Демонстрация позволяет наблюдать автоколебания в LC-генераторе, роль обратной связи и фазовые соотношения анодного и сеточного напряжений (напряжения обратной связи).

Оборудование: 1) LC-генератор, собранный по схеме рис. 61; 2) двухлучевой осциллограф; 3) выпрямитель кенотронный.

### Проведение демонстраций

1. Напряжение с колебательного контура LC подают на первый вход осциллографа. При максимальном расстоянии между катушками фиксируют отсутствие колебаний (коэффициент связи мал, и условие возбуждения генератора не выполняется).

2. Сближают катушки и наблюдают при некоторой связи возникновение колебаний.

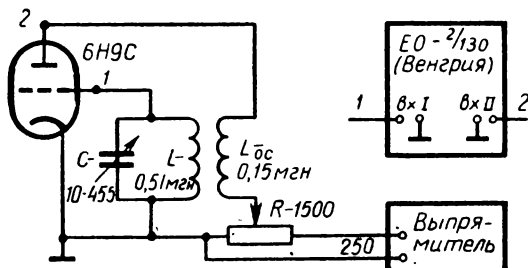


Рис. 61.

3. При переключении концов катушки  $L_{oc}$  отмечают отсутствие колебаний. Этот опыт показывает, что для генерации колебаний должна быть обратная связь, определенная не только по величине, но и по фазе.

4. Фазовые соотношения между напряжением обратной связи  $u_{oc}$  и анодным напряжением  $u_a$  наблюдают на двухлучевом осциллографе. Для этого на один вход осциллографа подают сеточное напряжение, на другой — анодное.

Наблюдают осциллограммы напряжений (рис. 62). Отмечают, что в генераторе сеточное напряжение противофазно анодному ( $\beta < 0$ ).

Вывод. Для возникновения колебания необходимо выполнение определенных амплитудных и фазовых соотношений между напряжением обратной связи и выходным напряжением. Если условие возбуждения выполняется для одной частоты, то возникающие колебания являются гармоническими.

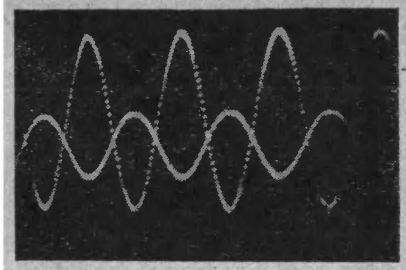


Рис. 62.

## 28. RC-генератор

В демонстрации наблюдаются гармонические автоколебания в RC-генераторе. Исследуется работа RC-цепочек.

Оборудование: 1) RC-генератор (рис. 63); 2) кенотронный выпрямитель; 3) двухлучевой осциллограф.

### Проведение демонстрации

1. Подключают осциллограф к точкам ВЗ. Включают питание схемы и, изменяя сопротивление  $R_2$ , добиваются возникновения гармонических колебаний;  $R_4$  — в среднем положении.

2. Изменяют сопротивление нагрузки лампы  $R_4$ . При очень больших и малых значениях  $R_4$  генерация срывается.

3. Наблюдают фазовые соотношения между выходным (анодным,  $u_{B3}$ ) и сеточным ( $u_{D,3}$ ) напряжениями, подключив их ко входам осциллографа.

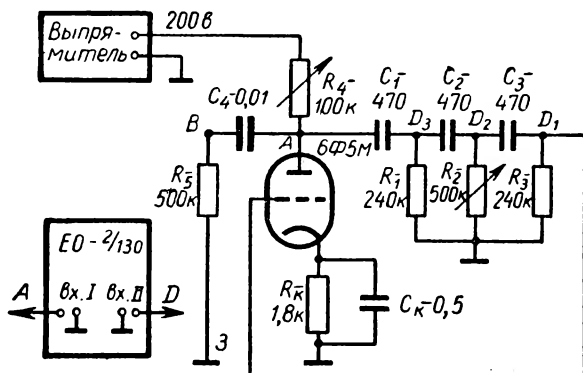


Рис. 63.



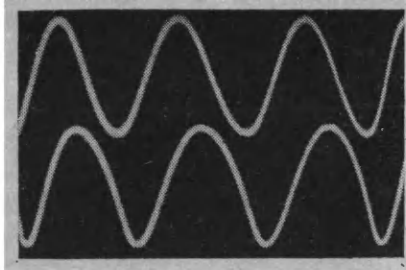


Рис. 64а.

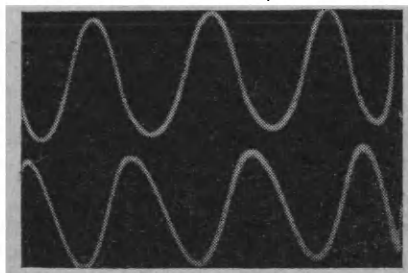


Рис. 64б.

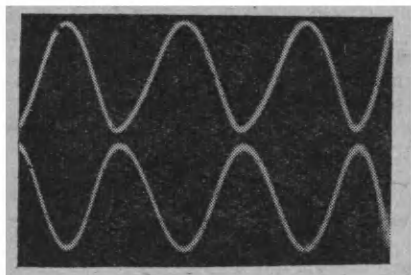


Рис. 64в.

4. Трехзвенная  $RC$ -цепочка осуществляет положительную обратную связь. При положительной обратной связи напряжение обратной связи противофазно с выходным напряжением. Фаза выходного напряжения изменяется с помощью  $RC$ -цепочек. Действие каждого звена и всей цепочки наблюдают на осциллографе, поочередно подключая ко второму входу последнего напряжения  $D_3Z$  (изменение фазы, обусловленное действием одного звена), (рис. 64 а), затем  $D_2Z$  (два звена), (рис. 64 б) и, наконец,  $D_1Z$  (изменение фазы на  $\pi$  всей  $RC$ -цепью) (рис. 64 в).

Настоящий опыт можно провести, используя метод фигур Лиссажу (с помощью однолучевого осциллографа).

5. Изменяя  $R_2$ , наблюдают изменение частоты автоколебаний.

Вывод. В схеме, не содержащей колебательного контура, могут существовать гармонические колебания, если условия возбуждения выполняются только для одной частоты. Необходимая для генерации положительная обратная связь осуществляется с помощью  $RC$ -цепи, состоящей минимум из трех звеньев.

Частота колебаний определяется постоянной времени  $RC$ -цепи. Чем больше постоянная времени, тем меньше частота автоколебаний.

## 29. Регенеративный прием

Демонстрация показывает роль регенерации в радиоприемной схеме.

Оборудование: 1) регенеративный приемник (рис. 65); 2) генератор высокочастотных колебаний Г4-1А; 3) усилитель низкой частоты с громкоговорителем; 4) кенотронный выпрямитель; 5) электронный осциллограф — 2 шт.

## Проведение демонстрации

1. Наблюдают прием слабого сигнала без регенерации (рис. 66 а). Входной контур настраивается в резонанс с сигналом от Г4-1А. Входной АМ сигнал контролируется осциллографом 1. Обратная связь устранена за счет помещения металлического листа между катушками  $L_k$  и  $L_{oc}$ . Отдетектированный сигнал наблюдается на осциллографе 2, куда поступает напряжение с цепочки  $R_1C_1$  (рис. 66 б). Сигнал низкой частоты воспринимается на слух, после усиления. Громкоговоритель дает слабое звучание. При повышении частоты модуляции (с

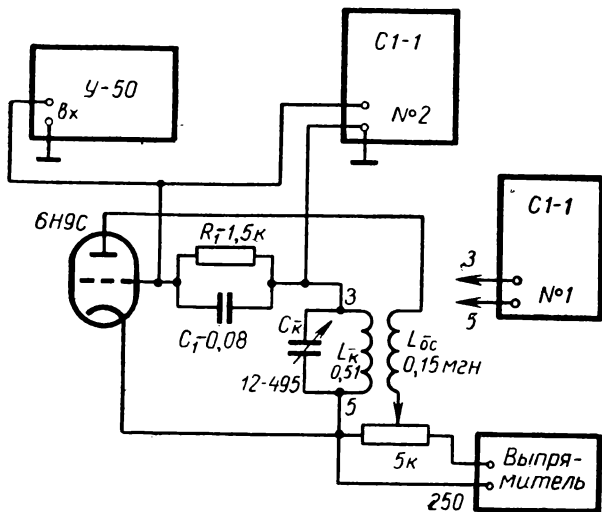


Рис. 65.

400 до 1000 гц) повышается тон звучания громкоговорителя; частота колебаний, наблюдаемых на осциллографе 2, увеличивается. При  $t = 0$  сигнал низкой частоты исчезает, осциллограф 1 фиксирует несущие колебания.

2. При постепенном удалении экрана (металлического листа) увеличивается положительная обратная связь (регенерация). Знак обратной связи определяется по увеличению сигнала на осциллографе 1 (рис. 66 в). С ростом регенерации увеличивается амплитуда сигнала низкой частоты (рис. 66 г). Громкость звука при этом возрастает. Высота тона не изменяется.

3. При сильном входном сигнале громкость изменяется мало.

4. При дальнейшем увеличении связи, начиная с некоторого значения, сигналы на контуре  $L_K C_K$  и  $R_1 C_1$  сильно искажаются (рис. 66 д). В звуке появляется свист. Искажение сигнала свидетельствует о самовозбуждении схемы. Генерацию схемы при сильной обратной связи можно наблюдать на осциллографе, выключив генератор Г4-1А.

При наличии входного сигнала частоты  $f_c$  и автоколебаний частоты  $f_0$ , близкой к  $f_c$ , получаются биения. Отдетектированные биения дают свист

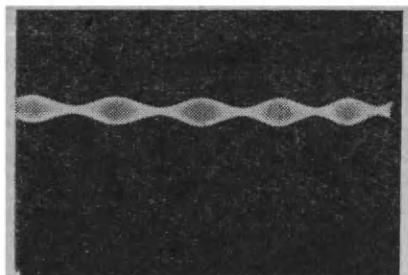


Рис. 66а.

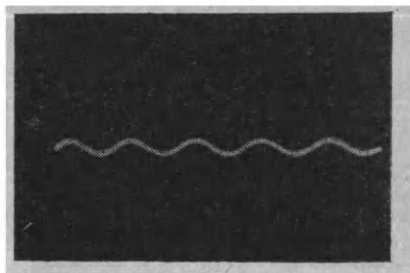


Рис. 66б.

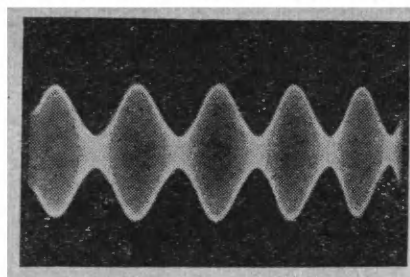


Рис. 66в.

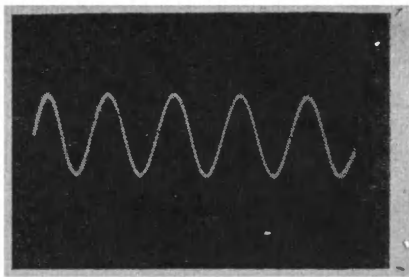


Рис. 66г.

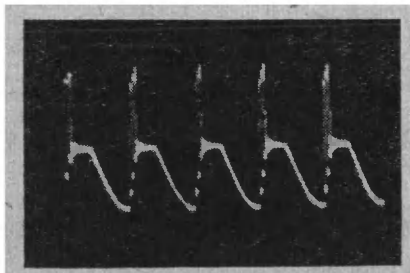


Рис. 66д.

(частоту биений можно изменять, изменяя резонансную частоту контура). При выключении напряжения входного сигнала свист исчезает — остаются только автоколебания схемы.

**Вывод.** Наличие регенерации приводит к увеличению громкости принимаемого сигнала. Действие регенерации сильнее проявляется при слабом входном сигнале. При сильной положительной обратной связи схема возбуждается, и прием делается невозможным.

### 30. Супергетеродинный приемник

В демонстрации наблюдается прохождение сигнала через тракт супергетеродинного приемника.

**Оборудование:** 1) генератор высокочастотных колебаний Г4-1А; 2) электронный осциллограф С1-1; 3) супергетеродинный приемник ТПС (блок-схема супергетеродинного приемника дана на рис. 67).

#### Проведение демонстрации

1. На вход приемника подают модулированное напряжение от генератора стандартных сигналов. Осциллограф подключают ко входу УВЧ (точка 1). Настраивают приемник в резонанс и наблюдают осциллограмму входного сигнала (рис. 68 а).

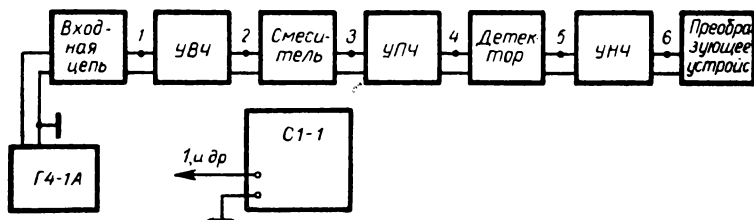


Рис. 67.

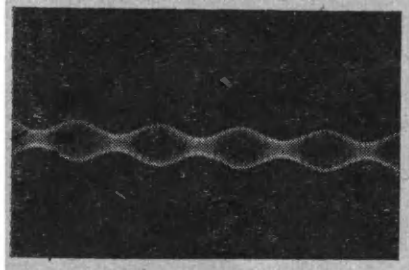


Рис. 68а.

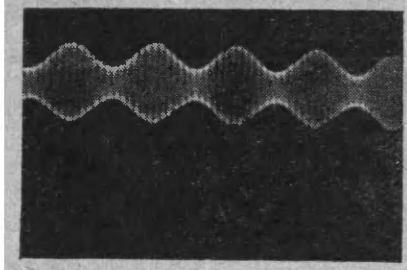


Рис. 68б.

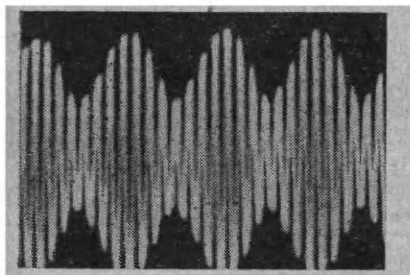


Рис. 68в.

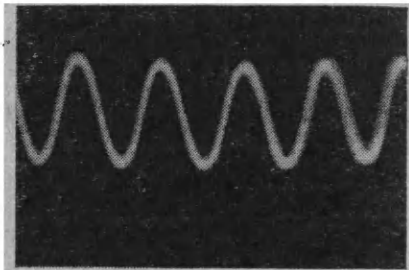


Рис. 68 г.

2. Затем, подключив осциллограф к выходу УВЧ (точка 2), наблюдают усиленный сигнал (рис. 68, б). Отмечают, что коэффициент усиления мал. (Выключив модуляцию, оценивают несущую частоту.)

3. Наблюдают сигнал на выходе УПЧ (точка 4). Усиление в результате преобразования и усиления по промежуточной частоте существенно больше, чем усиление по высокой частоте (рис. 68 в). (При выключенной модуляции оценивают промежуточную частоту.)

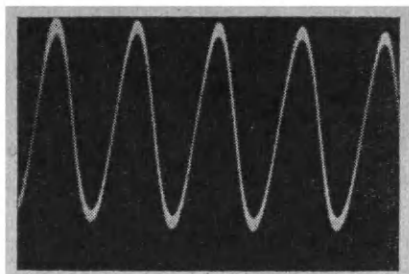


Рис. 68д.

4. Затем наблюдают напряжение на выходе детекторного каскада (рис. 68 г).

5. Наблюдают усиленное напряжение УНЧ (рис. 68 д).

6. Обращают внимание на освещенность экрана индикатора настройки при резонансе и вдали от него.

**В ы в о д.** В супергетеродинном приемнике основное усиление сигнала происходит на промежуточной частоте.

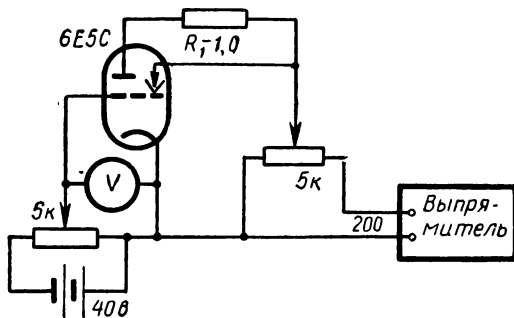


Рис. 69.

### 31. Принцип работы индикатора настройки

Демонстрация показывает, как изменяется освещенность экрана индикатора настройки при изменении потенциала сетки.

Оборудован и: 1) выпрямитель кенотронный; 2) аккумулятор на 6 в или сухая батарея; 3) вольтметр постоянного тока.

Схема включения 6E5С изображена на рис. 69.

#### Проведение демонстрации

1. Увеличивают отрицательное напряжение на сетке и наблюдают сужение темного сектора на экране индикатора настройки. При достаточно большом напряжении весь экран освещен однородно.

2. Изменяют напряжение на аноде и наблюдают, что темный сектор на экране не изменяется, меняется лишь интенсивность свечения экрана.

Вывод. Изменение ширины темного сектора экрана индикатора зависит от изменения потенциала сетки. Чем меньше потенциал сетки, тем уже темный сектор.

### 32. Релаксационный генератор на газоразрядной лампе

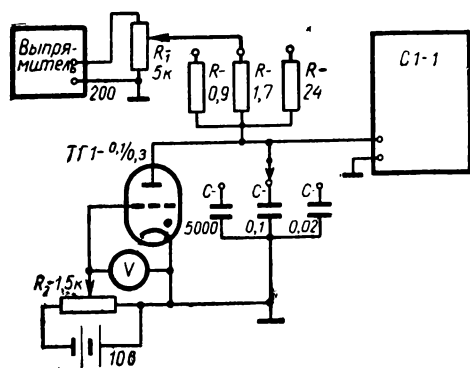


Рис. 70.

В демонстрации наблюдаются релаксационные колебания и зависимость формы и периода колебаний от параметров схемы.

Оборудован и: 1) электронный осциллограф C1-1; 2) выпрямитель кенотронный; 3) аккумулятор на 6 в; 4) вольтметр 10—15 в; 5) релаксационный генератор, собранный по схеме рис. 70.

#### Проведение демонстрации

1. При  $U_a=300$  в,  $U_c=4$  в,  $R=1,7$  Мом,  $C=0,02$  мкф наблюдают осциллограмму пилообразного напряжения (рис.71а).

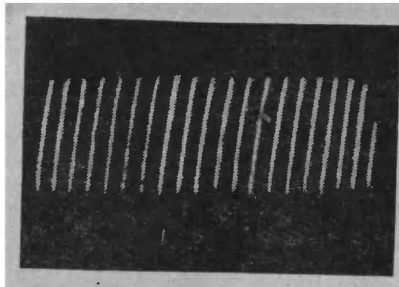


Рис. 71а.

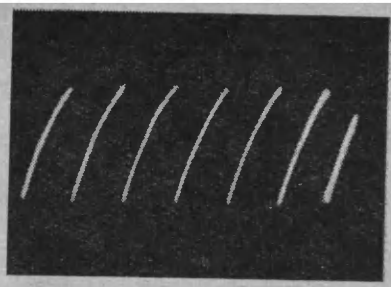


Рис. 71б.

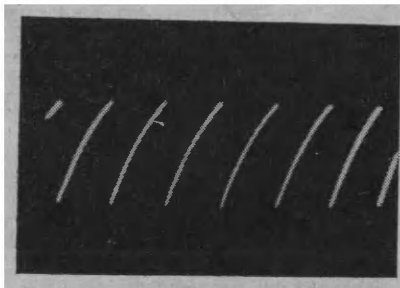


Рис. 71в.

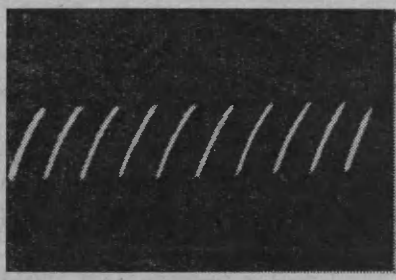


Рис. 71г.

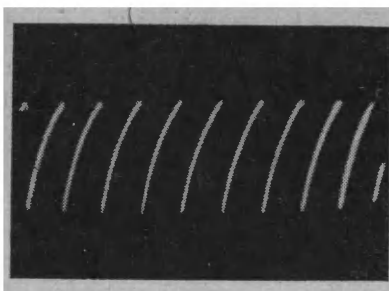


Рис. 71д.

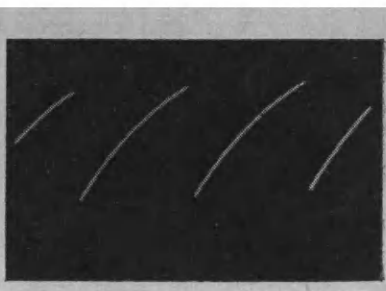


Рис. 71е.

2. Меняют величину сопротивления  $R$  в цепи заряда конденсатора. Увеличивают  $R$  — период увеличивается (рис. 71 б,в).

3. Увеличивают емкость конденсатора и наблюдают увеличение периода колебаний (рис. 71 г,д,е).

4. Изменяют потенциал на сетке. Чем выше потенциал сетки, тем меньше потенциал зажигания и период колебаний.

Вывод. Период и форма релаксационных колебаний зависят от  $R$ ,  $C$ ,  $U_c$  (от  $U_c$  зависит потенциал зажигания).

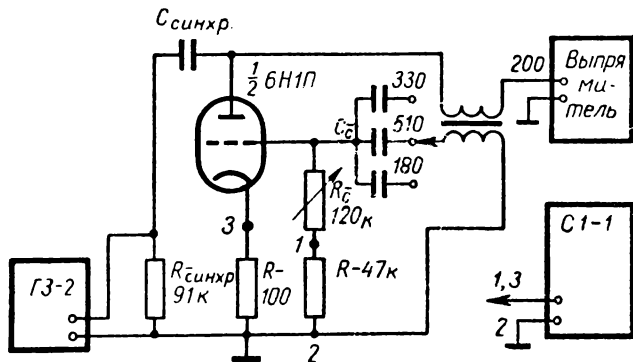


Рис. 72.



Рис. 73а.

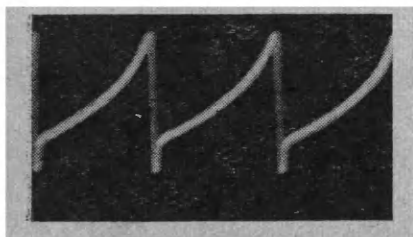


Рис. 73б.

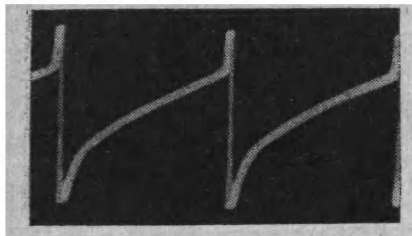


Рис. 73в.

### 33. Блокинг-генератор

В демонстрации наблюдаются процессы, происходящие в схеме блокинг-генератора. Наблюдается зависимость формы и периода колебаний от параметров схемы. Изучаются условия синхронизации.

Оборудование: 1) двухлучевой осциллограф; 2) выпрямитель на 200 в; 3) блокинг-генератор, собранный по схеме рис. 72; 4) трансформатор строчной развертки от телевизора «Рекорд»; 5) звуковой генератор ГЗ-2.

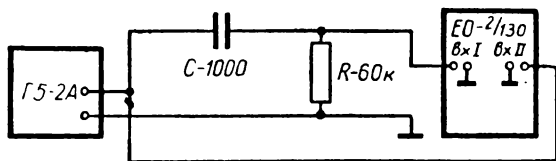
#### Проведение демонстрации

1. Наблюдают осциллограммы тока и сетевого напряжения (рис. 73а, б).

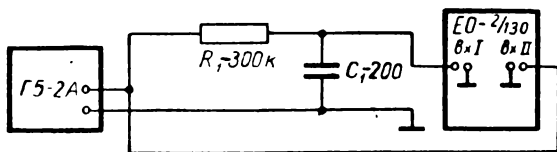
2. Увеличивают (при заданном значении емкости) величину сопротивления  $R_c$  и наблюдают увеличение периода колебаний (рис. 73 в).

3. Подают гармоническое напряжение синхронизации и наблюдают напряжение на сетке засинхронизированного блокинг-генератора. Отмечают, что синхронизация имеет место при определенном соотношении между периодами генератора и сигнала.

Вывод. В схеме блокинг-генератора возникают колебания сложной формы. Период колебаний тем больше, чем больше  $R_c C_c$ . Синхронизация колебаний имеет место, если  $N T_{\text{синхр}}$  не на много меньше периода блокинг-генератора ( $N = 1, 2, \dots$ ).



а



б

Рис. 74.

### 34. Дифференцирование и интегрирование напряжения RC-цепочками

В демонстрации наблюдается дифференцирование и интегрирование напряжения прямоугольной формы. Изучаются фазовые соотношения между входным и выходным напряжениями.

Оборудованіе: 1) генератор прямоугольных импульсов Г5-2А; 2) дифференцирующая цепочка; 3) интегрирующая цепочка; 4) двухлучевой осциллограф.

Схема демонстрации показана на рис. 74, а, б.

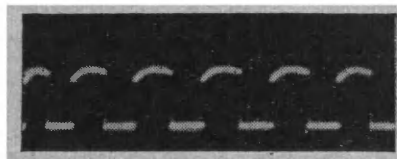


Рис. 75а.

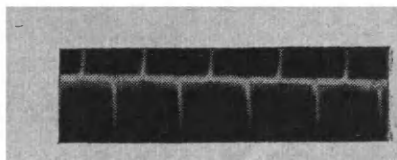


Рис. 75б.

### Проведение демонстрации

1. Подают прямоугольное напряжение (рис. 75 а) на вход дифференцирующей цепочки и первый вход осциллографа. Выходное продифференцированное напряжение (рис. 75 б) подают на второй вход осциллографа. Наблюдают осциллограммы входного и выходного напряжения.

2. Вместо дифференцирующей цепочки включают интегрирующую и наблюдают изменение импульса в результате интегрирования (рис. 75 в, г).

3. Уменьшают напряжение Г5. Крутизна фронтов прямоугольных импульсов уменьшается. Амплитуда дифференцированных импульсов уменьшается, длительность увеличивается.

4. Подают на вход дифференцирующей и интегрирующей цепей си-

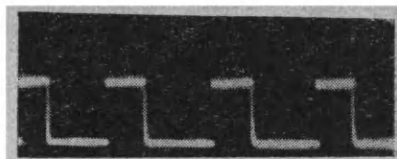


Рис. 75в.



Рис. 75г.



нусоиду. Убеждаются, что при дифференцировании и интегрировании синусоиды форма сигнала не меняется (только вносится фазовый сдвиг).

**В ы в о д.** В зависимости от параметров *RC*-цепочки на выходе получаются сигналы различной длительности. Амплитуда выходного напряжения зависит от формы и длительности входного сигнала.

### 35. Принципы телевидения

Демонстрация показывает принцип воспроизведения телевизионного изображения.

**Оборудование:** 1) электронный осциллограф С1-1—3 шт.; 2) двухлучевой осциллограф; 3) генератор импульсов Г5-2А. Блок-схема демонстрации дана на рис. 76. Осциллограф 2 является «телевизором».

Генератор развертки осциллографа 2 обеспечивает горизонтальную (строчную) развертку изображения на экране этого осциллографа. Форма развертывающего строчного напряжения наблюдается на экране двухлучевого осциллографа, на вход которого это напряжение подается с *X*-пластин осциллографа 2.

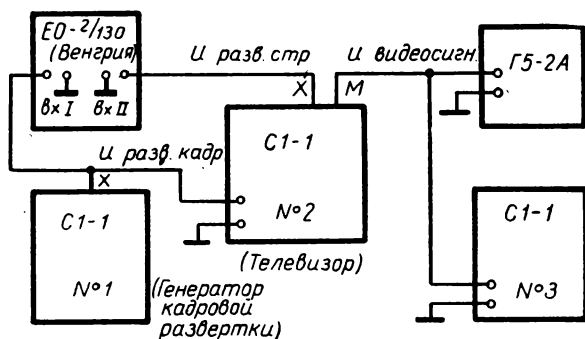


Рис. 76.

Генератор развертки осциллографа 1 обеспечивает вертикальную (кадровую) развертку изображения на экране осциллографа 2. Для этого напряжение с *X*-пластин осциллографа 1 подается на *Y*-вход осциллографа 2. Одновременно оно подается и на второй вход двухлучевого осциллографа, где его можно наблюдать.

При одновременной работе обеих разверток и целочисленном соотношении их периодов ( $T_{\text{кад}} = NT_{\text{стр}}$ ) получается устойчивый растр. Для синхронизации напряжение развертки с осциллографа 2 подается на зажимы «внешняя синхронизация» осциллографа 1. Видеоимпульсы служат импульсы, вырабатываемые генератором импульсов. Форма видеоимпульсов наблюдается на осциллографе 3. Видеоимпульсы поступают на управляющий электрод *M* и зажимы «внешняя синхронизация» осциллографа 2 и изменяют яркость свечения экрана.

### Проведение демонстрации

1. Генератор импульсов выключен. (Режимы работы осциллографов следующие: осциллограф 2: частота — диапазон 7, плавно 9. Усиление по горизонтали 4,5; осциллограф 1: частота — диапазон 2, плавно 8. Усиление по горизонтали 2.)

Включают оба напряжения разверток при наличии синхронизации. Устанавливают указанные режимы приборов и наблюдают на экране осциллографа 2 растр (рис. 77 а). Соотношение между периодами разверток наблюдают на двухлучевом осциллографе (рис. 77 б).

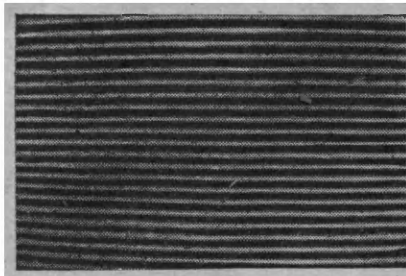


Рис. 77а.

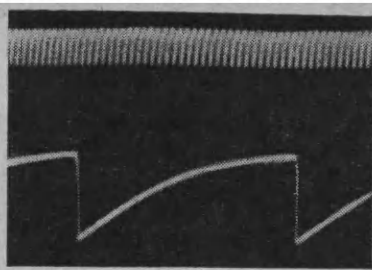


Рис. 77б.

Уменьшая частоту строк, наблюдают более редкую структуру раstra. Увеличивая частоту строк, получают растр, строчная структура которого почти не видна. Длина строк (ширина кадра) регулируется горизонтальным усилителем осциллографа 2. Высота кадра изменяется горизонтальным усилителем осциллографа 1.

2. При нарушении синхронизации наблюдают искажения раstra.

3. Включают генератор импульсов (режим работы Г5-2А: частота импульсов: диапазон 50—5000, плавно 85. Выход 1. Амплитуда 775, вершина 4—40 мксек, спад 1—4 мксек). На экране осциллографа 3 видна форма видеоимпульсов. При  $T_{стр} = NT_{имп}$  (затемнение луча начинается в один и тот же момент периода строчной развертки) на экране № 2 видны несколько темных полос (рис. 78 а).

При нарушении кратности  $T_{стр}$  и  $T_{имп}$  картина на экране размывается (рис. 78 б).

Вывод. Для воспроизведения изображения — изменения яркости экрана под действием видеосигнала при последовательной передаче изображения — необходима развертка по строкам и кадрам. Чтобы не видна была строчная структура раstra и незаметны были мерцания, частоты строчной и кадровой разверток должны быть не менее определенной величины.

Для неискаженной передачи необходимо существование синхронизации соответствующих генераторов развертки.

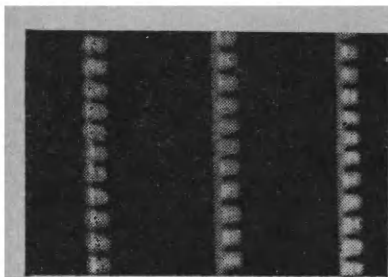


Рис. 78а.

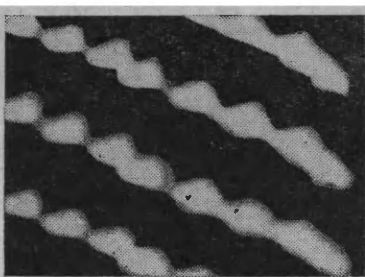


Рис. 78б.

## РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

В л а с о в В. Ф. **Курс радиотехники.** М., Госэнергоиздат, 1962.

Г о р о д е ц к и й А. Ф., К р а в ч е н к о А. Ф. **Полупроводниковые приборы.** М., «Высшая школа», 1967.

К а л и н и н В. И., Г е р ш т е й н Г. М. **Введение в радиофизику.** М., Гостехтеориздат, 1957.

К о л и н К. Т., А к с е н т о в Ю. В., К о л п е н с к а я Е. Ю. **Основы телевидения.** М., «Связь», 1967.

Х а р к е в и ч А. А. **Основы радиотехники.** М., Связьиздат, 1962.

Ш м а к о в П. В. **Телевидение.** М., «Связь», 1965.

Брошюры серии **«Массовая радиобиблиотека».**

Журнал **«Радио».**

- Автоколебания 437  
 Автоколебательные системы 220  
 Амплитудно-модулированные колеба-  
 ния 17—19  
   —, методы получения 241—248  
   —, спектральное и временное рас-  
   смотрение 49—51  
 Анализатор спектра 20, 398  
 Анод 130, 336  
 Антенны вертикальные, излучение 97,  
 98  
   —Г-образные 103  
   —, действующая высота 98  
   — магнитные 104  
   — передающие 14, 34  
   — приемные 14, 34, 47, 281  
   — — телевизионные 353  
   — ЧМ приемника 311  
   — рамочные 104  
   —, сопротивление излучения 99  
 Аппроксимация нелинейных характе-  
 ристик 117—120, 124, 125
- База 160  
 Блокинг-генератор 366, 446
- Варикап 177, 274  
 Видеодетектор 359  
 Видеоканал 380  
 Видеосигнал 326  
 Видеоусилитель 359  
 Видикон 345  
 Волновод 93  
 Волновое число 87  
 Волновые цепи 85  
 Вольтметр амплитудный диодный 385  
 Время установления колебаний 52
- Генератор высокочастотный 399  
   — ждущей развертки 393  
   — звуковой 399
- Генератор незатухающих колебаний  
 32, 218—220  
   — непрерывной развертки 391  
   — развертки 332, 362  
   — релаксационный 444  
   —, схемы 227  
 Гептод 171  
 Гетеродин 269, 356  
 Глубина модуляции 19, 400  
 Громкоговоритель 34, 80  
   —, номинальная мощность 80  
   — рупорный 83  
   —, частотная характеристика 82  
   — электродинамический 82  
   — электромагнитный 84
- Девияция частоты 22  
 Декремент затухания 38  
 Детектирование 241, 248  
   — анодное 265  
   — диодное 259, 432  
   — квадратичное 248, 266  
   — линейное 255, 266  
   — сеточное 263, 434  
   — ЧМ сигнала 435  
 Детектор 34, 46, 249  
   — амплитудный 277  
   — анодный 265  
   —, нагрузочные характеристики  
   262  
   — частотный 277, 313  
 Диаграммы векторные 43, 315  
   — направленности 100  
 Диапазон динамический усилителя 185  
   — рабочих частот 283  
 Динактронный эффект 169  
 Диод полупроводниковый 142  
   — —, вольт-амперная характе-  
   ристика 144  
   — — выпрямительный 146, 176  
   — — высокочастотный 176

- Диод полупроводниковый плоскост-  
 ной 175  
 — — точечный 175  
 — — электровакуумный 139  
 — — , внутреннее сопротивление  
 142  
 — — кенотрон 146  
 — — , крутизна 141  
 — — , статическая анодная характе-  
 ристика 140  
 Диполь полуволновой 97  
 Дискриминатор 314  
 Дифференцирование электронное 370,  
 447  
 Добротность 27, 38, 53, 287  
  
 Емкость межэлектродная 146, 157  
 — распределенная 85  
  
 Зона валентная 135  
 — проводимости 135  
  
 Излучатели активные 102  
 — пассивные 102  
 Измеритель частотных характеристик  
 397  
 Иконоскоп 339  
 Импеданс контура 41, 47, 54  
 Импульсное возбуждение 230  
 Импульсы гасящие 327, 360  
 — синхронизирующие 329, 361,  
 367  
 Индекс фазовой модуляции 23  
 Индикатор электронный 305  
 Индуктивность 74  
 — распределенная 85  
 Интегрирование электрическое 369,  
 447  
 Ионосфера 30  
 Искажения линейные частотные 184  
 — нелинейные 184  
  
 Кадр 321, 324  
 Канал прямого прохождения 309  
 Каскад фазоинверсный 206  
 Катод 130, 335  
 Катушки индуктивности 74  
 — — , добротность 74  
 — многослойные 75  
 — однослойные 74  
 Кенотрон 146  
 Кинескоп 347  
 — масочный 378  
 Код 15  
  
 Колебания вынужденные 231, 233  
 — гармонические 12, 218  
 — модулированные 14, 15, 23  
 — незатухающие 218  
 — релаксационные 392  
 — — , период 343, 444  
 — собственные 37  
 Коллектор 130, 160  
 Коммутатор электронный 378, 382  
 Конденсатор 72, 199  
 — бумажный 73  
 — — , добротность 73  
 — керамический 73  
 — переменный 74  
 — постоянный 72  
 — прямоволновой 74  
 — прямочастотный 74  
 — — , рабочее напряжение 72  
 — — , сопротивление утечки 72  
 — электролитический 73  
 Контур, добротность 27, 38, 53, 287  
 — колебательный 37, 227, 240,  
 411  
 — — параллельный 53, 65, 192, 200,  
 231, 240, 247, 413  
 — последовательный 46, 410  
 — резонансный 46, 231  
 — связанный 60, 66, 200  
 — — , сопротивление при резонансе 191  
 — — фильтр 49  
 Коэффициент затухания 37  
 — модуляции 57, 19, 242, 251,  
 400  
 — нелинейных искажений 184, 283  
 — обратной связи 227, 229  
 — отражения 89  
 — передачи 45, 47, 55, 62, 205  
 — — напряжения 260  
 — — по напряжению 183  
 — — по току 183  
 — — тока базы 162  
 — — — эмиттера 162  
 — поглощения волны 30  
 — связи 62  
 — трансформации 76  
 — усиления динамический 194  
 — — статический 152, 154, 157, 190,  
 198, 202, 206, 220, 247  
 Крутизна анодной характеристики 141  
 — динамическая 193  
 — дифференциальная 113, 227  
 — средняя 216, 221, 246, 247  
  
 Лампы выпрямительные 173  
 — газонаполненные 179  
 — генераторные 173  
 — двухэлектродные 139

- Лампы, дробовой эффект 355  
 — жёлудь 174  
 — , маркировка 175  
 — маячковые 175  
 — многоэлектродные 167  
 — пальчиковые 174  
 — приемно-усилительные 173  
 — разрядная 365, 444  
 — реактивная 274  
 — трехэлектродные 148  
 — усилительные 173  
 — , цоколевка 175
- Линия двухпроводная 85
- Матрица электрическая 373  
 Металлизация экрана 348  
 Метод векторных диаграмм 43  
 — графический анализа нелинейных характеристик 114  
 — комплексных амплитуд 39  
 — тригонометрических функций 37  
 Микрофон 32, 78  
 — динамический катушечный 78  
 — — ленточный 78  
 — конденсаторный 79  
 — пьезоэлектрический 79  
 — , рабочий диапазон частот 78  
 — угольный 79  
 — , чувствительность 78  
 — электромагнитный 79
- Мишень 321, 334, 340  
 Модулятор 336  
 Модуляция 15  
 — амплитудная 12, 17, 240, 330  
 — анодная 246  
 — сеточная 243  
 — фазовая 12, 21—23, 175  
 — частотная 12, 21, 22, 273, 331
- Мозанка 340
- Напряжение смещения 156  
 Насыщение усилителя 217
- Обратная связь 206, 427  
 — — отрицательная 208, 209, 303  
 — — положительная 207, 220, 290
- Ограничитель 313, 368  
 — амплитудный 279
- Осциллограф 20  
 — электронный 386
- Пентагрид 172, 272  
 Пентод 170, 190, 200, 270  
 — , внутреннее сопротивление 200
- Передача изображения последовательная 321, 331  
 Переход коллекторный 160  
 — эмиттерный 160  
 Повторитель катодный 205, 428  
 Показатель преломления 30  
 Полоса пропускания 48, 50, 56, 59, 184, 199, 242  
 Полупроводник 134  
 — , проводимость примесная 135  
 — , — собственная 133
- Помехи зеркальные 308  
 — радиосвязи 32
- Постоянная времени 253  
 Преобразование частоты 240, 267  
 Преобразователь частоты 267, 306  
 Приборы радиоизмерительные 384  
 — электроизмерительные 384
- Приемник гетеродинный 289  
 — детекторный 46  
 — , избирательность 284  
 — прямого усиления 285  
 — радиовещательный 283  
 — регенеративный 293  
 — супергетеродинный 269, 285, 298, 306, 441  
 — телевизионный 233, 351  
 — — , избирательность 351  
 — — , размеры изображения 351  
 — — , чувствительность 351  
 — транзисторный 295  
 — частотно-модулированных сигналов 310  
 — , чувствительность 285
- Принцип накопления заряда 322, 333  
 — суперпозиции 35, 108, 239
- Прожектор электронный 334, 338, 339, 343, 349
- Проницаемость 152  
 Противовес 104
- Рабочая область характеристики 113  
 — точка 112
- Развертка изображения 323, 362  
 — кадровая 323  
 — равномерная 323  
 — строчная 323
- Развертывающее устройство 364  
 Расстройка относительная 47, 298  
 Растр 323  
 Регенерация 440  
 Регулировка усиления автоматическая 303, 331  
 — тембра ручная 290, 303
- Регулятор громкости ручной 290, 303  
 Режим возбуждения жесткий 220, 225

Режим возбуждения мягкий 220, 225  
Резисторы 70—72  
— , номинальная мощность 70  
— , номинальное сопротивление 70  
— непроволочные 70  
— проволочные 70  
Резонанс 48, 65, 225, 228, 233

Селектор амплитудный 333  
Сетка защитная 170  
— управляющая 130, 149  
— экранирующая 156, 169  
Сигнал модулированный 17  
— управляющий 15, 17  
— яркостный 373  
Синхрогенератор 332  
Синхронизация 367  
Системы автоколебательные 220  
— линейные 35, 44  
Смеситель 312, 356  
Сопротивление активное 41, 52  
— волновое 38  
— — линии 87  
— входное 90  
— комплексное 57  
— линейное 108, 116, 417  
— нелинейное 108, 116, 237, 417  
— полное 41  
— реактивное 41  
— управляемое 106  
— эквивалентное 57  
— шумовое 186  
Спектрограмма амплитудная 16  
Спектроанализатор 16  
Стабилизация режима транзистора 295  
— температурная 210  
Стабилитрон 176  
Суперорбитон 343  
Считывание рельефа 341

Телевидение 319, 448  
— , принцип 321  
— цветное 372  
Телефон 46  
Тетрод 169  
Тиратрон 179  
Ток насыщения 131  
— проводимости 29, 30  
— — , плотность 30  
— разрядный 347  
— смещения 29, 30  
— — , плотность 30  
Транзистор 149, 158, 190, 294  
Трансформатор 76, 201, 295, 366  
Триод 149

Триод , внутреннее сопротивление 151  
Трубка телевизионная 332, 340

Умножение частоты 240  
Уровень акцепторный 137  
— донорный 137  
Усилитель высокой частоты 34, 183, 312, 355  
— мощности 183  
— трансформаторный 202, 426  
— напряжения 183, 192  
— — резисторный 197, 422  
— — с реактивной нагрузкой 199  
— низкой частоты 34, 183, 212  
— полосовой 425  
— промежуточной частоты 269, 314, 357  
— резонансный 200, 220, 226, 244, 425  
— транзисторный 209

Фазы коэффициента передачи 48  
— сопротивления 54, 55  
Фидер 355  
Фигуры Лиссажу 395  
Фильтр 14, 34, 57, 264, 380  
— верхних частот 69  
— входной цепи 281  
— заграждающий 68  
— нижних частот 68, 252, 377  
— полосовой 67, 301, 380  
— - пробка 309, 359  
— промежуточной частоты 314  
— развязывающий 292, 301  
— , фазовая характеристика 57  
Фокусировка магнитная 337  
— электростатическая 334  
Фотоэлемент 333

Характеристика амплитудная усилителей 216  
— амплитудно-частотная 46  
— анодная пентода 171  
— вольт-амперная 140, 237, 417, 418, 420  
— — полупроводникового диода 142, 422  
— — транзистора 165  
— динамическая 154  
— зажигания тиратрона 181  
— модуляционная кинескопа 350  
— нагрузочная 190, 191, 262  
— сеточная 203  
— статическая, анодная диода 140, 147