

**РАДИОТЕХНИКА**  
**шпаргалка**

## СОДЕРЖАНИЕ

1. Структурная схема канала связи. Радиосигналы .....	1аб
2. Сообщения и сигналы сообщения .....	2.аб
3. Амплитудно-модулированный сигнал.	
Частотно-модулированный сигнал ..	3аб
4. Частотно-модулированный сигнал .....	4аб
5. Выбор частоты несущих колебаний в радиосвязи .....	5аб
6. Спектр несущих частот. Особенности распространения радиоволн разных диапазонов .....	6аб
7. Особенности распространения радиоволн разных диапазонов. ....	7аб
8. Классификация радиотехнических цепей .....	8аб
9. Свободные колебания в LC-контуре .....	9аб
10. Вынужденные колебания в последовательном контуре .....	10аб
11. Линейный четырехполюсник. Характеристики четырёхполюсника .....	11аб
12. Фильтрующие свойства последовательного колебательного контура .....	12аб
13. Фильтрующие свойства параллельного колебательного контура .....	13аб
14. Система связанных контуров как полосовой фильтр .....	14аб
15. Прохождение AM сигналов через полосовой фильтр .....	15аб
16. Системы с распределенными параметрами. Длинные линии ....	16аб
17. Излучение электромагнитных волн .....	17аб
18. Элементарный вибратор .....	18аб
19. Антенны .....	19аб
20. Вольт-амперные характеристики и параметры резистивных нелинейных элементов .....	20аб
21. Аппроксимация вольт-амперных характеристик .....	21аб
22. Применение нелинейных элементов .....	22аб
23. Классификация электронных приборов .....	23аб
24. Электровакuumный триод ....	24аб
25. Вольт-амперные характеристики и параметры триода .....	25аб
26. Параметры триодов. ....	26аб
27. Многоэлектродные и комбинированные лампы .....	27аб
28. Ионные приборы .....	28аб
29. Энергетические уровни и зоны в атомах .....	29аб
30. Электропроводимость полупроводников .....	30аб
31. Электронно-дырочный переход .....	31аб
32. Прямой и обратный токи. Вольт-амперная характеристика ..	32аб
33. Полупроводниковые диоды ...	33аб
34. Биполярные транзисторы ....	34аб
35. Полевые транзисторы .....	35аб
36. Тиристоры .....	36аб
37. Интегральные схемы микроэлектроники .....	37аб
38. Классификация усилителей. Электронные усилители .....	38аб
39. Основные технические характеристики усилителей .....	39аб
40. Усилители частоты (УНЧ) .....	40аб
41. Усилитель радиочастоты. Усилитель промежуточной частоты .....	41аб
42. Обратная связь в усилителях .....	42аб
43. Электронные генераторы. Обобщенная схема автоколебательной системы .....	43аб
44. Транзисторный автогенератор типа LC .....	44аб
45. Транзисторный автогенератор типа RC .....	45аб
46. Стабилизация частоты автогенераторов .....	46аб
47. Генераторы негармонических колебаний .....	47аб
48. Нелинейные и параметрические преобразования сигналов .....	48аб
49. Методы осуществления амплитудной модуляции .....	49аб
50. Преобразование несущей частоты сигнала .....	50аб
51. Структурная схема радиоприемного устройства. Классификация радиоприемников .	51аб
52. Интервал частот и классы радиовещательных приемников. .	52аб
53. Основные показатели качества радиоприемников .....	53аб
54. Схемы приемников .....	54аб
55. Методы получения и детектирования частотно-модулированных сигналов .....	55аб
56. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов .....	56аб

### 1а 1. Структурная схема канала связи. Радиосигналы

Передачу сообщений с помощью электромагнитных волн с относительно узкой шириной спектра можно осуществить, если подвести усиленный сигнал к передающей антенне, которая создаст в окружающем пространстве электромагнитную волну. Достигнув приемной антенны, волна возбудит в ней электромагнитные колебания, спектральный состав которых такой же, как у сигнала сообщения.

Однако при таком способе передачи сообщений возможен лишь один канал связи. Одновременная работа нескольких (даже двух) радиостанций была бы недопустимой, так как спектры сигналов всех радиостанций лежали бы в этом случае в одном и том же интервале частот и разделить их во время приема сообщений разных радиостанций было бы невозможно.

Для обеспечения многоканальной радиосвязи электрический сигнал сообщения не излучается в пространство непосредственно, а используется для модуляции высокочастотных колебаний. **Модуляция** — это процесс, при котором электрический сигнал сообщения воздействует на колебания высокой частоты (несущие колебания) так, что их амплитуда, частота или начальная фаза изменяются во времени по тому же закону, что и напряжение сигнала сообщения. Модулированные высокочастотные колебания называют **радиосигналом**, так как он излучается в окружающее пространство передающей антенной. Структурная схема канала связи показана на рисунке 1.

Чтобы выделить радиосигнал нужной станции, на входе приемника станции ставится частотно-избирательный фильтр, который можно настроить так, чтобы он пропускал только частоту этого радиосигнала.

### 2а 2. Сообщения и сигналы сообщения

Задачей радиотехники является передача информации с помощью электромагнитных волн.

Совокупность устройств, предназначенных для передачи информации, а также среда, в которой распространяются электромагнитные волны, образуют **канал связи**.

В случае радиовещания передаваемая информация (сообщение) представляет собой речь, музыку и иное и предназначена для большого числа потребителей.

Чтобы обеспечить передачу сообщений, их сначала преобразуют в электрические сигналы (напряжение или ток), называемые **сигналами сообщений**. В радиовещании это производится с помощью микрофона. Колебания мембраны микрофона, вызываемые звуковой волной, преобразуются в электрические колебания звуковой частоты, форма которых повторяет форму звукового давления. Звуковые сигналы в общем случае являются **непрерывными случайными сигналами**.

В радиосвязи находят все большее применение цифровые методы передачи информации. Электрический сигнал сообщения в цифровых системах связи представляет собой последовательность импульсов, чаще всего имеющих прямоугольную или колоколообразную форму. Такие сигналы называют **дискретными**.

Важной характеристикой сигнала сообщения является его спектр, который представляет собой **преобразование Фурье** функции  $u(t)$ , описывающей зависимость напряжения сигнала сообщения от времени. Спектр сигнала удобно изображать графически в виде спектрограммы. Бывают амплитудно-частотные спектрограммы и фазо-частотные спектрограммы.

### 3а 3. Амплитудно-модулированный и частотно-модулированный сигналы

**Амплитудная модуляция (АМ)** — это воздействие на амплитуду несущих колебаний. Приняв начальную фазу равной нулю, несущее колебание запишем в виде:

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t. \quad (1)$$

При наличии сигнала сообщения  $u_c(t)$ , воздействующего на амплитуду несущих колебаний, представим последнюю в виде:

$$U_m = U_0 + \Delta U = U_0 + k u_c(t), \quad (2)$$

где  $U_0 = \text{const}$ ; а  $\Delta U = k u_c$  — приращение амплитуды, пропорциональное напряжению сигнала сообщения ( $k$  — постоянный коэффициент).

Обычно сигнал сообщения  $u_c(t)$  является сложной функцией времени. Рассмотрим простейший случай, когда сигнал является гармоническим:

$$u_c(t) = U_{mc} \cos \Omega t. \quad (3)$$

Начальная фаза сигнала сообщения в звуковом радиовещании принимается равной нулю.

На основе (1) и (2) амплитуда АМ может быть представлена в виде:

$$U_m = U_0 (1 + m \cos \Omega t), \quad (4)$$

где  $m = \frac{k U_{mc}}{U_0}$  — коэффициент модуляции

### 4а 4. Частотно-модулированный сигнал

При **частотной модуляции (ЧМ)** амплитуда несущих колебаний постоянна, а частота меняется пропорционально напряжению сигнала сообщения. Для гармонического сигнала сообщения мгновенное значение угловой частоты ЧМ сигнала можно записать в виде:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta \omega(t) = \omega_0 + k U_m \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta \omega \cos \Omega t, \quad (7)$$

где  $\omega_0$  — частота несущих колебаний в отсутствие ЧМ;

$\Delta \omega(t)$  — приращение частоты, зависящее от напряжения сигнала сообщения;

$k$  — коэффициент пропорциональности;

$\Delta \omega_{\max} = \Delta \omega_{\text{гем}} = k U_{mc}$  — максимальное изменение (или **девиация**) частоты.

Мгновенная фаза сигнала

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt + \varphi_0 = \int (\omega_0 + \Delta \omega_{\max} \cos \Omega t) dt + \varphi_0 \quad (8)$$

Выбирая начало отсчета времени так, чтобы при  $t = 0$ ,  $\varphi(t) = 0$ , получим  $\varphi_0 = 0$ .

Величину

$$m_{\Omega} = \frac{\Delta \omega_{\max}}{\Omega} = \frac{k U_{mc}}{\Omega}$$

называют **индексом частотной модуляции**. Его значение зависит не только от амплитуды, но и от частоты сигнала сообщения. На рисунке 2 показаны значения частоты и мгновенной фазы колебаний ЧМ сигнала от времени.

Мгновенное значение напряжения ЧМ сигнала можно записать в виде:

$$u_{\text{чм}}(t) = U_0 \cos \omega_0 t \cos(m_{\Omega} s \sin \Omega t) - U_0 \sin \omega_0 t (m_{\Omega} s \sin \Omega t).$$

**26** Так как ухо человека не реагирует на фазы колебаний, в звуковом радиовещании пользуются только амплитудно-частотными спектрограммами. В том случае, когда спектры сигналов занимают много октав, при построении спектрограмм обычно пользуются логарифмической шкалой частот, на которой откладываются не частоты, а их десятичные логарифмы.

Ширина спектра сообщения определяет интервал частот, отводимый данному каналу связи.

При передаче речи или музыки ширина спектра сигнала сообщения определяется спектром звуковых частот, т. е. занимает интервал от 20 Гц до 20 кГц. В тех случаях, когда это необходимо, ограничивают ширину спектра сигнала сообщения. При этом ухудшается качество воспроизведения передаваемого сообщения, зато увеличивается число возможных каналов связи. При создании служебной радиосвязи между двумя объектами (например, между Землей и летящим самолетом, двумя кораблями и т. д.) качество воспроизведения передаваемого сообщения должно быть таким, чтобы обеспечить разборчивость речи. Для этого достаточно передавать сигнал сообщения в интервале частот от 200 Гц до 3 кГц. При высококачественном радиовещании, когда важно сохранять не только информацию, содержащуюся в речи, но и тембр голоса, а также обеспечить неискаженную передачу музыки, спектр частот сообщения должен быть значительно шире (например, от 30 Гц до 4,5 кГц).

**46** Для нахождения спектра ЧМ радиосигнала надо в (9) множители  $\cos(m\Omega \sin \Omega t)$  и  $\sin(m\Omega \sin \Omega t)$  разложить в ряд Фурье. В ЧМ сигнале существенно большая доля энергии сосредоточена в боковых частотах, т. е. частотная модуляция несущих колебаний энергетически более выгодна, чем амплитудная модуляция. До сих пор мы рассматривали спектр ЧМ сигнала при гармоническом сигнале сообщения.

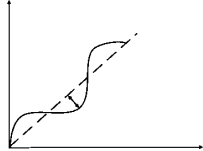


Рис. 2

В случае реального сигнала сообщения спектр ЧМ сигнала является более сложным, так как каждой гармонической составляющей сигнала сообщения соответствует своя серия боковых спектральных составляющих ЧМ сигнала. Это ограничивает возможность применения ЧМ областью достаточно высоких несущих частот, так как при этом радиостанции проще отвести широкий интервал частот.

Основным преимуществом ЧМ перед АМ является лучшая помехозащищенность канала радиосвязи, так как помехи в большей степени воздействуют на амплитуду колебаний, а информация передается в изменении частоты ЧМ сигнала.

**Фазовая модуляция (ФМ)** во многом похожа на частотную. Как при ЧМ, так и при ФМ меняется мгновенная фаза радиосигнала  $\phi(t)$ , поэтому ту и другую модуляцию называют **угловыми**.

**16** Переход с одного канала связи на другой производится перестройкой входного фильтра приемника. Приемник должен обеспечить усиление радиосигнала. Эту функцию выполняет совокупность устройств, которая на структурной схеме обозначена как радиочастотный тракт.

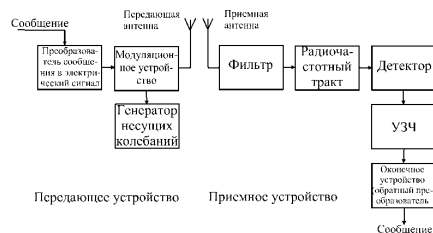


Рис. 1

Усиленный радиосигнал поступает на детектор, задача которого заключается в обнаружении передаваемого сигнала сообщения, закодированного в радиосигнале. Полученный на выходе детектора сигнал сообщения усиливается усилителем звуковой частоты (УЗЧ) и подается на оконечное устройство, преобразующее электрический сигнал в сообщение, воспринимаемое человеком или автоматическим устройством, для которого это сообщение является командой управления. В случае радиовещательного приемника оконечным устройством является громкоговоритель, выполняющий функцию, обратную функции микрофона.

**36** При осуществлении АМ коэффициент модуляции не должен превышать единицы ( $m \leq 1$ ).

Коэффициент модуляции можно выразить так:

$$m = \frac{U_{m\max} - U_{m\min}}{U_{m\max} + U_{m\min}}$$

где  $U_{m\max}$  и  $U_{m\min}$  — наибольшее и наименьшее значения амплитудно-модулированных колебаний.

Коэффициент модуляции часто называют глубиной модуляции.

Подставив (4) в (1), получим аналитическое выражение для АМ колебания:

$$u_{AM}(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (5)$$

В модулированном колебании амплитуда меняется во времени по закону изменения сигнала сообщения. Для определения спектрального состава АМ радиосигнала представим (5) в виде:

$$u_{AM}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega) + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (6)$$

В соответствии с (6) спектр простейшего АМ колебания представляет собой сумму гармонических составляющих с частотами  $\omega_0$ ,  $\omega_0 - \Omega$ ,  $\omega_0 + \Omega$  и амплитудами  $U$  и  $\frac{mU_0}{2}$ .

При импульсной модуляции радиосигнал имеет вид последовательности цугов колебаний радиочастоты, которые носят название **радиоимпульсов**.

**Четыре вида импульсной модуляции:**

- 1) амплитудно-импульсную;
- 2) широко-импульсную;
- 3) частотно-импульсную;
- 4) фазоимпульсную.

**5а 5. Выбор частоты несущих колебаний в радиосвязи**

Для передачи сообщений с помощью модулированных колебаний требуется выделить вблизи несущей частоты полосу частот шириной  $\Delta\omega_{\text{дм}} = 2\Omega_{\text{мод}}$  при амплитудной модуляции или  $\Delta\omega = 2\Delta\omega_{\text{дем}}$  при частотной модуляции.

В радиовещании при амплитудной модуляции  $\Omega_{\text{мод}} \approx 2\pi \times 5$  кГц.

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

Например, при  $f_{\text{нес}} = 200$  кГц в 20%-ном интервале частот при использовании АМ можно разместить более чем 4 радиостанции:

$$n_1 \approx \frac{0,2 \cdot 200 \text{ кГц}}{2 \cdot 5 \text{ кГц}}$$

При переходе к более высоким частотам число доступных каналов связи резко увеличивается.

Так, при  $f_{\text{нес}} = 200$  МГц в том же 20%-ном интервале частот при использовании АМ можно разместить  $4 \times 10^3$  радиостанций:

$$n_2 \approx \frac{0,2 \cdot 200 \cdot 10^3 \text{ кГц}}{2 \cdot 5 \text{ кГц}}$$

Так как в данной полосе частот могут быть размещены спектры частот конечного числа станций, не ме-

**6а 6. Спектр несущих частот. Особенности распространения радиоволн разных диапазонов**

Существует определенная классификация диапазонов несущих частот. В таблице 1.1 приведено распределение радиочастот по диапазонам согласно ГОСТу 24375-80 и указаны области их технического применения.

Название диапазона	Частоты	Длина волны	Основные применения
Мириаметровые (сверхдлинные) волны	3 — 30 кГц	100 — 10 км	Служебная связь, связь с подводными лодками
Километровые (длинные) волны	30 — 300 кГц	10 — 1 км	Радиовещание, радионавигация, служебная связь
Гектометровые (средние) волны	300 кГц — 3 МГц	1000 — 100 м	Радиовещание, радионавигация, служебная связь
Декаметровые (короткие) волны	3 — 30 МГц	100 — 10 м	Радиовещание, дальняя связь с движущимся объектом
Метровые волны	30 — 300 МГц	10 — 1 м	Радиовещание, телевидение, радиолокация, ближняя связь
Дециметровые волны	300 МГц — 3 ГГц	100 — 10 см	Радиорелейная связь, телевидение
Сантиметровые волны	3 — 30 ГГц	10 — 1 см	Радиолокация, радиоспектроскопия
Миллиметровые волны	300 ГГц — 3 ТГц	1 — 0,1 мм	радиоастрономия, Космическая связь
Длинные инфракрасные волны	3 ТГц — 30 ТГц	1 — 0,1 мм	ИК — локальная связь
Короткие инфракрасные волны	30 — 300 ТГц	10 — 1 мкм	ИК — локация, физические исследования
Ближние инфракрасные волны, видимое излучение, мягкий ультрафиолет	300 — 3000 ТГц	1 мкм — 100 А	Оптическое устройства, связь

**7а 7. Особенности распространения радиоволн разных диапазонов.**

Распространение электромагнитных волн в ионосфере сопровождается поглощением энергии, обусловленным соударениями электронов с другими заряженными частицами.

Мощность, поглощаемая единицей объема среды электропроводностью  $s$ , определяется **законом Джоуля—Ленца**:

$$P = \sigma E^2, \quad (12)$$

где  $E$  — эффективное значение напряженности электрического поля.

Электропроводность ионосферы при  $\omega\tau \gg 1$  равна:

$$\sigma = \frac{\sigma_0}{\omega^2\tau}, \quad (13)$$

где  $\sigma_0 = \frac{e^2 N \tau}{m}$  электропроводность в постоянном

( $\omega=0$ ) электрическом поле,

$\tau$  — среднее время свободного пробега электрона.

С увеличением частоты электромагнитной волны уменьшается ее поглощение в ионосфере.

**Мириаметровые волны**

$$\omega^2 < \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m},$$

при любом угле падения отражаются от нижней границы ионосферы, практически не проникая в ионизированный слой и мало поглощаясь им. Для длинных волн Земля является хорошим проводником, их отражение происходит практически без потерь энергии.

**8а 8. Классификация радиотехнических цепей**

**Радиотехническая** электрическая цепь, предназначенную для выполнения каких-либо операций с сигналом сообщения и радиосигналами. Радиотехнические цепи принято разделять на два класса — (линейные и нелинейные цепи), отличающиеся по своим свойствам и математическому описанию.

Цепь является **линейной**, если линейны составляющие ее элементы. Элемент, подчиняющийся **закону Ома**, называют **линейным**. Жестких границ в природе нет. Один и тот же элемент в одних условиях проявляет себя как линейный, в других — как нелинейный.

Типичными нелинейными элементами, часто используемыми в радиотехнических цепях и устройствах, являются электронные приборы (электронные лампы, полупроводниковые диоды, транзисторы).

Электрические свойства линейной радиотехнической цепи определяются **индуктивностью  $L$ , емкостью  $C$  и сопротивлением  $R$** .

Если эти параметры не зависят от времени, радиотехническую цепь называют цепью с постоянными параметрами. Важную роль в радиотехнике играют цепи, параметры которых являются **функцией времени**.

Цепь с зависящими от времени параметрами называют **параметрической**. В реальной системе имеются как сосредоточенные, так и распределенные по ее длине параметры  $L, R, C$  (проводники, соединяющие элементы между собой и т. д.).

Системы с сосредоточенными параметрами называют квазистационарными. Напряжение на различных участках **квазистационарной** системы и силы тока в них зависят только от времени и не зависят от координат.

**16** При практическом использовании различных диапазонов волн должны учитываться специфика распространения волн различных диапазонов и возможные помехи в этих диапазонах.

В распространении радиоволн всех диапазонов (за исключением очень коротких, длиной  $\lambda < 10$  м) важную роль играет ионосфера. Это верхние сильно разреженные слои атмосферы, находящиеся на высоте свыше 100 км над поверхностью.

Земли и в значительной степени ионизированные под действием солнечного и космического излучения. Особенности распространения радиоволн в ионосфере практически полностью определяются концентрацией в ней свободных электронов, подвижность которых на несколько порядков выше подвижности ионов. Концентрация электронов в ионосфере зависит не только от высоты над поверхностью Земли, но также от времени года, времени суток, солнечной активности; кроме того, она подвержена быстрым изменениям случайного характера.

При взаимодействии электромагнитной волны со свободными электронами показатель преломления ионосферы зависит от концентрации  $N$ , а также от частоты колебаний  $\omega$ :

$$n = \sqrt{\epsilon} = \sqrt{1 - \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m \omega^2}}, \quad (11)$$

где  $e$  и  $m$  — заряд и масса электрона;  
 $\epsilon_0$  — электрическая постоянная вакуума.

**86** В ряде случаев  $L, R, C$  — параметры системы — принципиально нельзя считать сосредоточенными, так как они равномерно распределены по всей длине системы (например, длинные линии и антенны). Размеры систем с распределенными параметрами сравнимы с длиной волны, поэтому сила тока в них и напряжение зависят не только от времени, но и от координат.

Линейные системы описываются линейными алгебраическими или дифференциальными уравнениями в полных производных по времени в случае квазистационарных систем или в частных производных по времени и координате в случае волновых систем.

Параметрические системы описываются линейными дифференциальными уравнениями с переменными (т. е. зависящими от времени) коэффициентами.

Важным свойством линейных систем как с постоянными, так и с переменными параметрами является справедливость для них **принципа суперпозиции**: отклик линейной системы на внешнее воздействие, являющееся суммой нескольких воздействий, может быть получен как сумма (суперпозиция) откликов на каждое воздействие в отдельности.

В нелинейной системе принцип суперпозиции не выполняется, что с математической точки зрения обусловлено нелинейностью уравнений, описывающих систему.

**56** шающих друг другу, существует международное и государственное законодательство, определяющее распределение несущих частот между разными видами систем связи и вещания.

Законодательством запрещается даже в лабораторных условиях использовать мощные генераторы без соответствующей экранировки, устраняющей помехи от них.

В связи с большим числом видов систем радиосвязи, радиолокации и иного, использующих прием и передачу электромагнитных волн, возникает противоречие между числом требуемых каналов связи и конечностью ширины используемого спектра частот — «теснота в эфире». Непрерывно продолжаются работы по освоению радиотехникой новых диапазонов несущих частот.

**76** Возникает поверхностная волна, которая в силу большой длины волны огибает (дифрагирует) препятствия на своем пути (в том числе кривизну земной поверхности) и распространяется на несколько сотен километров.

**Гектометровые волны** распространяются с образованием пространственной и поверхностной волн. Интенсивность пространственной волны в этом диапазоне меньше, чем метрических волн. В дневное время связь на гектометровых волнах осуществляется только посредством поверхностной волны.

Дальность связи при этом меньше, чем на метрических волнах, при той же мощности передатчика, так как потери энергии поверхностной волны в толще Земли быстро растут с повышением частоты. В ночное время существенную роль при приеме на гектометровых волнах играют поверхностные и пространственные волны. Условия распространения пространственной волны в ионосфере меняются, что приводит к случайным изменениям интенсивности результирующей волны — **замиранию радиоволн**.

**Декаметровые волны.**

$$\omega^2 > \frac{Ne^2}{\epsilon_0 \Pi}$$

Отражение от ионосферы происходит, если угол падения превышает предельное значение  $a_{\text{пред}}$ . Главную роль в радиосвязи на декаметровых волнах играет пространственная волна. Особенностью приема в этом диапазоне является существование **зон молчания**.

**Метровые волны** не отражаются ионосферой, радиосвязь можно осуществлять только с помощью поверхностной волны, которая практически не дифрагирует и распространяется вдоль поверхности Земли прямолинейно.

**9а 9. Свободные колебания в LC-контуре**

Простой и широко используемой в радиотехнике линейной системой с постоянными параметрами является колебательный контур, содержащий конденсатор  $C$ , катушку индуктивности  $L$  и сопротивление  $R$ . Пусть в момент времени  $t = 0$  на конденсаторе имеется заряд  $q_0 = =CU_0$ . Закон изменения заряда на конденсаторе найдем на основе **закона Кирхгофа**:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idi = 0 \quad (14)$$

Учитывая, что  $i = \frac{dq}{dt}$  и вводя обозначение  $\frac{R}{L} = 2a, \frac{1}{LC} = \omega_0^2$

( $a$  — коэффициент затухания,  $\omega$  — собственная частота контура), представим (14) в виде:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2a \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0 \quad (15)$$

Аналогичные уравнения получаются для напряжений на элементах  $L$  и  $C$  и для силы тока в контуре. Если  $\omega_0^2 \gg a^2$ , решение уравнения (15) записывается в виде:

$$q = q_m e^{-at} \cos(\omega t + \varphi), \quad (16)$$

где  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - a^2}$

Таким образом, при  $\omega_0^2 \gg a^2$  зависимость заряда на конденсаторе от времени имеет характер затухающего колебания, частота которых  $\omega$ , называемая **частотой свободных колебаний**, несколько меньше собственной

**10а 10. Вынужденные колебания в последовательном контуре**

Контур подключен к источнику внешней гармонической электродвижущей силы с амплитудой  $\xi_m$  и начальной фазой  $\varphi_0$  (рис. 3).

$$e = \xi_m \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (19)$$

В соответствии с законом Кирхгофа получаем:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idi = \xi_m \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (20)$$

где  $i = \frac{dq}{dt}$ .

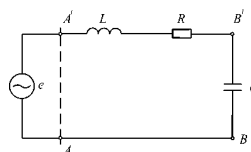


Рис. 3

При нахождении амплитуды и начальной фазы вынужденных колебаний пользуются **методом комплексных амплитуд**.

$$\dot{I}_m (R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}) = \dot{\xi}_m. \quad (21)$$

Комплексную величину

$$\dot{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + jX$$

**11а 11. Линейный четырехполюсник. Характеристики четырехполюсника**

Задачей линейных цепей является передача и фильтрация сигналов в тракте канала радиосвязи.

Радиотехническую цепь, через которую проходит сигнал, часто можно представить в виде четырехполюсника — устройства, имеющего два входных и два выходных зажима.

Если четырехполюсник представляет собой линейную цепь с постоянными параметрами, то при подаче на его вход синусоидального сигнала  $U_{вх}$  с некоторой амплитудой, частотой и фазой на выходе появится также синусоидальный сигнал  $U_{вых}$  той же частоты, однако амплитуда и фаза могут быть иными. При прохождении сигнала через линейный четырехполюсник с постоянными параметрами изменяется его комплексная амплитуда.

Линейный четырехполюсник характеризуется комплексным коэффициентом передачи:

$$K(\omega) = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K(\omega) e^{j\varphi_k(\omega)}. \quad (25)$$

Модуль коэффициента передачи  $K(\omega)$  дает отношение действительных амплитуд выходного и входного напряжений, а аргумент  $\varphi_k(\omega)$  — изменение начальной фазы выходного напряжения по сравнению с входным.

Пусть требуется обеспечить неискаженную передачу сигнала  $U_{вх}(t)$  через некоторый четырехполюсник. Сигнал на выходе будет иметь вид:

$$U_{вых}(t) = \sum_{n=1}^N k U_m e^{-j m \omega t} e^{j m \varphi}. \quad (26)$$

**12а 12. Фильтрующие свойства последовательного колебательного контура**



Рис. 4

Последовательный контур, изображенный на рис. 4 — пример линейного четырехполюсника, который можно использовать в качестве фильтра.

Входными зажимами фильтра являются зажимы  $AA'$ , выходными —  $BB'$ . Коэффициент передачи такого фильтра:

$$K = \frac{U_m}{\xi_m} = \frac{\dot{Z}_c}{\dot{Z}} = \frac{1}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

где  $R$  — активное сопротивление контура (сопротивление источника ЭДС не учитывается).

Представим числитель и знаменатель в показательной форме:

$$K = \frac{1}{\omega C} \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{Z e^{j\varphi_z}} = \frac{1}{\omega C Z} e^{-j(\frac{\pi}{2} - \varphi_z)},$$

откуда модуль и аргумент коэффициента передачи соответственно имеют вид:

$$K(\omega) = \frac{1}{\omega C Z}, \quad (29)$$

$$\varphi_k(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \varphi_z(\omega). \quad (30)$$

Выражение — это амплитудно-частотная, а (30) — фазочастотная характеристика фильтра.

**106** называют полным сопротивлением или **импендансом** последовательного контура; где  $R$  — активное,

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} \text{ — реактивное сопротивление контура.}$$

Из условия равенства нулю реактивного сопротивления определяется резонансная частота контура:

$$\omega_p = \frac{1}{LC} = \omega_0.$$

При частоте ЭДС меньше резонансной реактивное сопротивление отрицательно и бесконечно возрастает при  $\omega \rightarrow 0$ , т. е. при  $X > 0$  и бесконечно возрастает при  $\omega \rightarrow \omega_0$ , последовательный контур эквивалентен индуктивности  $L_{\text{экв}}$ . Поведение сложных цепей описывают с помощью понятий **эквивалентного сопротивления, эквивалентной емкости, эквивалентной индуктивности**.

К комплексным амплитудам применимы **правила Кирхгофа**. При последовательном соединении элементов, складываются импедансы, при параллельном — обратные величины.

$$i = I_m e^{j\omega t}$$

где  $I_m$  — комплексная амплитуда силы тока в контуре. Воспользовавшись показательной формой представления комплексных чисел, получим:

$$\varphi_i - \varphi_l = \varphi_z = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}, \quad (24)$$

откуда

$$I_m e^{j\omega t} Z e^{j\varphi_z} = \xi_m e^{j\varphi_z}$$

При  $\omega = \omega_0$ ,  $\chi = 0$  из следует, что при резонансе  $\varphi_i = \varphi_e = 0$ , т. е. отсутствует сдвиг фаз между ЭДС и током.

**126** Полосу пропускания фильтра определяют из условия, что на границе полосы модуль коэффициента передачи фильтров уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с его значением при резонансе, т. е. при  $\xi = 0$ . Уравнение для определения полосы пропускания последовательного контура имеет вид:

$$K(\xi_{\text{гр}}) = \frac{Q_0}{\sqrt{1 + 4\xi_{\text{гр}}^2 Q_0^2}} = \frac{Q_0}{\sqrt{2}}, \quad (31)$$

где  $\xi$  — расстройка, соответствующая граничным частотам фильтра.

Из (31) получим выражение для относительной и абсолютной  $\Delta f_{\text{проп}}$  полосы пропускания фильтра:

$$\xi_{\text{проп}} = 2 \left| \xi_{\text{гр}} \right| = \frac{1}{Q_0} * \Delta f_{\text{проп}} = \frac{f_p}{Q_c}. \quad (32)$$

При рассмотрении фильтрующих свойств последовательного контура мы пренебрегли внутренним сопротивлением источника ЭДС. В реальной ситуации любой источник сигнала характеризуется некоторой ЭДС и внутренним сопротивлением  $R$ . Если источник включается в последовательный контур, полное активное сопротивление контура становится равным  $R + R_p$ , с учетом  $R_p$  добротность последовательного контура

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R + R_p} < Q_0,$$

где  $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$  — собственная добротность контура.

Из-за больших потерь энергии, возникающих на внутреннем сопротивлении генератора, значительно уменьшается добротность контура, и расширяется полоса пропускания фильтра.

**16** частоты контура  $\omega_0$ . Ток в контуре также совершает затухающие колебания:

$$i = \frac{U_0}{\rho} e^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}).$$

Начальная амплитуда колебаний:

$$I_0 = \frac{U_0}{\rho}.$$

Важным параметром колебательного контура является **добротность Q**, характеризующая относительное уменьшение энергии в процессе колебаний:

$$Q = 2\pi \frac{W}{W_t}, \quad (17)$$

где  $W$  — запасенная энергия,

$W_t$  — энергия, теряемая за период.

В цепях постоянного тока существует лишь механизм потери энергии. Это потери на нагревание проводников, определяемые **законом Джоуля—Ленца**:

$$P_{\text{ом}} = I^2 R_{\text{ом}},$$

где  $R_{\text{ом}} = \rho \frac{l}{S}$  — омическое сопротивление.

Связанные с  $R_{\text{ом}}$  потери энергии называют омическими потерями. В цепях переменного тока, особенно при высокой частоте колебаний, появляются дополнительные механизмы потери энергии, потери на излучение; потери в диэлектрике конденсаторов, потери, связанные с **токами Фуко** и гистерезисом (если катушки индуктивности имеют ферромагнитные сердечники) и др.

Добротность контура определяется по формуле:

$$Q = 2\pi \frac{L}{RT} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho}{R}. \quad (18)$$

**116** В идеальном случае при прохождении через четырехполюсник все спектральные составляющие входного сигнала должны изменяться по амплитуде в одинаковое число раз  $k$  и испытывать одинаковое запаздывание  $t_0$  во времени. Для неискаженного воспроизведения сигнала комплексный коэффициент передачи четырехполюсника должен иметь вид:

$$\dot{K}(\omega) = Ke^{-\omega t_0}, \quad (27)$$

т. е. его модуль должен быть одинаковым для всех передаваемых частот ( $K(\omega) = \text{const}$ ), а аргумент — представлять собой линейную функцию частоты ( $\varphi k(\omega) = -\omega t_0$ ). Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты называют амплитудно-частотной (или просто частотной) характеристикой, а от фазы — фазочастотной (или фазовой) характеристикой.

Наряду с требованиями, предъявляемыми к четырехполюсникам в отношении идеальной передачи полезных сигналов с некоторой шириной спектра  $\Delta\omega_{\text{полн}}$ , необходимо, чтобы коэффициент передачи четырехполюсника вне желаемой частоты обращался в нуль, так как любые сигналы, спектр которых находится вне полосы частот полезного сигнала, являются помехами. Идеальный четырехполюсник должен иметь п-образную частотную характеристику.

У реального четырехполюсника форма характеристики отличается от п-образной. Это приводит к искажению сигнала — тем большому, чем сильнее это отличие. Допустимые искажения сигнала и требования к характеристикам  $K(\omega)$  и  $\varphi_k(\omega)$  зависят от конкретной системы передачи сигнала. В тракте радиовещательного приемника удовлетворительным принято считать четырехполюсники, для которых в рабочей полосе частот коэффициент передачи меняется менее чем в  $\sqrt{2}$  раз.



13а

### 13. Фильтрующие свойства параллельного колебательного контура

Рассмотрим фильтрацию радиосигнала в схеме с параллельным контуром (рис. 5). Импеданс этого контура  $Z_k$ . Коэффициент передачи четырехполюсника, имеющего входные зажимы  $AA'$ , выходные  $BB'$ :

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_k}{R_k + Z_k}, \quad (34)$$

где  $\xi_m, U_m$  — комплексные амплитуды ЭДС и напряжения на контуре соответственно.

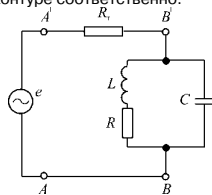


Рис. 5

Для нахождения  $K$  надо предварительно найти импеданс параллельного контура:

$$Z_k = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C}, \quad (35)$$

где  $Z_L = R + j\omega L, Z_C = \frac{1}{j\omega C}$  — импедансы двух параллельных ветвей.

15а

### 15. Прохождение АМ сигналов через полосовой фильтр

При прохождении через фильтр модулированных колебаний меняются соотношения между амплитудами различных спектральных компонентов сигнала.

Амплитуду напряжения некоторого компонента на выходе фильтра можно найти по формуле:

$$U_{\text{вых}}(\omega) = K(\omega) U_{\text{вх}}(\omega).$$

Это можно сделать графически. Спектр входного сигнала и амплитудно-частотную характеристику частотно-избирательного фильтра  $K(\omega)$  изображают в относительных единицах на одном и том же рисунке (рис. 7).

Перемножение ординат обоих графиков дает относительную амплитуду спектральных составляющих на выходе фильтра. За единицу приняты амплитуда несущей частоты и значение  $K(\omega_{\text{нес}})$ .

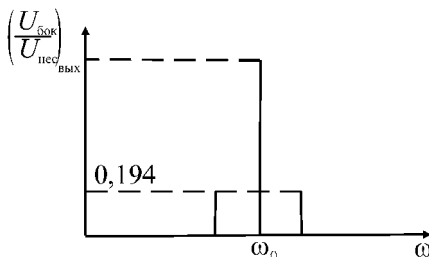


Рис. 7

14а

### 14. Система связанных контуров как полосовой фильтр

Идеальный фильтр должен иметь П-образную частотную характеристику и линейную фазовую характеристику в полосе пропускания. Для решения многих радиотехнических задач необходимы фильтры, частотные характеристики которых в большей степени, чем у одиночного контура, приближаются к идеальным.

В радиодиапазоне при создании таких фильтров используется система нескольких контуров, связанных между собой либо общим магнитным полем (индуктивная связь), либо общим электрическим полем (емкостная связь).

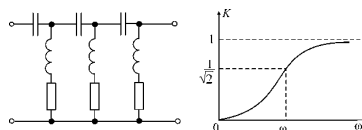


Рис. 6

Рассмотрим случай двух контуров с индуктивной связью (рис. 6). Коэффициент передачи такой схемы:

$$K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{i_{m2}}{i_{m1}} \frac{1}{j\omega C_2}, \quad (38)$$

где  $\xi_{m1}, I_{m1}$  и  $U_{m2}$  — соответственно комплексные амплитуды ЭДС, силы тока во втором контуре и напряжения в конденсаторе  $C_2$ .

16а

### 16. Системы с распределенными параметрами. Длинные линии

К системам с **распределенными параметрами** относятся антенны, длинные линии и используемые в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн колебательные системы.

Под **длинной линией** понимают систему двух параллельных цилиндрических проводников (двухпроводная линия) (рис. 8) или концентрических цилиндрических проводников (коаксиальная линия) (рис. 9).

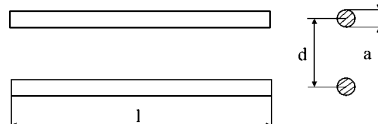


Рис. 8

Линейные размеры системы вдоль направления распространения электромагнитной волны больше или сопоставимы с длиной волны, а в поперечном направлении много меньше длины волны ( $l > \lambda, d \ll \lambda$ ).

В диапазонах метровых, дециметровых и сантиметровых волн применяют плоские (полосковые) линии передачи: проводник в виде узкой тонкой полоски располагается параллельно другому проводнику в виде широкой пластины, которая заземляется.

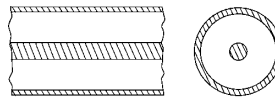


Рис. 9

146 Амплитуды силы тока в контурах при заданной амплитуде синусоидальной ЭДС:

$$i_{m1} = -\frac{\xi_m}{Z_2}, i_{m2} = -\frac{\xi_m}{Z_2} * \frac{Z_{cb}}{Z_2},$$

$$\dot{Z}_1 = \frac{Z_{cb}}{Z_2}, \dot{Z}_1 = \frac{Z_2}{Z_2} \quad (40)$$

где  $Z = R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})$ ;  $Z = R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})$  —импедансы первого и второго контура,сопротивления связи.

На основе этого соотношения можно заключить, что связь со вторым контуром в электрическом отношении эквивалентна включению в первый контур дополнительного сопротивления, называемого **вносимым сопротивлением**.

$$Z_{вн} = -\frac{Z_{cb}^2}{Z_2}$$

Полное эквивалентное сопротивление первого контура при учете связи со вторым можно представить в виде:

$$Z_{эв} = Z_1 + Z_{вн}$$

Количественно связь между контурами характеризуют безразмерным параметром:

$$\chi = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

называемым **коэффициентом связи**.

$$\chi^2 = \chi_{ср}^2 = \frac{1}{Q_1 Q_2}$$

166 Полосковую линию называют **несимметричной**. В **симметричных** полосковых линиях узкая металлическая полоска располагается симметрично между двумя заземленными металлическими пластинами. Пространство между проводниками заполняют диэлектриком.

Поскольку линейный размер длинной линии в направлении распространения электромагнитной энергии много больше длины волны, учитывается запаздывание в распространении сигналов. Сила тока в линии и напряжение между проводниками зависят от времени и координаты:  $i = i(t, x)$ ,  $u = u(t, x)$ .

$$i(t, x + dx) - i(t, x) = \frac{\partial i}{\partial x} dx$$

$$u(t, x + dx) - u(t, x) = \frac{\partial u}{\partial x} dx$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \quad (41)$$

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L_0 \frac{\partial i}{\partial t} \quad (42)$$

Уравнения (41) и (42) получены при создании теории проволочного телеграфа и называются **телеграфными**. Скорость распространения электромагнитных волн в длинных линиях (двухпроводных и коаксиальных) определяется по формулам:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0}} \quad (43)$$

136 Подставив  $Z_L$  и  $Z_C$  в (35), получим:

$$\dot{Z}_k = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (36)$$

В наиболее интересном с практической точки зрения случае, когда частота  $\omega$  близка к резонансной частоте

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

контура, выражение (36) можно упростить.

Знаменатель (36) равен импедансу  $Z$  последовательного контура, который имеет вид:

$$\xi = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \ll 1,$$

Полоса пропускания:

$$\Delta f_{проп} = f_0 |2\xi_{ср}| = \frac{f_p}{Q_0} (1 + \frac{Z_p}{R_r}) \quad (37)$$

Эта полоса тем ближе к собственной полосе контура

$$2\xi_{ср} f_p = \frac{f_p}{Q_0},$$

чем меньше отношение  $\frac{Z_p}{R_r}$ .

При  $R \rightarrow 0$  полоса пропускания неограниченно возрастает, а контур полностью утрачивает избирательные свойства. При использовании контура — фильтра в радиоустройствах необходимо учитывать влияние на его избирательные свойства не только внутреннего сопротивления источника сигнала, но также сопротивления цепей, являющихся нагрузкой фильтра.

156 На выходе фильтра отношение

$$\frac{U_{т.бок}}{U_{т.нес}}$$

меньше, чем на входе, т. к. коэффициент передачи фильтра на боковых частотах меньше, чем на несущей частоте ( $K(\omega_{бок}) < K(\omega_{нес})$ ). Так как отношение

$$m = \frac{2U_{т.бок}}{U_{т.нес}}$$

определяет глубину модуляции АМ колебаний, то ее глубина на выходе фильтра оказывается меньше, чем на входе ( $m_{вых} < m_{вх}$ ). В качестве фильтра используем последовательный колебательный контур, он настраивается на несущую частоту сигнала ( $\omega_p = \omega_{нес}$ ).

Учитывая, что

$$U_{т.нес.вых} = K(\omega_{нес}) U_{т.нес.вх} = U_{т.бок.вх} = K(\omega_{бок}) U_{т.бок.вх}$$

получим:

$$m_{вых} = m_{вх} \frac{K(\xi_{бок})}{K(0)} = \frac{m_{вх}}{\sqrt{1 + 4\xi_{бок}^2 Q^2}}$$

где  $\xi_{бок} = \frac{|\omega_{бок} - \omega_{нес}|}{\omega_{нес}} = \frac{\Omega}{\omega_{нес}}$  — расстройка боковой ча-

стоты относительно несущей.

$m_{вх} < m_{вх}$ , чем выше добротность фильтра и частота модулирующего сигнала, тем сильнее неравенство. Зависимость  $m_{вых}$  от частоты модуляции  $\Omega$  приводит к частотным искажениям АМ сигнала при его прохождении через фильтр. Для уменьшения частотных искажений фильтр должен иметь амплитудно-частотную характеристику, близкую к П-образной.

**17а 17. Излучение электромагнитных волн**

Элементарный осциллятор, излучающий электромагнитные волны, впервые был исследован **Г. Герцем**, поэтому его называют **вибратором** или **диполем Герца**. На рисунке 10 изображена модель вибратора Герца. Два металлических шарика, расстояние между центрами которых равно  $l$ , подсоединены к зажимам источника гармонической ЭДС.

Расстояние  $l$  мало по сравнению с длиной волны излучения вибратора в окружающей среде, поэтому приближенно вибратор Герца можно рассматривать как некоторый колебательный контур, в котором роль конденсатора играют шарики, а роль катушки индуктивности — соединяющие их проводники. Источник ЭДС создает вынужденные колебания заряда и тока в этом контуре, причем частота ЭДС обычно выбирается близкой к собственной частоте ( $\omega \approx \omega_0$ ). Разноименные заряды шариков в такой системе меняются по гармоническому закону и в любой момент времени равны по модулю ( $q' = -q$ ).

Поскольку  $l \ll \lambda$ , силу тока

$$i = \frac{dq}{dt}$$

в каждый момент времени можно считать одинаковой во всех сечениях вибратора.

При питании вибратора от источника переменной ЭДС заряды и токи в нем периодически меняются. Это означает, что вокруг вибратора существуют переменные электрическое и магнитное поля. Как видно из рисунка 10, области максимального электрического и магнитного полей пространственно совмещены, поэтому эта система хорошо излучает.

**18а 18. Элементарный вибратор**

Если расстояние  $r$  от вибратора до точки наблюдения  $A$  мало по сравнению с длиной волны ( $r \ll \lambda$ ), то электрическое поле вибратора совпадает с полем электрического диполя, т. е. пропорционально электрическому моменту диполя и убывает с расстоянием пропорционально  $\frac{1}{r^3}$ .

Магнитное поле вибратора при  $r \ll \lambda$  совпадает с полем элемента тока длиной  $l$  и убывает с расстоянием пропорционально  $\frac{1}{r^2}$ .

Такой характер поля элементарного вибратора в ближней зоне связан с тем, что при  $r \ll \lambda$  выполняется отношение:

$$\frac{r}{c} \ll T,$$

где  $c$  — скорость электромагнитных волн в вакууме,  $T$  — период электромагнитных колебаний в вибраторе.

Отношение есть время  $\tau$  распространения электромагнитного поля от вибратора до точки наблюдения. Выполнение неравенства  $\frac{r}{c} \ll T$  означает, что в этих условиях можно пренебречь временем  $\tau$ , т. е. считать скорость распространения электромагнитного поля бесконечно большой.

Следовательно, при  $\frac{r}{c} \ll T$  напряженность электрического поля  $E$  в точке наблюдения в момент времени  $t$  определяется значением электрического дипольного момента вибратора в этот же момент времени  $t$ , т. е. отсутствует запаздывание поля в точке

**19а 19. Антенны**

**Элементарный вибратор** — это открытый колебательный контур, в котором шарики образуют конденсатор, а роль катушки индуктивности играют соединяющие их проводники. Простая антенна, применяющаяся как приемник в диапазонах коротких (КВ) и ультракоротких волн (УКВ), — это **полуволновый вибратор**.

Полуволновый вибратор можно рассматривать как совокупность бесконечного числа элементарных вибраторов длиной  $dx$ . Амплитуда силы тока в каждом из них равна амплитуде силы тока  $I_m(x)$  на расстоянии  $x$  от середины полуволнового вибратора. Амплитуда электрического поля, создаваемого бесконечно малым элементом  $dx$  на расстоянии  $r$  от него, равна:

$$dE = \frac{\sin \theta}{2\epsilon_0 cr \lambda} I_m(x) \frac{dx}{\lambda}.$$

В общем случае при изменении  $x$  меняется как  $q$ , так и  $r$ . Однако если точка наблюдения находится достаточно далеко от вибратора ( $r \gg \lambda$ ), приближенно можно считать  $\sin \theta$  и  $r$  одинаковыми для всех элементов  $dx$ . Тогда

$$E = \frac{\sin \theta}{2\epsilon_0 cr \lambda} \int_{-\frac{\lambda_0}{4}}^{+\frac{\lambda_0}{4}} I_0 \cos \frac{2\pi}{\lambda_0} x dx = \frac{\sin \theta}{2\epsilon_0 cr} I_0 \frac{\lambda_0}{\pi \lambda}. \quad (48)$$

Поле излучения вдали от полуволнового вибратора эквивалентно полю излучения элементарного вибратора длиной

$$l_a = \frac{\lambda_0}{\pi},$$

**20а 20. Вольт-амперные характеристики и параметры резистивных нелинейных элементов**

Нелинейными являются те элементы радиотехнической цепи, параметры которых зависят от протекающего по ним тока или от приложенного напряжения. Наиболее широкое применение в радиотехнических системах имеют нелинейные элементы, которые можно рассматривать как нелинейные активные сопротивления. К ним относятся электронные лампы, полупроводниковые диоды и транзисторы: их называют **резистивными** нелинейными элементами. Имеются также **реактивные** нелинейные элементы, например конденсаторы, емкость которых непостоянна и меняется под действием приложенного напряжения.

Зависимость  $I(U)$ , описывающая вольт-амперную характеристику линейного активного сопротивления, в соответствии с **законом Ома** представляет собой уравнение прямой:

$$I = \frac{U}{R} \quad (\text{рис. 11}).$$

Для нелинейного сопротивления зависимость  $I(U)$  выражается нелинейной функцией. Вид этой функции у разных нелинейных элементов различны определяются физическими процессами, которые происходят под действием приложенного напряжения (рис 12).

В радиотехнических цепях на нелинейный элемент в общем случае действуют постоянное и переменное напряжение.

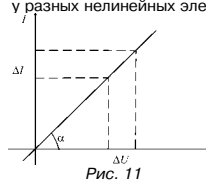


Рис. 11

136 наблюдения. Область пространства, для которой

$$r \ll \lambda \left( \frac{L}{c} \ll T \right),$$

называют **квазистационарной зоной**. Наибольший практический интерес представляет **волновая зона**. Время распространения электромагнитного поля от вибратора до точки наблюдения, находящейся в волновой зоне, много больше периода колебаний  $T$  и этим временем нельзя пренебречь. Волновая зона в системе СИ:

$$E(r, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{\sin\theta}{c^2 r} \ddot{p}\left(t - \frac{r}{c}\right), \quad (44)$$

где  $p$  — электрический дипольный момент вибратора,  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость вакуума.

$$E_m(r) = \frac{\sin\theta}{2\epsilon_0 c r} I_m \frac{1}{\lambda} \approx 190 \frac{\sin\theta}{r} I_m \frac{1}{\lambda}. \quad (45)$$

Значение напряженности магнитного поля  $H_m(r)$  в волновой зоне:

$$H_m(r) = \frac{E_m(r)}{Z_0},$$

где  $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \text{ Ом}$  — (**волновое сопротивление вакуума**);

$E_m$  — амплитуда электрического поля на расстоянии  $r$  от вибратора;

$M_0$  — проницаемость вакуума.

Мощность излучения антенны:

$$P_{\text{изл}} = \frac{2}{8} \frac{\pi}{\epsilon_0 c} \left(\frac{I}{c}\right)^2. \quad (46)$$

206 В отсутствие переменного напряжения постоянное напряжение  $U_0$  и соответствующий ему постоянный ток  $I_0$  определяют режим покоя нелинейного элемента. Точку на вольт-амперной характеристике с координатами  $(U_0, I_0)$  называют рабочей точкой.

Сумма постоянного и переменного напряжений  $(U_0 + u)$  в каждый момент времени определяет мгновенное положение изображающей точки. В простейшем случае переменное напряжение является гармоническим:

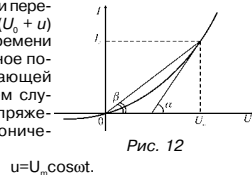


Рис. 12

В зависимости от амплитуды  $U_m$  изображающая точка перемещается в пределах некоторого участка вольт-амперной характеристики в окрестности рабочей точки. Этот участок называют **рабочим участком** характеристики.

Важным параметром нелинейного элемента является его сопротивление. Различают сопротивление элемента постоянному и переменному току. Сопротивление элемента постоянному току:

$$R_{\pm} = \frac{U_0}{I_0}. \quad (50)$$

где  $R_{\pm}$  определяется котангенсом угла  $\beta$ .

Сопротивление элемента переменному току, или дифференциальное сопротивление:

$$R_l = \lim_{\Delta I \rightarrow 0} \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{dU}{dI}. \quad (51)$$

176 Колебательная система, имеющая подобную картину поля, получила название **открытой**. Обычный колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности и конденсатора, является **закрытой** колебательной системой: в нем электрическое поле сосредоточено в конденсаторе, магнитное — в катушке, т. е. поля пространственно разделены.

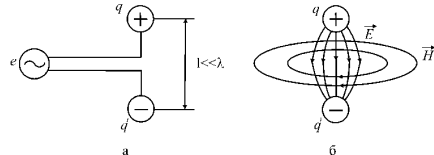


Рис. 10

В пространстве, окружающем контур, электрические и магнитные поля практически отсутствуют, поэтому такой колебательный контур плохо излучает. Для получения электромагнитных волн в окружающем пространстве необходимо создать достаточно сильное переменное электрическое и магнитное поле. Такую функцию и выполняет **излучающая антенна**. Электромагнитное поле любой реальной излучающей системы всегда можно рассматривать как суперпозицию полей излучения некоторой совокупности элементарных вибраторов, поэтому модель элементарного вибратора является очень важной в теории электромагнитного поля.

196 возбуждаемого током с максимальной амплитудой.

Для полуволнового вибратора

$$I_d = \frac{1}{I_0} \int_0^{\frac{\lambda}{2}} I_0 \cos \frac{2\pi}{\lambda_0} x dx = \frac{\lambda_0}{\delta}$$

называется **действующей длиной (или действующей высотой)** вибратора.

Понятие действующей высоты можно ввести для линейной антенны произвольной длины:

$$I_d = \frac{1}{I_0} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} I_m(x) dx.$$

Если полуволновый вибратор расположить вертикально, его размер можно уменьшить вдвое благодаря проводящим свойствам Земли. Нижний конец антенны подключается к одному из зажимов генератора электромагнитных колебаний, второй зажим заземляется. Такая антенна называется **вертикальной несимметричной антенной**, ее высота приблизительно

равна  $\frac{\lambda}{4}$ . Мощность пропорциональна квадрату напряженности электрического поля, следовательно:

$$P_{\text{изл}} = \frac{1}{2} R_{\text{изл}} I_0^2 = \left(\frac{I_d}{\lambda}\right)^2 \approx \left(\frac{I}{\lambda}\right)^2 I_0^2. \quad (49)$$

В случае вертикальной несимметричной антенны некоторого увеличения излучаемой мощности при сохранении неизменной высоты антенны можно добиться путем улучшения распределения тока.

### 21а 21. Аппроксимация вольт-амперных характеристик

Существуют графические и аналитические методы анализа нелинейных элементов.

**Аппроксимация** — это аналитический метод изучения процессов в цепи с резистивным нелинейным элементом. В этом случае реальная вольт-амперная характеристика нелинейного элемента обычно аппроксимируется (т. е. приближенно представляется) посредством подходящей аналитической функции. Эта функция должна достаточно точно описывать характеристику в рабочей области и в то же время должна быть по возможности простой. Чаще всего аппроксимация производится с помощью степенного полинома:

$$I = I_0 + au + bu^2 + \dots + lu^k, \quad (52)$$

где  $u = \Delta U$  — приращение напряжения в окрестности рабочей точки;

$I_0$  — сила тока в рабочей точке.

Число членов полинома, аппроксимирующего вольт-амперную характеристику, зависит от режима использования нелинейного элемента, который, в свою очередь, определяется положением рабочей точки и размером рабочего участка характеристики. При гармоническом воздействии размер рабочего участка равен удвоенной амплитуде (размаху) переменного напряжения (рис. 13). Наиболее употребительные аппроксимации.

**Аппроксимация полинома II-й степени:**

$$I = I_0 + au + bu^2. \quad (53)$$

Коэффициенты полинома определяются так, чтобы в пределах рабочей области парабола возможно ближе подходила к аппроксимируемой характеристике.

### 22а 22. Применение нелинейных элементов

Спектр тока нелинейных элементов значительно сложнее, чем спектр приложенного напряжения. Это дает возможность, используя цепи с нелинейными элементами, осуществить ряд важных радиотехнических операций (генерирование электрических колебаний, модуляцию, детектирование и др.).

Линейные параметрические системы обычно на практике осуществляются на основе нелинейных элементов.

Кроме того, нелинейные реактивные элементы могут быть использованы не только в существенно нелинейном режиме, но также и в таком режиме работы, когда их нелинейность по отношению к приложенным переменным напряжениям малой амплитуды не проявляется. Это позволяет на основе нелинейных элементов создавать усилители электрических сигналов.

В отличие от **пассивных линейных систем**, к которым относятся фильтры и антенны, усилители называются **активными линейными системами**.

Нелинейный элемент в усилительной схеме работает в режиме управляемого входным сигналом сопротивления, что обеспечивает преобразование энергии источника постоянного тока в энергию переменного тока на частоте входного сигнала. Принцип усиления иллюстрирует структурная схема (рис. 14).

Управляемый элемент и резистор  $R$  включается последовательно с источником постоянной ЭДС  $E$ . В отсутствие входного сигнала в цепи течет постоянный ток ( $I_0$  — ток покоя). При наличии на входе переменного напряжения  $u(t)$  сопротивление управляемого элемента постоянному току изменяется во времени по

### 23а 23. Классификация электронных приборов

Приборы, принцип действия которых основан на использовании потоков заряженных частиц, управляемых с помощью электрических или магнитных полей, называются электронными. Электронными приборами принято называть усилительные устройства, основанные на электронных эффектах, происходящих в вакууме, разреженных газах, твердых телах, жидкостях, на границе их разделов при воздействии на них электрических, магнитных, световых, акустических и других полей.

Электронные приборы являются достаточно эффективными управляемыми (с помощью некоторого управляющего сигнала) преобразователями энергии, отбираемой от источника питания и передаваемой потребителю. В зависимости от среды, в которой происходит движение носителей заряда, электронные приборы классифицируют как электровакуумные (электронные и ионные) и полупроводниковые.

В электровакуумных приборах используется поток свободных электронов, испускаемых (эмитируемых) нагретым до температуры около 10 000 К металлическим электродом. Электроны движутся в вакуумированном баллоне ( $p \cdot 10^{-4}$  Па) под действием электрического поля, созданного между катодом и другими электродами, служащими для управления электронным потоком и сбора электронов.

Электровакуумные приборы подразделяются по назначению на электронные лампы (триод, пентод и т. д.), электроннолучевые приборы (электроннолучевые трубки), сверхвысокочастотные приборы (клистрон, магнетрон, лампы бегущей волны и т. д.) и фотоэлектронные приборы.

### 24а 24. Электровакуумный триод

**Триодом** называется электронная лампа, у которой в пространстве между анодом и катодом помещен третий электрод (управляющий) — сетка. Триоды служат для усиления и генерирования переменных напряжений и токов, а также для усиления медленно меняющихся напряжений (усилитель постоянного тока).

Конструктивно триод оформлен в виде стеклянно- или металлического баллона с высоким вакуумом. Внутри баллона помещены электроды: анод А, катод К и управляющая сетка С (рис. 15 а).

Управляющая сетка, как правило, выполняется в виде спирали из тонкой тугоплавкой проволоки и служит для управления плотностью потока электронов, летящих от катода к аноду. На рисунке 15 б приведено условное обозначение триода.

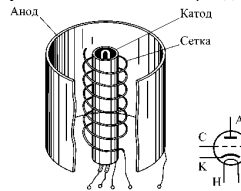


Рис. 15

В отсутствие разности потенциалов между анодом и катодом свободные электроны, созданные за счет термоэлектронной эмиссии, находятся вблизи катода, образуя электронное облако, т. е. отрицательный

226 тому же закону, что и входное напряжение. Это вызывает соответствующее изменение силы тока в цепи около среднего значения  $I_0$ .

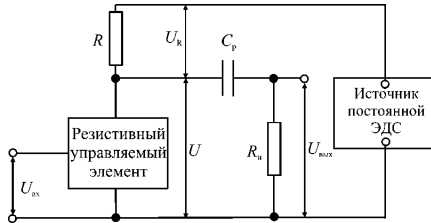


Рис. 14

Теперь ток представляет собой сумму постоянной  $I_0$  и переменной  $i$  составляющих ( $I_0 = I + i$ ). Напряжение на резисторе  $R$   $U_{R_0} (I = i)$ . В этих условиях содержит постоянную ( $U_0 = I_0 R$ ) и переменную ( $u_R = i R$ ) составляющие. В соответствии со вторым правилом Кирхгофа напряжение на нелинейном элементе

$$U = E - U_R = E - U_{0R} - u_R = U_0 + u, \quad (55)$$

где  $U_0 = E - U_{0R}, u = -u_R$ .

Переменные составляющие напряжений на управляемом элементе и на резисторе  $R$  равны по модулю и противоположны по фазе ( $u = -u_R$ ).

246 пространственный заряд. Поскольку эмиссия электронов приводит к повышению потенциала катода, потенциал электронного облака несколько ниже, минимума потенциала обычно находится на расстоянии 0,01—0,1 мм от поверхности катода. В непосредственной близости от катода электрическое поле является тормозящим для электронов. Под действием этого поля часть эмитированных электронов возвращается на катод, а взамен их из катода вылетают новые электроны.

С потенциометра  $R_{n_1}$  на участок анод—катод лампы подают положительное напряжение  $U_a$ . С потенциометра  $R_{n_2}$  на участок сетка — катод лампы подают сеточное напряжение, полярность которого может изменяться.

Таким образом, на электроны потока действует результирующее электрическое поле анода и сетки. Однако действие поля сетки гораздо сильнее, так как расстояние между сеткой и катодом в 100 раз меньше, чем расстояние между анодом и катодом.

Следовательно, при изменении сеточного напряжения в небольших пределах количество электронов, падающих на анод, а значит, и анодный ток  $I_a$  сильно изменяются.

216 Квадратичная аппроксимация часто применяется при анализе нелинейных процессов.

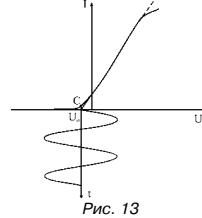


Рис. 13

**Кусочно-линейная аппроксимация**

Если для удовлетворительной аппроксимации характеристики требуется использование полинома высокой степени, то реальную характеристику можно заменить линейной ломаной, составленной из отрезков прямых линий.

Такое представление характеристики называется кусочно-линейной аппроксимацией. В рассматриваемом примере характеристика задается системой уравнений двух прямых:

$$\text{при } U \leq 0,$$

$$i = 0$$

$$\text{при } U > U_0,$$

где  $\alpha = \tan \alpha$  — угловой коэффициент (крутизна) линейного участка характеристики (если «излом» характеристики соответствует началу координат,  $U_0 = 0$ ).

Если решаемая задача не допускает применения квадратичной или билинейной аппроксимации вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, то используют более сложную аппроксимацию.

236 В электронных приборах, к которым относятся электронные лампы, прохождение электрического тока осуществляется только за счет свободных электронов, а в ионных как за счет свободных электронов, так и за счет ионов. Масштабы применения электронных ламп ограничены в связи с развитием полупроводниковой техники и особенно микроэлектроники. При больших частотах и мощностях электронные лампы еще находят широкое применение.

В ионных приборах используется атмосфера инертных газов (неон, аргон, пары ртути и т. п.). Электрические процессы в них представляют собой разряд в газе, поэтому эти приборы называются также газоразрядными. Используются ионные приборы в основном в качестве реле, индикаторов.

Во всех электронных лампах источником свободных электронов является специальный электрод, называемый катодом. Катод испускает электроны за счет явления электронной эмиссии.

В полупроводниковых приборах потоки носителей заряда (электронов и дырок) движутся в кристаллической решетке полупроводника. По назначению полупроводниковые приборы подразделяются на усилительно-преобразовательные (диоды, транзисторы и др.), оптоэлектронные (фотоземельные, фоторезисторы, светодиоды, оптрены), теплотехнические и др. Транзисторы и тиристоры экономически эффективны при замене электронно-вакуумных устройств, их применение дает возможность решать ряд новых задач в электронике, приборостроении, радиотехнике.

Электронные лампы, полупроводниковые диоды и транзисторы имеют нелинейные вольт-амперные характеристики и являются основными нелинейными элементами, используемыми в радиоэлектронике.

### 25а 25. Вольт-амперные характеристики и параметры триода

Для расчетов схем, а также для определения их параметров используются характеристики триодов.

**Анодно-сеточная характеристика** — это зависимость анодного тока  $I_a$  от сеточного напряжения  $U_c$  при анодном напряжении  $U_a = \text{const}$  (рис. 16). Характеристику снимают с помощью установки, схема которой показана на рисунке 17.

При фиксированном значении  $U_a$  меняют значение  $U_c$  с помощью потенциометра  $R_{\text{пот}}$ , снимая показания приборов  $V_1$  и  $mA$ .

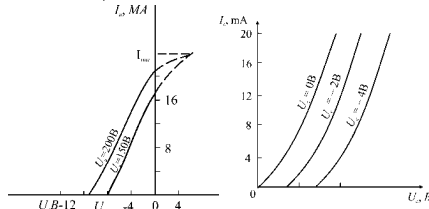


Рис. 16

Рис. 17

При некотором отрицательном напряжении на сетке  $U_{c \text{ зам}} I_a = 0$ , т. е. триод заперт по анодному току. При уменьшении отрицательного напряжения на сетке анодный ток растет в результате компенсации действия отрицательного объемного заряда суммарным полем анода и сетки.

При некотором положительном напряжении на сетке действие пространственного заряда полностью нейтрализуется, и наступает режим насыщения.

### 26а 26. Параметры триодов.

**Крутизну анодно-сеточной характеристики S** можно определить на линейном участке анодно-сеточной характеристики триода.

Крутизна анодно-сеточной характеристики может показать на сколько миллиампер изменяется анодный ток лампы при изменении сеточного напряжения на 1 В, если анодное напряжение будет оставаться неизменным. Это явление можно отразить в формуле:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \text{ при } U_a = \text{const.} \quad (56)$$

Крутизна анодно-сеточной характеристики количественно определяет управляющие способности сетки и зависит в основном от следующих факторов: эмиссионной способности катода, плотности сетки, расстояния между сеткой и катодом. У современных триодов она может лежать в пределах от 1 до 30 мА/В.

**Внутреннее сопротивление переменному току  $R_i$**  определяется на линейном участке анодной характеристики триода и показывает, на сколько вольт нужно изменить анодное напряжение для того, чтобы внешний ток изменился на 1 А, но при этом не изменялось сеточное напряжение:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \text{ при } U_c = \text{const} \quad (57)$$

Величина, обратная внутреннему сопротивлению, количественно определяет управляющее действие

### 27а 27. Многоэлектродные и комбинированные лампы

Стремление к усовершенствованию электровакуумных приборов с целью улучшения их параметров и обеспечения большей универсальности привело к созданию **многоэлектродных ламп**. В многоэлектродных лампах, кроме **управляющей**, имеются дополнительные сетки, что, в частности, дает возможность воздействовать на электронный поток в лампе с помощью нескольких переменных напряжений. Кроме того, введение дополнительных сеток значительно улучшает параметры лампы.

Вторая сетка экранирует анод от прочих электродов и называется **экранирующей** или **экранной сеткой**. Лампу с двумя сетками — управляющей и экранирующей — называют тетродом. Положительное напряжение на экранной сетке составляет обычно 40—50% от анодного, причем в радиосхемах и анодное напряжение, и напряжение на экранной сетке создаются одним и тем же источником ЭДС  $E_0$  (рис. 19).

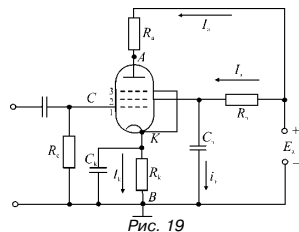


Рис. 19

### 28а 28. Ионные приборы

Из приборов этого типа рассмотрим устройство и принцип работы газонаполненной лампы, которая называется **тиратроном**. Тиратрон является ионным прибором с тремя или четырьмя электродами, моментом зажигания которых можно управлять.

Различают тиратроны с горячим нагреваемым катодом (несамостоятельным дуговым разрядом) и с холодным катодом (работающие в режиме самостоятельного тлеющего разряда).

Устройство тиратрона с накаливаемым (горячим) катодом показано на рисунке 20.

В баллоне 6, заполненном разреженным инертным газом, размещают анод 1, катод 4 и управляющий электрод 2. Нагревание вольфрамового катода, активированного барием, цезием или их оксидами, производится постоянным или переменным током.

В последнем случае применяют катод косвенного накала, обладающий достаточной тепловой инерцией, чтобы исключить колебания плотности пучка электронов. Тепловой экран в виде закрытого цилиндра с отверстием в торце уменьшает потери теплоты катодом и направляет электроны к аноду через отверстия в управляющем электроде (сетке). Анод и сетку изготавливают из никеля.

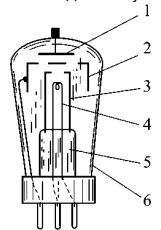


Рис. 20. 1 - анод; 2 - сетка; 3 - тепловой экран; 4 - катод; 5 - стеклянное основание; 6 - баллон

Пусть к аноду тиратрона подведено положительное напряжение, значение которого пре-

**266** анода. Внутреннее сопротивление  $R_i$  зависит от электрических и конструктивных параметров лампы, в частности от плотности управляющей сетки, расстояния между анодом и катодом.

У современных триодов внутренне сопротивление  $R_i$  может лежать в пределах от 0,5 до 100 кОм.

**Коэффициент усиления лампы** определяется числом  $\mu$ , которое показывает, насколько сильнее изменение сеточного напряжения действует на анодный ток, по сравнению с изменениями анодного напряжения:

$$\mu = -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} \text{ при } I_a = \text{const} \quad (58)$$

Коэффициент усиления можно определить как по семейству анодных, так и по семейству анодносеточных характеристик.

Для современных триодов коэффициент усиления лампы  $\mu$  может быть равен 10/30.

Рассмотренные параметры связаны соотношением

$$\mu = SR_i.$$

**236** вышает напряжение зажигания дугового разряда. На сетку подано отрицательное напряжение, создающее потенциальный барьер, не преодолимый для эмитировавших из катода электронов. В таком состоянии тиратрон погашен, анодный ток равен нулю. При подаче на сетку управляющего сигнала, компенсирующего отрицательный потенциал, электроны устремляются от катода к аноду, ионизируя по пути молекулы газа. Вспыхивает дуговой разряд, ток которого практически ограничивается только сопротивлением нагрузки в цепи анода. Воз-растание тока от нуля до номинального значения происходит очень быстро, за  $10^{-8}$  с. Таким образом, с помощью управляющего электрода можно регулировать момент зажигания тиратрона.

Если снова подать на сетку отрицательное напряжение, то это никак не повлияет на ток дугового разряда, так как положительные ионы газа притягиваются к сетке, компенсируя ее отрицательный потенциал. Чтобы погасить тиратрон, надо выключить анодное напряжение.

**256** Установив другое значение анодного напряжения  $U$  и снова изменяя напряжение  $U$ , получим еще одну характеристику. Совокупность таких характеристик образует семейство анодно-сеточных характеристик.

Анодная характеристика — это зависимость  $I_a$  от  $U_a$  при  $U = \text{const}$  (рис. 17).

Характеристики снимают также с помощью установки. Но теперь фиксируется  $U_c$ , а  $U_a$  меняется потенциометром  $R_{\text{из}}$ . Несколько характеристик, снятых при различных значениях  $U_c$ , образуют семейство анодных характеристик. Анодные характеристики определяют управляющее действие анодного напряжения на анодный ток лампы.

**276** Лампу с тремя сетками, т. е. с пятью электродами называют **пентодом**.

Высокочастотные пентоды имеют внутреннее сопротивление порядка мегаома, крутизну — до нескольких миллиампер на вольт, коэффициент усиления — до нескольких тысяч. Для низкочастотных выходных пентодов характерно значительно меньшее внутреннее сопротивление (десятки килоом) при той же крутизне.

Многэлектродные лампы имеют четыре сетки и более. При этом две сетки являются управляющими, т. е. позволяют осуществлять одновременно двойное управление анодным током.

Широко применяются также **комбинированные лампы**, использование которых дает возможность уменьшить габариты электронных устройств. При этом упрощается монтаж и снижается стоимость всего устройства. Комбинированная лампа состоит из нескольких ламп, размещенных в одном баллоне, причем каждая лампа выполняет самостоятельные функции.

Для комбинированных ламп установлены следующие обозначения: X — двойной диод, H — двойной триод, Г — двойной диод—триод, Б — двойной диод—пентод, А — гектод.



29а

### 29. Энергетические уровни и зоны в атомах

Согласно **постулату де Бройля** электрон может двигаться только по орбите, вдоль которой укладывается целое число его волн.

В изолированном атоме с одним электроном скорость движения электрона по **разрешенной орбите** устанавливается такой, при которой центробежная сила уравновешивает силу притяжения отрицательно заряженного электрона к положительно заряженному ядру. Каждой разрешенной орбите соответствует своя скорость и, следовательно, своя кинетическая энергия электрона.

Под действием внешних факторов или спонтанно (самопроизвольно) электрон может переходить с одной разрешенной орбиты на другую. Чтобы перейти с низкой орбиты на более высокую, электрон должен получить порцию (квант) энергии, строго равную разности его энергий для двух разрешенных орбит. Такая энергия доставляется атомам главным образом световыми, ультрафиолетовыми или рентгеновскими лучами, а также при тепловых столкновениях атомов.

Атом, поглотивший один или несколько квантов лучистой энергии, называется **возбужденным**. Иногда поглощенная энергия столь велика, что электрон переходит на очень удаленную орбиту и практически отрывается от атома. Такой атом называется **ионизированным**.

Полная энергия электрона, равная сумме его кинетической (энергии движения по орбите) и потенциальной (притяжения к ядру) энергий, называется **энергетическим состоянием атома**. Каждой разрешенной орбите соответствует свое энергетическое состояние.

31а

### 31. Электронно-дырочный переход

Изолированный кристалл *n*-типа электрически нейтрален, сумма положительных и отрицательных зарядов в нем равна нулю. Количество атомов, лишившихся одного электрона и превратившихся в положительные ионы, строго равно количеству оторвавшихся от атомов электронов. Чем выше температура, тем больше образуется свободных электронов. Положительные ионы находятся в узлах кристаллической решетки.

Также электрически нейтрален и изолированный кристалл *p*-типа. Однако в нем в хаотическом тепловом движении находятся дырки, а атомы акцепторной смеси, захватившие лишний электрон и превратившиеся в отрицательные ионы — в узлах кристаллической решетки.

Приведем кристаллы *p*- и *n*-типов в плотное соприкосновение и рассмотрим процессы на границе раздела (рис. 21а).

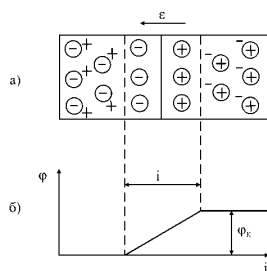


Рис. 21

30а

### 30. Электропроводимость полупроводников

Так как валентная зона и зона проводимости у кристаллических проводников не разделены, электроны свободно переходят с одного разрешенного подуровня на другой, приобретая упорядоченную скорость под действием приложенного напряжения.

У полупроводниковых кристаллов проводимость определяется прежде всего количеством электронов, преодолевших запрещенную зону и проникших в зону проводимости. Поэтому сопротивление полупроводников уменьшается с увеличением температуры.

Генерация пар свободных, т. е. способных перемещаться под действием приложенного напряжения, зарядов делает кристалл способным проводить электрический ток, а электропроводность такого кристалла называется **собственной**.

Одновременно с образованием пар носителей часть электронов из зоны проводимости спонтанно переходит обратно в валентную зону, излучая кванты энергии. Этот процесс называется **рекомбинацией пар**. При постоянной температуре устанавливается динамическое равновесие, определяющее концентрацию свободных электронов и дырок (при данной температуре).

Чем выше температура, тем выше концентрация свободных носителей заряда и тем больше собственная электропроводность кристалла.

Все вышесказанное справедливо для кристаллов, имеющих идеальную структуру, которая в природных кристаллах практически не встречается.

Реальные кристаллы содержат многочисленные дефекты кристаллической решетки: точечные, линейные, объемные и поверхностные.

32а

### 32. Прямой и обратный токи. Вольт-амперная характеристика

Обозначим  $\varphi$  собственную контактную разность потенциалов обедненного слоя. Если к *p-n* подключить источник напряжения  $U$ , то разность потенциалов на границах контактного слоя кристаллов *n*- и *p*-типов изменится. Включение *p-n*-перехода в электрическую цепь, когда плюс источника подсоединен к области *p*, а минус — к области *n*, называется **прямым**.

Разность потенциалов контактного слоя в этом случае обозначим  $\varphi_{к.п}$ . Включение, при котором к области *p* подсоединен минус источника, а к области *n* — плюс, называется **обратным**. Соответствующую разность потенциалов обозначают  $\varphi_{к.о}$ .

Имея в виду, что сопротивление кристаллов невелико и все приложенное напряжение практически падает на обедненном слое, можно записать:

$$\varphi_{к.п} = \varphi_k - U; \varphi_{к.о} = \varphi_k + U.$$

Таким образом, при прямом включении *p-n*-перехода разность потенциалов на границе обедненного слоя (потенциальный барьер) уменьшится, а при обратном включении увеличится.

Уменьшение потенциального барьера приводит к возрастанию диффузного тока и уменьшению встречного дрейфового тока. Результирующий ток (его называют **прямым**) совпадает с диффузным.

Увеличение потенциального барьера приводит к уменьшению диффузного тока и увеличению дрейфового. Результирующий ток *p-n*-перехода и всей замкнутой цепи совпадает с дрейфовым током. Этот ток называют **обратным**. Обратный ток в сотни и тысячи раз меньше прямого.

**306** Дефекты кристаллической решетки вызываются также примесями, когда в структуру кристалла внедряют чужеродные атомы. Электроны примесных атомов образуют свои энергетические уровни, которые также располагаются в запрещенной энергетической зоне. Взаимодействие примесных атомов приводит к расщеплению примесных уровней в **примесные энергетические зоны**.

Электропроводность, возникающую за счет примесных атомов, называют **примесной**. Характером носителей зарядов и значением примесной электропроводности можно управлять, подбирая состав и концентрацию примесей. Электропроводность кристалла называется **электронной**, а примесь, поставляющая электроны в зону проводимости, — **дырочной**.

В данном случае прохождение тока через кристалл обеспечивается дырками. Электропроводность такого кристалла называется **дырочной**, а примесь, отбирающая электроны из валентной зоны, — **акцепторной**.

Кристаллы с электронной электропроводностью, в которых электрический ток создается упорядоченным движением отрицательных зарядов, называются **кристаллами типа *n*** (от *negative* — отрицательный).

Кристаллы с дырочной электропроводностью, в которых электрический ток создается упорядоченным движением положительных зарядов, называются **кристаллами типа *p*** (от *positive* — положительный).

**296** которое на диаграмме представляют в виде энергетического уровня. Энергетические уровни могут быть разрешенными или запрещенными. Разрешенный энергетический уровень, характеризуемый главным квантовым числом  $n$ , расщепляется на ряд близко расположенных подуровней. Взаимодействие атомов в решетке приводит к тому, что их энергия расщепляется на большое количество почти сливающихся подуровней, образующих **энергетические зоны**.

Существуют **разрешенные** и **запрещенные** энергетические зоны. Вероятность пребывания электрона в запрещенной зоне равна нулю.

Разрешенные энергетические зоны кристаллов состоят из большого количества близких друг к другу подуровней. Верхнюю из заполненных энергетических зон называют **валентной**, так как ее электроны способны взаимодействовать с соседними атомами, обеспечивая молекулярные связи.

Разрешенные энергетические зоны, расположенные ниже, всегда заполнены электронами полностью. Валентная зона может быть заполнена полностью или частично.

Разрешенная энергетическая зона, расположенная непосредственно под валентной зоной, называется **зоной проводимости**. Проводящие свойства кристалла зависят от ширины запрещенной зоны, разделяющей валентную зону и зону проводимости.

Средним значениям ширины запрещенной зоны соответствуют **полупроводниковые** кристаллы.

**326** Таким образом,  $p$ — $n$ -переход, включенный в обратном — не пропускает. Чтобы уменьшить обратный ток, надо уменьшить количество неосновных носителей заряда. Это достигается уменьшением посторонних (нелегирующих) примесей и улучшением структуры кристалла (уменьшением числа дефектов кристаллической решетки).

Вентильные свойства  $p$ — $n$ -перехода отображаются его **вольт-амперной характеристикой**, представляющей зависимость значения и направления тока от значения и полярности напряжения (рис. 22).

При достижении обратным напряжением некоторого критического значения  $U_{\text{обр}}$  обратный ток возрастает. Этот режим называется **пробоем  $p$ — $n$ -перехода**. Различают два вида пробоя: электрический и тепловой.

**Электрический пробой** не опасен для  $p$ — $n$ -перехода: при отключении источника обратного напряжения вентильные свойства электронно-дырочного перехода полностью восстанавливаются. **Тепловой пробой** приводит к разрушению кристалла и является аварийным режимом. Он возникает при недостаточном охлаждении кристалла. Для борьбы с тепловым пробоем полупроводниковые приборы снабжаются устройствами, повышающими теплоотдачу.

Электроно-дырочный переход составляет основу полупроводникового прибора.

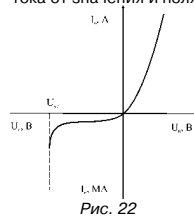


Рис. 22

**316** После соприкосновения кристаллов начнется диффузия дырок из  $p$ -области в  $n$ -область и диффузия электронов в обратном направлении. Встречаясь, электроны и дырки рекомбинируют, вблизи граничной области образуется два слоя: слева слой «обнаженных» отрицательных ионов, справа — слой «обнаженных» (нескомпенсированных) положительных ионов. Между двумя разноименно заряженными слоями возникает электрическое поле, напряженность которого  $\epsilon$  препятствует диффузии дырок и электронов. Чем больше нескомпенсированных ионов, т. е. чем больше ширина «обнаженных» слоев, тем выше напряженность электрического поля. При некотором значении напряженности **диффузный ток** прекратится.

Этому значению напряженности соответствуют определенная контактная разность потенциалов (рис. 21 б) и определенная ширина слоя  $l$ , в котором рекомбинировали подвижные носители зарядов. В кристаллах существуют неосновные носители заряда. Под действием напряженности  $\epsilon$  они начнут дрейфовать навстречу диффундирующим зарядам, возникает **дрейфовый ток**, направленный навстречу току диффузии. Динамическое равновесие наступает при равенстве диффузного и дрейфового токов, слой обеднен свободными носителями заряда, но не лишен их полностью. С приближением к плоскости раздела кристаллов обеднение слоя носителями заряда будет все более выраженным. Ширина слоя связана с контактной разностью потенциалов зависит от выбора материалов и концентрации примесей. Чем выше контактная разность потенциалов  $\phi_c$ , тем шире обедненный слой. Контактная разность потенциалов придает  $p$ — $n$ -переходу свойство **односторонней проводимости**.

### 33а 33. Полупроводниковые диоды

**Полупроводниковым диодом** называют прибор с двумя выводами и одним электронно-дырочным переходом. Различают точечные (рис. 23) и плоскостные диоды.

В стеклянном или металлическом корпусе 2 точечного диода крепится германиевый или кремниевый кристалл *n*-типа 3 площадью порядка 1 мм<sup>2</sup> и толщиной 0,5 мм, к которому прижи мается стальная или бронзовая игла 4, легированная акцепторной присадкой. Прибор включается в схемы через выводы 1.

Малая площадь *p-n*-перехода в точечном диоде обеспечивает ему минимальное значение межэлектродной емкости.

Площадь *p-n*-перехода плоскостных диодов достигает десятков и сотен мм<sup>2</sup>. Для получения таких площадей используют методы сплавления или диффузии.

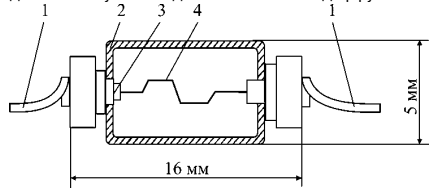


Рис. 23

Основной характеристикой диода служит его вольт-амперная характеристика, вид которой совпадает с характеристикой *p-n*-перехода.

Вольт-амперная характеристика диода существенно зависит от температуры окружающей среды.

### 34а 34. Биполярные транзисторы

**Биполярным транзистором** называют полупроводниковый прибор, основу которого составляют два взаимодействующих электронно-дырочных перехода и который имеет три вывода или более.

Биполярный транзистор является аналогом лампового триода, он способен выполнять усилительные, генераторные и ключевые функции. Устройство биполярного транзистора, изготовленного методом сплавления, схематически показано на рисунке 24.

В пластинку германия 1, легированного донорной примесью (с электронной электропроводностью), вплавлены две таблетки трехвалентного индия 3 (акцептор).

В объеме германия возле пластинок индия образуются две области с дырочной электропроводностью 2, разделенные тонким слоем базовой пластины. У границ, разделяющих *p*-области и базу, образуется два электронно-дырочных перехода. Переход, изображенный на рисунке слева, называется **эмиттерным**, а справа — **коллекторным**. Эмиттерный, коллекторный переходы и база имеют выводы для включения приборов в электрическую цепь (Э, К, Б). Отношение приращения тока коллектора к вызвавшему его приращению тока эмиттера при постоянном напряжении на коллекторе называется **коэффициентом усиления по току**:

$$\alpha = \Delta I_k / \Delta I_e$$

при  $U_k = \text{const}$ .

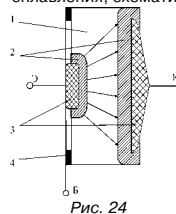


Рис. 24

### 35а 35. Полевые транзисторы

Полевой транзистор является полупроводниковым аналогом электровакуумного триода. Подавая на сетку вакуумного триода слабый электрический ток, можно эффективно влиять на электронный поток, т. е. управлять сопротивлением лампы. Это основное свойство триода и позволяет применять его в радиоэлектронике.

Полевые каналные транзисторы имеют существенные преимущества, к которым прежде всего относятся: большое входное сопротивление приборов (10<sup>10</sup>—10<sup>15</sup> Ом), большая устойчивость к проникающим излучениям (допускается уровень излучений, на три четверти порядка больший, чем для биполярных транзисторов), малый уровень собственных шумов, малое влияние температуры на усилительные свойства.

Изготавливают полевые транзисторы двух типов: с затвором в виде *p-n*-перехода и с изолированным затвором.

Устройство транзистора с затвором в виде *p-n*-перехода схематично показано на рисунке 25.

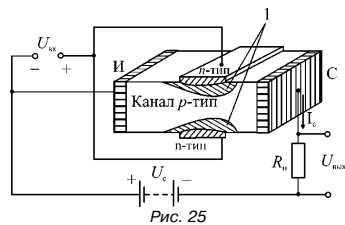


Рис. 25

### 36а 36. Тиристоры

В настоящее время эти приборы получили широкое распространение. Преимущества тиристоров следующие: малые масса и габариты, большой срок службы, высокий КПД, малая чувствительность к вибрации и механическим перегрузкам, способность работать при низких (прямых) и высоких (обратных) напряжениях, а также при очень больших токах, достигающих сотен ампер.

Основное свойство тиристора, обеспечивающее ему самое широкое применение в радиотехнике, автоматике, электронике, энергетике, — это способность находиться в двух устойчивых состояниях: закрытом и открытом. В закрытом состоянии сопротивление тиристора составляет десятки миллионов Ом, и он практически не пропускает ток при напряжениях до тысячи вольт; в открытом — сопротивление тиристора незначительно. Падение напряжения на нем около 1 В при токах в десятки и сотни ампер. Переход тиристора из одного состояния в другое происходит за очень короткое время, практически скачком. Среди тиристоров выделяют **динисторы** и **тринисторы**.

Динистор — это тиристор с двумя электродами (выводами). Переход динистора из одного состояния в другое осуществляется изменением значения или полярности напряжения на выводах.

Тиристор, снабженный третьим (управляющим) электродом, называется тринистором. Управляющий электрод позволяет с помощью небольшого сигнала управления (импульса напряжения) перевести тиристор из закрытого состояния в открытое при неизменном (заданном) напряжении на основных электродах. Обратный переход из открытого состояния в закрытое с помощью управляющего напряжения невозможен.

**346** Коэффициентом усиления сигнала называется отношение его приращения на выходе к приращению на входе:

$$K_x = \Delta X_{\text{вых}} / \Delta X_{\text{вх}}$$

Транзистор с общим коллектором практически не меняет значение напряжения сигнала. Его называют **эмиттерным повторителем**.

Характеристики выражают зависимость между напряжениями и токами в цепях транзисторов.

**Входной характеристикой** называется зависимость тока эмиттера от напряжения между эмиттером и базой при неизменном напряжении между коллектором и базой. Устанавливая различные напряжения между коллектором и базой ( $U_k = \text{const}$ ), получим семейство входных характеристик.

**Выходной (коллекторной) характеристикой** называется зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и базой при постоянном токе эмиттера. Задавая различные значения тока эмиттера ( $I_e = \text{const}$ ), получают семейство выходных характеристик.

Переходной характеристикой (характеристикой прямой передачи) называют зависимость тока коллектора от тока эмиттера при постоянном напряжении между коллектором и базой.

К недостаткам транзистора относится относительно высокая нестабильность их параметров и характеристик. Для транзисторов характерен также относительно высокий уровень **собственных шумов**, вызываемых тепловыми флуктуациями плотности носителей зарядов.

**336** Одна из важных характеристик диода — **пробивное обратное напряжение**. Это напряжение зависит от ширины обедненного слоя, и у современных плоскостных диодов равно сотням и тысячам вольт. Оно несколько увеличивается с повышением температуры, не выходящим за пределы работоспособности диода.

Для характеристики выпрямительных свойств диодов вводится коэффициент выпрямления, равный отношению прямого и обратного токов при одном и том же напряжении.

В радиотехнике широко используют плоскостные диоды малой и средней мощности в схемах питания радиоаппаратуры.

Диоды, предназначенные для работы в устройствах высокой и сверхвысокой частоты (ультракоротковолновая и космическая радиосвязь, радиолокация, телеизмерительная техника и т. д.), называют **высокочастотными**.

СВЧ-диоды используются для модуляции и детектирования сверхвысокочастотных колебаний в диапазоне сотен мегагерц, а также в каскадах преобразования частоты радиоприемных устройств. В качестве высокочастотных обычно применяют точечные диоды.

**366** Структура тиристора содержит четыре ( $p-n-p-n$ ) или пять ( $p-n-p-n-p$ ) слоев. В последнем случае тиристор называют симметричным.

Четырехслойная структура изображена на рисунке 26.

Тиристор содержит три  $p-n$  перехода:  $\Pi_1, \Pi_2, \Pi_3$ . Чтобы повысить эффективность управляющего сигнала  $u$ , слой, к которому подключен управляющий электрод, делают тоньше остальных.

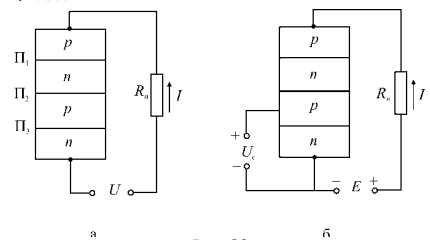


Рис. 26

Тиристоры, как и транзисторы, оказались экономически эффективными при замене электронно-вакуумных устройств, их применение дало возможность решить ряд новых задач в электронике и приборостроении.

Следует отметить, что во многих случаях схемы с одним и тем же функциональным назначением могут быть собраны как на транзисторах, так и на тиристорах.

В радиотехнике транзисторы и тиристоры применяются в радиосвязи, радиолокации, радионавигации.

**356** Основу прибора составляет слаболегированная полупроводниковая пластина  $p$ -типа, к торцам которой приложено напряжение  $U_n$ , создающее ток  $I_n$  через сопротивление нагрузки  $R_n$ . В полупроводниковой пластине этот ток обеспечивается движением основных носителей заряда. Торец пластины, от которого движутся носители заряда, называется **исток**ом. Торцы, к которому движутся носители заряда, — **сток**ом. В две противоположные боковые поверхности основной  $p$ -пластины вплавлены пластинки типа  $n$ . На границе раздела пластин  $n$  и  $p$  возникают электронно-дырочные переходы. К этим переходам в непроводящем направлении приложено входное напряжение  $u_{\text{вх}}$ . Значение  $u_{\text{вх}}$  можно менять при обязательном сохранении указанной на рисунке полярности.

Обычно  $u$  состоит из двух составляющих: переменного напряжения управляющего сигнала и постоянной составляющей начального смещения, значение которой превышает амплитуду сигнала. Пластинки  $n$ -типа образуют **затвор**. При указанной полярности напряжения на затворе вокруг этих пластин образуется слой, обедненный носителями заряда и, следовательно, имеющий малую проводимость.

Между обедненными слоями сохраняется канал с высокой проводимостью.

Принцип действия полевого транзистора основан на изменении ширины обедненного слоя при изменении обратного напряжения  $p-n$ -перехода. С увеличением напряжения на затворе ширина обедненных слоев увеличивается, а поперечное сечение канала и его проводимость уменьшаются.

37а

### 37. Интегральные схемы микроэлектроники

Существенные изменения в полупроводниковой технике связаны, во-первых, с переходом к **интегральным схемам (ИМС)** и, во-вторых, с переходом к **большим интегральным схемам (БИС)**.

**Интегральной** называют микросхему с определенным функциональным назначением, изготовленную не сборкой и распайкой отдельных пассивных и активных элементов, а целиком, в едином технологическом процессе. Интегральная схема может быть изготовлена так, что в объеме одного кристалла полупроводника формируются все ее активные и пассивные элементы. Такая микросхема называется **полупроводниковой**.

Существует технология, при которой в едином корпусе на подложке помещаются отдельные (дискретные) полупроводниковые кристаллы, на которых выполнены активные элементы. Их выводы подключаются к схеме, содержащей пассивные элементы, выполненные по пленочной технологии. Микросхемы, изготовленные таким способом, называются **гибридными**.

Они могут содержать в себе несколько полупроводниковых микросхем, объединенных в общем корпусе в единый функциональный узел. Показатель сложности микросхемы характеризуется числом содержащихся в ней элементов и компонентов.

Большие интегральные схемы так же изготавливают в объеме одного кристалла. Они характеризуются большой сложностью и служат в качестве отдельных блоков электронной аппаратуры.

**Полупроводниковые интегральные микросхемы.** Полупроводниковые интегральные микросхемы

38а

### 38. Классификация усилителей. Электронные усилители

Для увеличения амплитуды напряжения или силы тока, а также мощности электромагнитных колебаний используют специальные устройства, называемые электронными усилителями.

В настоящее время в усилителях широко применяют транзисторы, которые заменяют электронные лампы.

Усилители классифицируют по ряду признаков: по роду усилительных элементов (ламповые, транзисторные); по роду усиливаемой величины (усилители напряжения, тока и мощности); по числу каскадов (одно-, двух- и многокаскадные). Одним из наиболее важных признаков является диапазон усиливаемых частот, в котором усилитель обеспечивает нормальную работу. По данному признаку различают усилители звуковой частоты (УЗЧ), усилители радиочастоты (УРЧ) и видеоусилители. Последние позволяют усиливать сигналы в широком диапазоне частот — от десятков герц до десятков мегагерц.

Видео-усилители используются в радиолокационных устройствах, телевизионной и измерительной аппаратуре. Усиленные ими сигналы подаются на управляющие электроды электронно-лучевой трубки и воздействуют на электронный луч, обеспечивая изображение на экране трубки, поэтому их называют видеоусилителями. Электронные приборы, применяемые для усиления сигналов, можно рассматривать как сопротивления, управляемые входным сигналом. Таким образом, усилитель является активным линейным четырехполюсником.

**Усилители низкой частоты (УНЧ)** служат для усиления непрерывных периодических сигналов в диапазоне низких частот (от десятков герц до десятков ки-

39а

### 39. Основные технические характеристики усилителей

Коэффициент усиления в соответствии с видом усиливаемой величины называют коэффициентом усиления по напряжению, току или мощности.

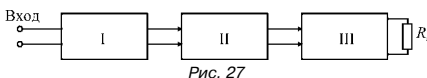
Коэффициент усиления показывает, во сколько раз напряжение (ток, мощность) на выходе усилителя больше, чем на входе, и обозначается соответственно  $K_U$  ( $K_I$ ,  $K_P$ ). Так, коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$$

(обычно  $K_U$  обозначают просто  $K$ ). Для многокаскадного усилителя, структурная схема которого приведена на рисунке 27, общий коэффициент усиления

$$K = K_1 K_2 \dots K_n,$$

где  $K_1, K_2 \dots K_n$  — коэффициенты усиления соответствующих каскадов.



Коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах — белах и децибелах (1 Б = 10 дБ). Коэффициент усиления, выраженный в децибелах:

$$K_{\text{дБ}} = 10 \lg(U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}})$$

**Выходная мощность** — это мощность, которая развивается на выходном нагрузочном сопротивлении усилителя:

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2 / R_n = U_{\text{твых}}^2 / (2R_n).$$

40а

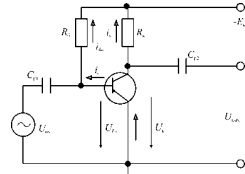
### 40. Усилители низкой частоты (УНЧ)

Усилители низкой частоты в основном предназначены для обеспечения заданной мощности на выходном устройстве. Это усилитель, в котором в выходной цепи электронного прибора включен резистор  $R$  (его также называют апериодическим или резисторным). Источниками входного сигнала являются звукоизлучатель, фотоэлемент, обмотка реле и всевозможные преобразователи неэлектрических величин в электрические.

Как правило, входной сигнал очень мал, его значение недостаточно для нормальной работы усилителя. В связи с этим перед усилителем мощности включают один или несколько каскадов предварительного усиления, выполняющих функции усилителей напряжения. Число каскадов усиления зависит от требуемого коэффициента усиления.

Усилительные каскады могут содержать электронные приборы одного типа или быть комбинированными.

Например, первый каскад на полевом транзисторе, второй — на биполярном. Используя такую комбинацию, можно получить высокое входное сопротивление усилителя и большой коэффициент усиления.



**336** логгерц). Особенностью УНЧ является то, что отношение верхней усиливаемой частоты  $f_n$  к нижней  $f_n$  велико и имеет значение от нескольких сотен до не-скольких тысяч. К ним относятся: усилители звуковой частоты и видеоусилители. Последние позволяют усилить сигналы в широком диапазоне частот — от десятков герц до десятков мегагерц. Видеоусилители используются в радиолокационных устройствах, телевизионной и измерительной аппаратуре.

**Усилители постоянного тока (УПТ)** предназначены для усиления медленно меняющихся напряжений и токов в диапазоне частот от нуля до некоторой наибольшей частоты. УПТ широко используются в устройствах автоматики и вычислительной техники.

**Избирательные усилители** характеризуются большими отношениями верхней и нижней частот ( $1 < f_n / f_n \leq 1, 1$ ). Как правило, это усилители высокой частоты (УВЧ).

**Импульсные (или широкополосные усилители)** работают в диапазоне от нескольких килогерц до нескольких десятков мегагерц и используются в устройствах импульсной связи, радиолокации и телевидения.

**406** В предварительных каскадах УНЧ в качестве нагрузки чаще всего используют резисторы: их собирают как на лампах, так и на транзисторах.

Усилители на биполярных транзисторах обычно собирают по схеме с общим эмиттером (ОЭ).

Напряжение синусоидального сигнала  $U_{вх}$  подают на участок «база—эмиттер» через разделительный конденсатор  $C_{от1}$ , что создает пульсацию тока базы относительно постоянной составляющей  $I_{б0}$ . Значение  $I_{б0}$  определяется напряжением источника  $E$  и сопротивлением резистора  $R_n$ . Изменение тока базы вызывает соответствующее изменение тока коллектора, проходящего по сопротивлению нагрузки  $R_n$ . Переменная составляющая тока коллектора создает сопротивление нагрузки  $R_n$ , усиленное по амплитуде падение напряжения  $U_{вых}$ .

**376** изготавливают на одном кристалле введением легирующих примесей в определенные микрообласти. Современные технологии позволяют создавать в поверхностном объеме кристалла весь набор активных и пассивных элементов, а также межэлементные соединения в соответствии с топологией схемы.

В зависимости от технологии различают гибридные и полупроводниковые ИМС. Гибридные ИМС делают на толстопленочные и тонкопленочные, а в группе полупроводниковых ИМС выделяют подгруппу совмещенных ИМС.

**Уровень интеграции.** Выделяют ИМС с малой степенью интеграции (от 1 до 10 логических элементов); со средней степенью интеграции (от 10 до 100 логических элементов); с высокой степенью интеграции, или большие интегральные схемы (БИС) с количеством логических элементов, превышающим 100. Один логический элемент содержит до восьми компонентов схемы.

Еще одним классификационным признаком служит **назначение** ИМС, по которому их делят на логические и линейные.

Малые габариты и массы, большая надежность, высокая стабильность и воспроизводимость параметров, низкий уровень собственных шумов, малое потребление энергии позволяют применять ИМС во многих областях техники.

**396** **Коэффициент полезного действия** определяется отношением выходной мощности к мощности, потребляемой всеми источниками питания:

$$\eta = P_{вых} / P_{общ.}$$

**Частотные искажения** — это искажения, вызванные различной степенью усиления на различных частотах из-за присутствия в схемах усилителей реактивных элементов (индуктивных катушек и конденсаторов).

Для количественной оценки искажений обычно указывают коэффициенты частотных искажений для нижней  $\omega_n$  и верхней  $\omega_n$  границ диапазона рабочих частот усилителя:

$$M_n = \frac{K}{K_n}, M_n = \frac{K}{K_n},$$

где  $K$  — коэффициент усиления на средних частотах диапазона,

$K_n$  и  $K_n$  — коэффициенты усиления на соответственно нижней и верхней частотах диапазона.

В общем случае коэффициенты  $M_n$  и  $M_n$  могут быть как больше, так и меньше единицы.

**Фазовые искажения** — это искажения, вызванные нелинейной зависимостью сдвига фазы между входным и выходным напряжениями усилителя от частоты.

**Нелинейные искажения** возникают из-за нелинейности вольт-амперных характеристик усилительных элементов (электронных ламп, транзисторов) проявляются в искажении формы усиленного сигнала.

Нелинейность вольт-амперных характеристик электронных приборов проявляется в том, что зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного является нелинейной. За  $U_{вх min}$  входной сигнал принимают сигнал, на выходе создает напряжение, равное **напряжению шумов**:

$$K U_{вх min} = U_{шум max}$$

**41а 41. Усилитель радиочастоты. Усилитель промежуточной частоты**

**Усилители радиочастоты (УРЧ) и промежуточной частоты (УПЧ)** являются частотно-избирательными усилителями, которые производят необходимое усиление сигнала с относительно узкой частотой спектра. Распространенным типом избирательных усилителей являются **резонансные**. В избирательных усилителях в выходную цепь электронного прибора включается либо одиночный LC-контур, перестраиваемый по частоте (в УРЧ), либо система связанных контуров с фиксированной настройкой (в УПЧ).

На рисунке 29 представлена схема усилителя радиочастоты на полевом (а) и биполярном (б) транзисторах.

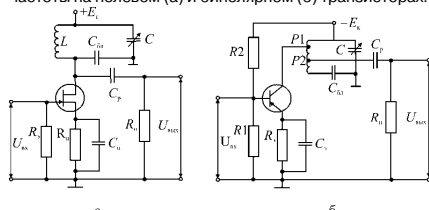


Рис. 29

В схеме с полевым транзистором колебательный контур обычно полностью включают в стоковую цепь, так как выходное сопротивление  $R_1$  транзистора велико по сравнению с резонансным сопротивлением контура. В случае биполярного транзистора, имеющего сравнительно малое выходное сопротивление, контур

**42а 42. Обратная связь в усилителях**

Обратной связью называется такая связь между выходом и входом усилителя, при которой часть энергии полезного усиленного сигнала с его выхода подается на вход.

Обратную связь можно применять специально для повышения стабильности в работе усилителя, и тогда она является полезной. Однако когда обратная связь возникает в результате взаимного влияния различных цепей, она может оказаться паразитной.

Различают положительную и отрицательную обратные связи. Положительную обратную связь, как правило, применяют в генераторных каскадах. В усилителях положительная обратная связь обычно является паразитной, а отрицательная применяется достаточно часто. На рисунке 30 показана структурная схема усилителя с обратной связью.

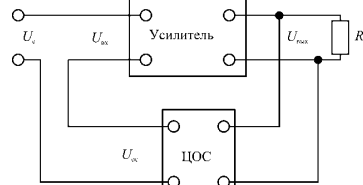


Рис. 30

Напряжение обратной связи  $U_{обс}$  составляет ту часть выходного напряжения  $U_{вых}$ , которая вырабатывается цепью обратной связи (ЦОС) и подается на вход усилителя вместе с напряжением сигнала  $U_i$ . Цепь об-

**43а 43. Электронные генераторы. Обобщенная схема автоколебательной системы**

Рассмотрим методы генерирования электрических колебаний, т. е. получения колебаний в системах, работающих в режиме самовозбуждения, когда внешний источник колебаний отсутствует. Такие системы называются **автоколебательными системами** или **генераторами**, а их колебания — автоколебаниями. Автоколебательная система представляет собой нелинейное устройство, преобразующее энергию источника постоянной ЭДС в энергию колебаний.

**Электронный генератор** — это устройство, преобразующее электрическую энергию источника постоянного тока в энергию незатухающих электрических колебаний заданной формы и частоты. Этот процесс обеспечивается с помощью цепи обратной связи — линейного четырехполюсника, соединяющего вход системы с ее выходом. Схему на рисунке 31 можно рассматривать как два последовательно соединенных четырехполюсника.

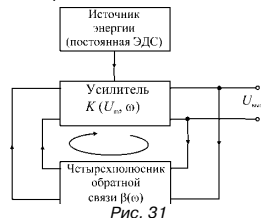


Рис. 31

**44а 44. Транзисторный автогенератор типа LC**

Автогенераторы типа LC различают по способу создания положительной обратной связи как автогенераторы с емкостной, автотрансформаторной и индуктивной (трансформаторной) связью.

Они состоят из колебательного контура, в котором возбуждаются колебания нужной частоты; усиливающего элемента (транзистора), усиливающего сигнал, попадающий на его вход через цепь обратной связи; цепи положительной обратной связи, обеспечивающей подачу энергии с выхода системы на ее вход в нужном количестве и в должной фазе; источника с постоянной ЭДС, энергия которого преобразуется в колебательную энергию в контуре. На рисунке 33 приведена схема транзисторного автогенератора с индуктивной связью.

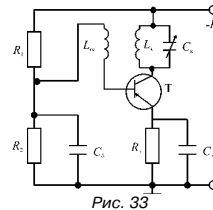


Рис. 33

При подключении к источнику питания  $E_к$  конденсатор контура  $C_k$  заряжается по цепи:  $+E_к$ , резистор  $R_1$ , эмиттер, база, коллектор транзистора  $T$ ,  $C_k$  ( $-E_к$ ). Конденсатор  $C_k$  и индуктивная катушка образуют парал-

426 ратной связи может быть выполнена в виде делителя напряжения. Обратная связь характеризуется **коэффициентом обратной связи**:

$$\beta = U_{oc} / U_{вхк}. \quad (61)$$

В усилителе с отрицательной обратной связью входное напряжение  $U_{вх}$  определяется как разность между напряжением сигнала и напряжением обратной связи:

$$U_{вх} = U_c - U_{oc}.$$

Это выражение всегда справедливо для постоянного напряжения. Для действующего значения синусоидального сигнала равенство сохраняется только при условии, что напряжение сигнала и обратной связи находятся в противофазе (в случае положительной обратной связи — в фазе).

Коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью:

$$K_{oc} = U_{вхк} / U_c. \quad (62)$$

После подстановки величин, входящих в формулу, и математических преобразований окончательно получаем:

$$K_{oc} = K / (1 + K\beta). \quad (63)$$

Анализ выражения (63) показывает, что  $K_{oc}$  при отрицательной обратной связи всегда меньше  $K$ . В таком случае повышается стабильность работы усилителя. При положительной обратной связи. В этом случае устойчивость работы усилителя ухудшается, что может привести к самовозбуждению усилительного каскада. В реальном усилительном устройстве могут возникать нежелательные (паразитные) обратные связи. Они обусловлены взаимоиндукцией между проводами и деталями схемы (емкостная связь).

446 лельный колебательный контур, и, так как конденсатор  $C_c$  накопил определенную энергию, в контуре возникают свободные колебания с частотой  $f_0$ , которая определяется параметрами этого контура.

В результате индуктивной связи между катушками  $L_c$  и  $L_{oc}$  в катушке обратной связи  $L_{oc}$  наводится переменное напряжение той же частоты, что и в контуре. Это напряжение подводится к участку «эмиттер—база транзистора», что вызывает пульсацию коллекторного тока с частотой  $f_0$ .

Если обратная связь положительна, переменная составляющая коллекторного тока усиливает колебания в контуре, что вызывает увеличение амплитуды переменного напряжения на входе транзистора.

Это, в свою очередь, вызывает новое увеличение амплитуды переменного составляющей коллекторного тока и т. д. Надо иметь в виду, что для установления режима незатухающих колебаний в контуре недостаточно только обеспечить положительную обратную связь.

Необходимо, чтобы потери энергии в контуре были полностью компенсированы усилителем за счет энергии источника постоянного тока.

Незатухающие колебания в контуре генератора устанавливаются при выполнении двух условий, которые называют **условиями самовозбуждения**. Это условие **баланса фаз**, которое обеспечивает положительной обратной связью, и условие **баланса амплитуд**, зависящее от значения коэффициента обратной связи  $\beta$ .

416 включается не полностью со стороны транзистора и нагрузки. За счет неполного включения контура не происходит ухудшения селективности схемы. Конденсатор  $C_{вк}$  служит для обеспечения возможности заземления одной из пластин конденсатора  $C$  по переменной составляющей. Чтобы конденсатор  $C$  не влиял на частоту настройки контура, его емкость должна превышать максимальное значение емкости конденсатора  $C$ .

Амплитудно-частотная характеристика усилителей радио частоты по форме совпадает с амплитудно-частотной характеристикой колебательного контура, последняя неравномерна даже в пределах полосы пропускания усилителя. Это приводит к частотным искажениям сигнала. Кроме того, для УПЧ характерно изменение коэффициента усиления и полосы пропускания при перестройке контура.

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) обладают лучшими по сравнению с УРЧ избирательными свойствами за счет использования нескольких связанных контуров, форма их амплитудно-частотной характеристики может быть приближена к п-образной, соответствующей идеальной фильтрации сигнала. Для получения лучшей избирательности усилителя промежуточной частоты применяются более сложные полосовые фильтры.

Резонансные усилители применяют в тех случаях, когда необходимо усилить сигнал в достаточно узком диапазоне частот.

436 В первом четырех полюснике происходит усиление колебаний в  $K$  раз, во втором — ослабление в 1 раз. Чтобы случайно возникшие колебания возросли по амплитуде, т. е. чтобы усилитель самовозбудился, необходимо выполнение условия:

$$\hat{E}_0 > \frac{1}{\beta}, \quad (64)$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления усилителя при малой амплитуде колебаний.

Условие (64) называется амплитудным условием самовозбуждения. Для возникновения колебаний, кроме (64), необходимо еще выполнение фазового условия самовозбуждения:

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n, \quad (65)$$

где  $\varphi_k, \varphi_\beta$ , соответственно, — изменение фазы колебаний при прохождении через усилитель и цепь обратной связи.

Выполнение (65) означает, что колебания напряжения на выходе цепи обратной связи ( $U_{oc}$ ) и на входе усилителя ( $u_{вк}$ ) совпадают по фазе (положительная обратная связь). Условие самовозбуждения означает, что модуль коэффициента передачи по кольцу, образованному четырехполюсниками усилителя и цепи обратной связи, должен быть больше единицы.

$K$  и  $\beta$  в общем случае зависят от частоты  $\omega$ . Поэтому, если условие (66) выполняется для частот  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ , то все они будут генерироваться, получится генератор колебаний сложной формы. Если условие (66) выполняется для одной частоты (или узкого интервала частот), то получается генератор гармонических колебаний частоты  $\omega$ .

$$K_0\beta > 1 \quad (66)$$



**45а 45. Транзисторный автогенератор типа RC**

Автогенераторы типа LC применяют в основном на частотах выше 20 кГц, так как для более низких частот конструкция таких колебательных контуров громоздка.

Для получения синусоидальных колебаний на низких частотах применяют более простые и дешевые генераторы типа RC. Вместо колебательного контура в схему включен резистор  $R_{11}$ , а положительная обратная связь осуществляется через фазовращательную цепь, состоящую из трех звеньев RC.

Если выход данной системы соединить непосредственно с входом, обеспечив при этом условия самовозбуждения, то генерируемые колебания не будут синусоидальными. Для того чтобы схема вырабатывала именно синусоидальные колебания, положительная обратная связь должна обеспечиваться только для одной определенной гармоники несинусоидальных колебаний. Эту функцию и выполняет фазовращательная цепь RC.

Параметры цепи должны быть выбраны так, чтобы при увеличении коллекторного тока и, следовательно, увеличении потенциала коллектора потенциал базы (рис. 32) уменьшался.

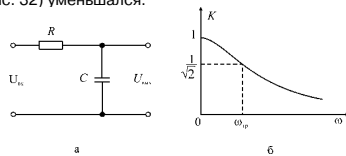


Рис. 32

**46а 46. Стабилизация частоты автогенераторов**

Одновременная работа многих радиостанций без взаимных помех возможна при условии высокой стабильности несущей частоты  $\omega_0$  радиосигнала. Устойчивость несущей частоты имеет большое значение для надежного приема радиосигналов.

При изменении  $\omega_0$  прием оказывается неудовлетворительным или невозможным. По указанным причинам к стабильности частоты генераторов несущих колебаний, входящих в состав радиопередатчиков, предъявляются очень высокие требования.

Допустимое отклонение несущей частоты радиопередатчиков согласно ГОСТу составляет  $\pm 10$  Гц в диапазоне 0,150–1,605 МГц и  $\pm 100$  Гц в диапазоне 66–73 МГц, что составляет относительное отклонение частоты

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx 10^{-4} - 10^{-6}.$$

Высокая стабильность частоты передатчиков (и гетеродинов приемников) позволяет сузить полосу частот, выделяемую для каждого радиоканала.

Частота генерации, определяемая из фазового условия самовозбуждения

$$\phi = \phi_\alpha + \phi_\beta = 2\pi,$$

равна

$$\omega = \frac{1}{LC}.$$

Если сдвиг фаз в цепи обратной связи зависит от температуры, напряжения питания, нагрузки и т. д., то от этих же факторов будет зависеть частота генера-

**47а 47. Генераторы негармонических колебаний**

В генераторах гармонических колебаний амплитудное и фазовое условия самовозбуждения выполняются на одной частоте — частоте генерации (точнее — в узком интервале частот). Генераторы негармонических колебаний являются широкополосными колебательными системами. В этих генераторах обратная связь велика ( $\beta > 1$ ), что в отсутствие высокодобротных частот — избирательных фильтров приводит к генерации широкого спектра частот.

При этом форма генерируемого напряжения сложная. В качестве примера генератора несинусоидальных колебаний рассмотрим мультивибратор. **Мультивибратор** представляет собой генератор несинусоидальных колебаний, близких по форме к прямоугольным.

Такие колебания можно рассматривать как сумму большого числа простых гармонических колебаний. Отсюда и название «мультивибратор», или буквально «генератор множества простых колебаний».

Различают три режима работы мультивибраторов: **авто колебательный, синхронизации и ждущий**.

Рассмотрим симметричный мультивибратор, работающий в режиме автоколебаний (рис. 34).

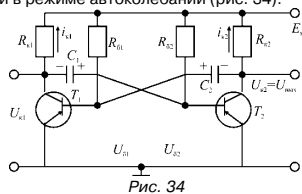


Рис. 34

**48а 48. Нелинейные и параметрические преобразования сигналов**

Спектр тока в нелинейной цепи оказывается более сложным, чем спектр воздействующего на него напряжения. Обогащение спектра в нелинейной и параметрической цепях широко используется в радиотехнике. Оно лежит в основе таких радиотехнических операций, как умножение частоты, получение амплитудно-модулированных и частотно-модулированных сигналов, преобразование частоты, детектирование. Обобщенная структурная схема устройства, используемого для нелинейных и параметрических преобразований, показана на рисунке 35.

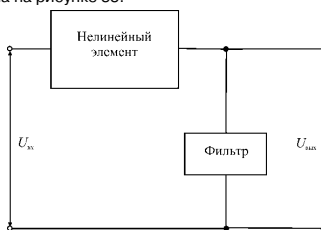


Рис. 35

Такое устройство всегда содержит нелинейный элемент, благодаря которому происходит обогащение спектра, и фильтр, выделяющий нужный интервал частот.

Характер сигнала, поступающего на вход устройства, а также тип используемого фильтра определяют его функциональным назначением.

**446** ции. При изменении какого-нибудь из указанных факторов будет изменяться частота генерации.

Относительное изменение частоты

$$\frac{d\omega}{d\omega_0} = -\frac{1}{2} \left( \frac{dL}{L} + \frac{dC}{C} \right)$$

зависит от относительного изменения индуктивности  $L$  и емкости  $C$ .  $L$  и  $C$  определяются не только соответствующими параметрами колебательного контура, но и присоединенными к нему реактивными параметрами электронного прибора, нагрузки и других радиодеталей.

При изменении температуры изменяются проводимость  $g_{21}$  и реактивные параметры электронного прибора (в основном межэлектродные емкости). Изменяются также параметры LC-контура, так как магнитная проницаемость сердечника катушки, электрическая проницаемость диэлектрика конденсатора и линейные размеры радиодеталей зависят от температуры. Чтобы уменьшить зависимость реактивных параметров от температуры, используют катушки с низким ТКИ и конденсаторы с воздушным диэлектриком, а также конденсаторы с твердым диэлектриком, емкость которых уменьшается с ростом температуры (отрицательный ТКЕ).

С ростом температуры растет также уровень шумов, действие которых может проявляться в изменении фазы  $\varphi_c$ . Мощность шумов снижается при сужении полосы пропускания фильтра генератора. Для ослабления дестабилизирующего фактора используют контуры с высокой добротностью. Изменение напряжения источника питания приводит к изменению напряжения на электродах электронного прибора, его коэффициента усиления и динамической емкости, а также изменению  $\omega$ .

**436** 1. Умножители частоты. На вход устройства подается гармоническое напряжение с частотой  $\omega$ , на выходе должно быть получено гармоническое напряжение с частотой  $m\omega$ , где  $m > 1$  — заданное целое число.

2. Амплитудная модуляция гармонических колебаний. На вход устройства подаются напряжения от двух источников — гармоническое напряжение высокой (несущей) частоты  $\omega$  и низкочастотное напряжение сигнала сообщения, спектр которого занимает интервал  $[\Omega_{\text{мин}}, \Omega_{\text{макс}}]$ . На выходе должно быть получено напряжение АМ сигнала; его спектр занимает интервал шириной  $2\Omega_{\text{макс}}$ , расположенный в окрестности несущей частоты  $\omega$ .

3. Преобразование частоты. Осуществляется перенос спектра модулированного колебания с одной несущей частоты на другую без изменения закона модуляции. На вход преобразователя частоты подаются два высоко-частотных напряжения. Одно из них является гармоническим с частотой  $\omega_1$ , оно вырабатывается специальным генератором — гетеродином (вспомогательным генератором электрических колебаний высокой частоты, имеющимся в каскаде преобразователя высокой частоты). Другое — это напряжение радиосигнала, представляющее собой модулированное колебание с несущей частотой  $\omega_2$ . На выходе преобразователя должно быть получено модулированное колебание с тем же, что и на входе, законом модуляции, но с несущей частотой, равной либо разности  $(\omega_1 - \omega_2)$ , либо сумме  $(\omega_1 + \omega_2)$ .

4. Детектирование АМ сигнала. Эта нелинейная операция является обратной амплитудной модуляции, т. е. на вход детекторного устройства поступает амплитудно-модулированный сигнал, а на его выходе должно быть получено низкочастотное напряжение сигнала сообщения.

**456** Напряжения на коллекторе и базе должны находиться в противофазе. Это и есть условие баланса фаз. С помощью упрощенной векторной диаграммы (рис. 33) покажем, как выполняется это условие.

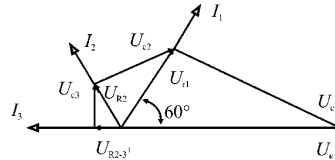


Рис. 33

Током в каждом последующем звене цепи RC можно пренебречь по сравнению с током в предыдущем звене. Переменная составляющая коллекторного напряжения вызовет в цепи CR ток, опережающий это напряжение по фазе на некоторый угол. Этот угол определяется соотношением между  $X_C$  и  $R_1$  и может быть выбран равным  $60^\circ$ . Напряжение  $UR_1$ , в свою очередь, вызовет в цепи  $C_2R_2$  ток с таким же соотношением параметров, как и в цепи  $C_1R_1$ . Это обеспечит сдвиг по фазе между  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  также на  $60^\circ$ , и т. д. В итоге напряжение на  $R_2$ , приложенное к участку база — эмиттер транзистора T (рис. 32), окажется сдвинутым по отношению к  $U_c$  на  $180^\circ$ . Частота синусоидальных колебаний в схеме определяется параметрами цепи RC и при условии:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C, R_1 = R_2 = R_3 = R_2 = R,$$

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{6RC}).$$

**16** При подключении данной схемы к источнику питания  $E_c$  возникает режим неустойчивого равновесия, так как, несмотря на симметрию схемы, в любой момент может нарушиться равенство коллекторных токов. Если уменьшится ток  $i_{c1}$ , это приведет к уменьшению потенциала на коллекторе  $T_1$ . А напряжение на конденсаторе  $C_1$  не может измениться мгновенно, то отрицательный скачок напряжения на коллекторе  $T_1$  передается на участок база — эмиттер транзистора  $T_2$ . Это вызовет увеличение тока коллектора  $i_{c2}$  и, следовательно, повышение потенциала  $T_2$ , которое через конденсатор  $C_2$  передается на базу  $T_1$  и ток  $i_{c1}$  еще уменьшится.

В итоге транзистор  $T_1$  окажется запертым, а потенциал его коллектора практически равным  $E_c$ . Транзистор  $T_2$  будет полностью открыт и насыщен, а потенциал на его коллекторе — близким к нулю.

В исходном состоянии (до опрокидывания схемы) конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  были заряжены с полярностью, показанной на схеме (рис. 34) до напряжения  $-E_c + R_1 i_{c1}$ . Во время опрокидывания схемы напряжение на конденсаторах не успевает измениться. После опрокидывания схемы конденсатор  $C_1$  относительно быстро заряжается до напряжения  $E_c$  по цепи:  $+E_c$ , переход эмиттер — база открытого  $T_2$ ,  $C_1, R_{e1}$ ,  $-E_c$ . Конденсатор  $C_2$  после запаривания  $T_1$  перезарядается по цепи:  $+E_c, T_2, C_2, R_{e1}, -E_c$ . Фактически через резистор  $R_{e1}$  в первый момент проходит ток под действием  $2E_c$  и, следовательно, к участку «база — эмиттер  $T_1$ » приложено напряжение  $+E_c$ , надеждо запаривающее  $T_1$ . При медленной перезарядке  $C_2$  ток уменьшается, напряжение на  $R_{e1}$  падает и, когда  $u_{c2} = 0$ , напряжение на участке база — эмиттер  $T_1$  близко к нулю. Транзистор  $T_1$  открывается, потенциал его коллектора начинает расти, что приводит к росту потенциала базы  $T_2$  и уменьшению потенциала его коллектора, а следовательно, и потенциала базы  $T_1$ . Таким образом, возникает новый лавинообразный процесс и схема снова опрокидывается.

49а

### 49. Методы осуществления амплитудной модуляции

Для осуществления амплитудной модуляции могут использоваться лампы, транзисторы, диоды. В ламповых схемах различают сеточную и анодную модуляцию. При **сеточной модуляции** используется нелинейная зависимость  $I_a = f(U_c)$ , а при анодной модуляции -  $I_a = f(U_a)$ .

Пусть рабочий участок характеристики аппроксимируется полиномом второй степени:

$$I_a = I_{a0} + au + du^2. \quad (67)$$

Подставив (67) в  $u = u_1 + u_2 = U_0 \cos \omega t + U \cos \Omega t$ , получим спектральный состав анодного тока:

$$\begin{aligned} I_a &= I_{a0} + a(U_0 \cos \omega_0 t + U \cos \Omega t) + b(U_0 \cos \omega_0 t + U \cos \Omega t)^2 = \\ &= I_{a0} + aU_0 \cos \omega_0 t + I_{a1} + I_{2\omega_0} + I_{2\Omega} + bU_0 U \cos(\omega_0 + \Omega)t + \\ &\quad + bU_0 U \cos(\omega_0 - \Omega)t \end{aligned}$$

Из спектральных составляющих с резонансной частотой  $\omega_0 = \omega_0$  и  $\Delta\omega_{\text{прон}} = 2\Omega$  значительное напряжение создают компоненты с частотами  $\omega_0, \omega_0 \pm \Omega$ :

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= aU_0 Z \cos \omega_0 t + bU_0 U Z \cos(\omega_0 + \Omega)t + \\ &\quad + bU_0 U Z \cos(\omega_0 - \Omega)t = aU_0 Z \left(1 + \frac{2bU}{a} \cos \Omega t\right) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0' (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \end{aligned}$$

Коэффициент модуляции выходного напряжения (67)

$$m = \frac{2bU}{a}.$$

50а

### 50. Преобразование несущей частоты сигнала

В радиосвязи для улучшения качества приема широко применяется процесс преобразования сигнала несущей частоты. Рассмотрим процесс преобразования АМ радиосигнала с несущей частотой  $\omega_0$ :

$$u_{\text{АМ}} = U_{\text{АМ}} \cos \omega_0 t = U_0 (1 + m \cos \Omega t)$$

в радиосигнал с несущей частотой

$$\omega_{\text{нр}} = \omega_t - \omega_0.$$

Для получения разностной частоты необходимо выполнить операцию умножения этого сигнала на сигнал  $U_2 = U_2 \cos \omega_t$ . Эта операция выполняется в устройствах, содержащих электронный прибор, который работает в нелинейном режиме. На рисунке 37 показана схема преобразования частоты на биполярных транзисторах.

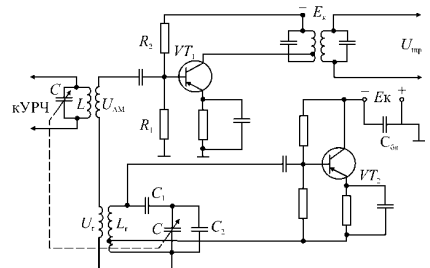


Рис. 37

51а

### 51. Структурная схема радиоприемного устройства. Классификация радиоприемников

**Радиоприемное устройство** — это широкий класс систем, решающих задачу воспроизведения сообщения, передаваемого передатчиком. Радиоприемные устройства либо используются самостоятельно (**радиовещание**), либо входят в состав других устройств, образующих сложный технический комплекс (**радиоуправление, радиотелеизмерение, радиолокация, двухсторонняя радиосвязь** и др.).

Для воспроизведения сообщения приемник должен принять радиосигнал, преобразовать его в сигнал сообщения и воспроизвести в виде звука, оптического изображения, записи на осциллографе и т. д. Электромагнитное поле радиосигнала наводит в приемной антенне ЭДС радиочастоты. В неизбирательной приемной антенне ЭДС могут наводиться одновременно многими радиосигналами, создаваемыми передатчиками с различными несущими частотами.

Выделение радиосигнала одной несущей частоты, его усиление и подавление сигналов на других частотах осуществляет тракт радиочастоты.

Затем радиосигнал преобразуется детектором в низкочастотный сигнал сообщения, который усиливается усилителем звуковой частоты и с помощью оконечного устройства преобразуется в сообщение. В акустическом радиовещании оконечным устройством является громкоговоритель.

Радиоприемники делят на профессиональные и радиовещательные. Профессиональные приемники предназначены для решения определенных технических задач (радиосвязи, радиолокации, радиотеле-

52а

### 52. Интервал частот и классы радиовещательных приемников

Качество радиоприема зависит от качества передатчика, условий распространения радиосигналов и качества приемника. Последнее определяется принципиальной схемой приемника, а также точностью настройки отдельных его узлов. Современные стационарные и переносные радиовещательные приемники по электрическим и электроакустическим параметрам и комплексу эксплуатационных удобств разделяются по ГОСТу на четыре класса сложности: высший, I, II, III.

Хорошее качество воспроизведения обеспечивают приемники высшего и I класса сложности. Приемники III класса хуже по ряду характеристик, но проще и дешевле.

Массовое радиовещание использует частоты от 149 кГц до 108 МГц. Этот интервал частот принято делить по ГОСТу на пять диапазонов частот (волн):

- 1) длинные волны (ДВ) — 148,0-285,5 кГц (42027,0-105,0 м);
- 2) средние волны (СВ) — 525,0-1607,0 кГц (571,4-186,7 м);
- 3) короткие волны (КВ) — 3,95-12,10 МГц (75,9-24,8 м);
- 4) ультракороткие волны:
  - а) (УКВ 1) — 65,8-74,0 МГц (4,56-4,06 м);
  - б) (УКВ 2) — 100,0-108,0 МГц (3,00-2,78 м).

Каждая радиостанция использует для передачи сообщения определенную несущую частоту колебаний. Не все приемники могут настраиваться на любые станции, поэтому диапазон рабочих частот, на которые настроен приемник, является одной из его характеристик. Приемники высшего и I класса сложности

**506** На транзисторе VT2 выполнена трехточечная схема гетеродина:

$$u_2 = U \cos \omega t$$

На транзисторе VT<sub>1</sub> выполнен смеситель для преобразования сигнала несущей частоты  $\omega_{\text{нп}} = \omega - \omega_0$ . На базу транзистора VT<sub>1</sub> поступают напряжения радиосигнала  $U_{\text{AM}}$  и гетеродина  $U_2$ . Режим транзистора VT<sub>1</sub> и амплитуду напряжения гетеродина выбирают, чтобы проходная проводимость  $g_{21}$  транзистора изменялась пропорционально напряжению гетеродина:

$$g_{21} = g_{210} + aU_2 \cos \omega_0 t. \quad (69)$$

Тогда при малой амплитуде AM сигнала переменная составляющая тока коллектора равна:

$$i_k \approx g_{12} U_{\text{AM}} = (g_{210} + aU_2 \cos \omega_0 t) U_{\text{AM}} = g_{210} U_{\text{AM}} + aU_{\text{AM}} \cos \omega_0 t \cos \omega_0 t. \quad (70)$$

Второе слагаемое в (70) содержит произведение косинусов и дает частоты  $\omega_0 \pm \omega_0$ . Для получения на выходе неискаженного сигнала с несущей частотой  $\omega$  используется полосовой фильтр с резонансной частотой  $\omega_{\text{нп}} = \omega$ . Закон модуляции выходного напряжения на фильтре такой же, как у AM сигнала, поступающего на вход преобразователя:

$$U_{\text{вых}} = KU_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{нп}} t. \quad (71)$$

При преобразовании сигналов различных несущих частот сигнальный контур LC и гетеродинный L, C, C<sub>2</sub> перестраиваются одновременно поворотом пластин двоянного блока конденсаторов C. В контур гетеродина дополнительно включаются не больше двух конденсаторов напряжения C<sub>1</sub> и C<sub>2</sub>.

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_T}} \alpha,$$

**526** должны принимать станции всех диапазонов, приемники III класса — только двух (наличие диапазонов КВ и УКВ у таких приемников является необязательным).

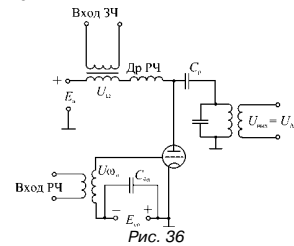
Радиовещательные приемники должны воспроизводить звуковое сообщение без искажений и с достаточной громкостью. Громкость звучания определяется выходной мощностью приемника и зависит от схемы используемых транзисторов и схемы усиления мощности. Выходная мощность приемника  $a$  и **степень нелинейных искажений** зависят также от коэффициента модуляции  $m$  и звуковой частоты  $F$  входного сигнала.

Для оценки качества приемника указывается номинальная мощность (максимальная мощность при  $m = 1$ ), которую обеспечивает приемник при допустимых нелинейных искажениях на стандартной частоте сигнала сообщения  $F = 1000$  Гц.

Для приемников высшего класса выходная мощность составляет 25 Вт при коэффициенте нелинейных искажений не более 4%, для приемников 2 класса — 3 Вт при коэффициенте нелинейных искажений 5—6%. Нелинейные искажения приводят к появлению гармоник, которые изменяют тембр звука. Чем больше мощность гармоник, тем значительно искажается сообщение. Ухо начинает ощущать искажения при коэффициенте нелинейных искажений 10—12%.

**496** Амплитуда напряжения низкочастотного сигнала  $U$  должна быть такой, чтобы коэффициент модуляции не превышал единицу. Модуляция типа сеточной в транзисторной схеме аналогична ламповой.

В радиовещательных передающих устройствах диапазона длинных, средних и коротких волн широко применяется модуляция на выходной электрод электронного прибора (анодная, коллекторная, стоковая). На рисунке 36 приведена схема **анодной модуляции**. В этой схеме напряжение смещения на сетке лампы E<sub>0</sub> постоянно.



Анодное напряжение изменяется по закону, задаваемому сигналом сообщения:  $U_a = E_{\text{ан}} + U \cos \Omega t$  режим покоя лампы и амплитуды напряжений сигналов несущей и звуковой частоты выбираются таким образом, чтобы рабочий участок модуляционной характеристики был линейным. Наличие большого линейного участка на модуляционной характеристике позволяет осуществить 100%-ную амплитудную модуляцию.

**516** метрии и др.). Радиовещательные приемники служат для приема звуковых и телевизионных программ.

Приемники также классифицируются по построению схемы радиочастотного тракта.

Приемники, у которых в радиочастотном тракте несущая частота сигнала не изменяется и усиление осуществляется на несущей частоте принятого радиосигнала, задаваемого передатчиком, называются **приемниками прямого усиления**.

Приемники, в которых осуществляется преобразование несущей частоты радиосигнала и основное усиление происходит на промежуточной частоте, называются **супергетеродинными приемниками**. Приемники указанных видов могут классифицироваться по типу используемых электронных приборов (**транзисторные, на микросхемах, комбинированные**).

По условиям эксплуатации приемники делят на **стационарные, переносные, бортовые** и т. д.

**53а 53. Основные показатели качества радиоприемников**

Одним из основных показателей качества приемника является **чувствительность**. Чувствительностью приемника называют его способность при оптимальной настройке принимать слабые сигналы. Количественно она характеризуется напряжением радиосигнала на входе приемника, при котором на его выходе получается напряжение, обеспечивающее стандартную выходную мощность.

При определении чувствительности (и других показателей качества) приемника на его вход подается стандартный сигнал:  $F = 1000$  Гц;  $m = 30\%$  (для АМ тракта);  $\Delta f_{\text{пол}} = \pm 15$  кГц (для ЧМ тракта). Стандартная выходная мощность приемника  $P_{\text{ст}} = 50$  мВт и  $P_{\text{ст}} = 5$  мВт (последняя для приемников с номинальной выходной мощностью менее 150 мВт). В приведенном определении чувствительности не учитываются помехи (собственные шумы приемника и внешние помехи), поэтому такая чувствительность называется **идеальной**. Она определяется только коэффициентом усиления приемника. Способность приемника принимать слабые сигналы на фоне помех оценивается **реальной чувствительностью**.

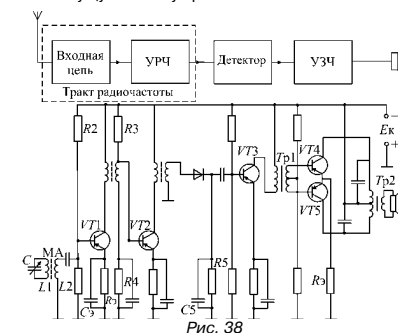
Количественно она характеризуется минимальным напряжением входного радиосигнала, при котором на выходе приемника отношение напряжения полезного сигнала к напряжению помех — не менее заданного значения при стандартной мощности.

Способность приемников выделять полезный сигнал из совокупности радиосигналов с различными несущими частотами характеризует **частотную избирательность приемника**. Рассматривают два вида

**54а 54. Схемы приемников**

Выбор структурной схемы приемника зависит от его назначения. Основными исходными данными при этом являются выходная мощность, чувствительность, избирательность при хорошей устойчивости работы приемника. Основным типом приемника является супергетеродинный, обеспечивающий большой коэффициент усиления принимаемого сигнала при заданной избирательности и устойчивости. Вместе с тем для приема сигналов местных достаточно мощных станций, когда не требуется высокой чувствительности приема, целесообразно применять технологически простую схему приемника прямого усиления.

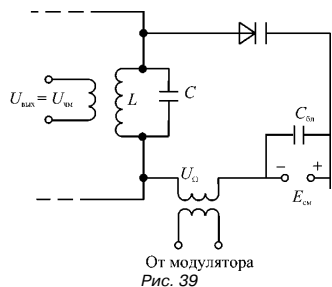
Радиочастотный тракт этого приемника настраивается на несущую частоту принимаемого сигнала.



**55а 55. Методы получения и детектирования частотно-модулированных сигналов**

Для осуществления частотной модуляции (ЧМ) необходимо воздействовать напряжением сигнала сообщения на какой-либо параметр (L или C) колебательного контура генератора несущих колебаний таким образом, чтобы несущая частота изменялась пропорционально этому напряжению. Существуют разные способы управления индуктивностью или емкостью.

Для этой цели могут быть использованы варикапы, электронные лампы или транзисторы. Вследствие этого двойной электрический слой ведет себя подобно конденсатору, емкость которого меняется за счет изменения расстояния между пластинами. Принцип получения ЧМ сигнала с помощью варикапа поясняет схема, изображенной на рис. 39.



**56а 56. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов**

При детектировании АМ сигнал должен быть преобразован так, чтобы на выходе детектора получился сигнал сообщения. Качество детектора оценивается рядом параметров. Основными параметрами являются **коэффициент передачи напряжения**

$$K = \frac{U_d}{mU_m}$$

где U — амплитуда напряжения низкой частоты на выходе детектора, mU m — максимальное изменение амплитуды напряжения несущих колебаний, и **коэффициент нелинейных искажений**

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_d}$$

Большое значение для качества детектирования имеет частотная характеристика детектора. Параметры, определяющие качество детектирования, зависят от выбора нелинейного элемента, режима его работы, величины входного модулированного сигнала и параметров фильтра. Различают квадратичное и линейное детектирование.

**Квадратичное детектирование** это детектирование слабого сигнала. Рабочий участок характеристики диода в этом случае можно аппроксимировать квадратичным полиномом:

$$i_{FV} = I_{a0} + aU_{FV} \cos \omega_0 t + b U_{AM}^2 \cos^2 \omega_0 t = I_{a0}' + i_{\omega_0} + i_{\omega_0 \pm \Omega} + i_{\Omega} + i_{2\Omega} + i_{2\omega_0 \pm \Omega} + i_{2\omega_0 \pm 2\Omega} \quad (73)$$

**546** В нем происходит только выделение и усиление полезного радиосигнала без изменения его несущей частоты, отсюда название — приемник прямого усиления. Структурная схема приемника прямого усиления представлена на рисунке 38.

Принципиальная схема транзисторного приемника прямого усиления приведена на рисунке 38.

Приемник имеет магнитную (ферритовую) антенну МА. Входная цепь состоит из входного колебательного LC-контура, индуктивно (с помощью  $L_1$ ) связанного с базой транзисторов  $VT_1$ . На транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$  построены усилители радиочастоты (УРЧ).

Нагрузками транзисторов являются широкополосные трансформаторы высокой частоты, выполняемые на ферритовых кольцах. Отрицательное смещение подается на базу от коллекторного источника питания Е через делители  $R_1, R_2$  для  $VT_1$  и  $R_3, R_4$  для  $VT_2$  (аналогично и для остальных транзисторов). Усиленное напряжение радиочастоты поступает на диодный детектор (в отсутствие достаточного усиления по радиочастоте используется транзисторный детектор).

Полученный в результате детектирования сигнал звуковой частоты снимается с  $R_5, C_2$  и усиливается УЗЧ на транзисторах  $VT_3, VT_4, VT_5$ . Симметричные напряжения поступают на транзисторы  $VT_4, VT_5$ , на которых построен двухтактный усилитель мощности. Нагрузкой двухтактного усилителя мощности является громкоговоритель.

В случае низкоомной звуковой катушки громкоговорителя включается через согласующий (понижающий) трансформатор  $Tr_2$ .

**566** Отсюда видно, что происходит прирост постоянной составляющей тока.

Ток диода содержит также высокочастотные и низкочастотные спектральные составляющие, последние и представляют интерес. Сопротивление фильтра  $Z(\omega)$  для радиочастот

$$\omega RC \gg 1 \text{ или } \frac{1}{\omega C} > R$$

Для звуковых частот

$$\Omega RC < 1 \text{ или } \frac{1}{\Omega C} > R$$

Напряжение на фильтре слабого радиосигнала равно

$$u_{\text{pc}} = U_{\text{c}} + bU_0^2 m R \cos \Omega t + \frac{bU_0^2 m^2 R}{4} \cos 2\Omega t. \quad (74)$$

Амплитуда напряжения частоты согласно (7.1) пропорциональна  $U$ , поэтому детектирование называется квадратичным. Коэффициент передачи квадратичного детектора

$$K = \frac{bU_0^2 m R}{mU_0} \approx bU_0 R$$

зависит от амплитуды несущих колебаний, поэтому при слабых сигналах он мал.

**536** избирательности: **избирательность по соседнему каналу и избирательность по дополнительным каналам приема** (последние — для супергетеродинных приемников). Избирательность приемника определяется избирательными свойствами радиочастотного тракта и зависит от используемых фильтров в схемах этой части приемника. Избирательность оценивается по форме резонансной характеристики приемника.

$$d = 20 \lg \frac{U_{\text{зврк}}}{U_{\text{с}}}$$

Очень важной характеристикой приемника является полоса воспроизводимых звуковых частот. Она определяется по амплитудно-частотной характеристике приемника:

$$U_{\text{ввк}} = f(F) \text{ при } U = \text{const}, m_{\text{cm}} = 0,3.$$

Кроме рассмотренных основных характеристик, определяющих качество радиоприема, важное значение имеют и такие, как надежность в работе, доступность монтажа для ремонта, удобство управления приемником, экономичность, масса и т. д.

**556** Емкость р-п-перехода

$$C_{\text{p-n}} = C_0 + dC = C_0 + C_m \cos \Omega t,$$

управляемая сигналом сообщения, подключена параллельно конденсатору  $C$  колебательного контура генератора несущих колебаний.

Изменение частоты  $d$  пропорционально изменению емкости:

$$d\omega = -\frac{\omega_0}{2(C+C_0)} dC = -\frac{\omega_0}{2(C+C_0)} C_m \cos \omega t. \quad (72)$$

Собственная частота контура и частота колебаний генератора, в состав которого он входит, изменяются в соответствии с управляющим сигналом.

При осуществлении частотной модуляции несколько изменяется добротность контура генератора, что вызывает появление паразитной амплитудной модуляции. Согласно ГОСТ, уровень паразитной амплитудной модуляции несущей частоты передатчика по отношению к номинальному уровню немодулированного сигнала должен быть не более 0,4%. Однако в процессе распространения ЧМ сигнала уровень паразитной амплитудной модуляции увеличивается в основном за счет действия помех в канале связи. Поэтому в приемном устройстве необходимо осуществить ограничение амплитуды, в результате которого получается ЧМ сигнал с постоянной амплитудой, или использовать схемы частотных детекторов, не реагирующих на паразитное изменение амплитуды ЧМ сигнала.

Схемы амплитудных детекторов не применимы для детектирования ЧМ сигналов, так как при воздействии на эти схемы ЧМ сигнала среднее значение силы тока в диоде равно нулю. Существуют два класса частотных детекторов. В детекторах одного класса частотно-модулированные колебания преобразуются в амплитудно-модулированные, а затем детектируются.

**Максина Е. Л.  
РАДИОТЕХНИКА**

Заведующий редакцией: Седова. М. В.

Редактор: Рагулина А. Ю.

Корректор: Серикова Г. А.

Компьютерная верстка: Фатеев М. С.

ООО «Издательство «Эксмо»  
127299, Москва, ул. Клары Цеткин, д. 18/5. Тел.: 411'68'86, 956'39'21

**Home page: [www.eksmo.ru](http://www.eksmo.ru) EMail: [info@eksmo.ru](mailto:info@eksmo.ru)**

Формат 60×90 1/16.