

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ОБУЧАЮЩИХСЯ
ПО ОСВОЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ**

Б1.Б.2.02 Основы радиотехники

Специальность 10.05.03 Информационная безопасность автоматизированных систем

Специализация Информационная безопасность автоматизированных систем критически
важных объектов

Форма обучения очная

СОДЕРЖАНИЕ

1. Конспект лекций

- 1.1 Лекция № 1** Основные радиотехнические сигналы и их параметры
- 1.2 Лекция № 2** Радиотехнические цепи
- 1.3 Лекция № 3** Электронные приборы и компоненты
- 1.4 Лекция № 4** Избирательные четырехполюсники
- 1.5 Лекция № 5** Общая характеристика систем передачи информации
- 1.6 Лекция № 6** Радиопередающие устройства
- 1.7 Лекция № 7-8** Радиоприемные устройства

2. Методические указания по выполнению лабораторных работ

- 2.1 Лабораторная работа № ЛР-1** Спектральное представление сигналов
- 2.2 Лабораторная работа № ЛР-2** Амплитудная модуляция
- 2.3 Лабораторная работа № ЛР-3** Исследование показателя амплитудной модуляции
- 2.4 Лабораторная работа № ЛР-4** Частотная модуляция
- 2.5 Лабораторная работа № ЛР-5** Пассивный полосовой фильтр
- 2.6 Лабораторная работа № ЛР-6** Проектирование фильтров нижних и высоких частот
- 2.7 Лабораторная работа № ЛР-7** Анализ работы усилителя высокой частоты
- 2.8 Лабораторная работа № ЛР-8** Исследование колебательного контура

3. Методические указания по проведению практических занятий

- 3.1 Практическое занятие № ПЗ-1** Основные радиотехнические сигналы и их параметры
- 3.2 Практическое занятие № ПЗ-2** Радиотехнические цепи
- 3.3 Практическое занятие № ПЗ-3** Электронные приборы и компоненты
- 3.4 Практическое занятие № ПЗ-4** Избирательные четырехполюсники
- 3.5 Практическое занятие № ПЗ-5** Общая характеристика систем передачи информации
- 3.6 Практическое занятие № ПЗ-6** Радиопередающие устройства
- 3.7 Практическое занятие № ПЗ-7-8** Радиоприемные устройства

1. КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

1.1 Лекция №1 (2 часа). Тема: «Основные радиотехнические сигналы и их параметры»

1.1.1 Вопросы лекции:

1. Основные типы сигналов
2. Параметры электрических сигналов

1.1.2 Краткое содержание вопросов:

1. Основные типы сигналов

Классификация видов сигналов:

По физической природе носителя информации:

- электрические;
 - электромагнитные;
 - оптические;
 - акустические
- и другие;

По способу задания сигнала:

регулярные (детерминированные), заданные аналитической функцией;
нерегулярные (случайные), принимающие произвольные значения в любой момент времени. Для описания таких сигналов используется аппарат теории вероятностей.

В зависимости от функции, описывающей параметры сигнала, выделяют аналоговые, дискретные, квантованные и цифровые сигналы:

- непрерывные (аналоговые), описываемые непрерывной функцией;
- дискретные, описываемые функцией отсчётов, взятых в определённые моменты времени;
- квантованные по уровню;
- дискретные сигналы, квантованные по уровню (цифровые).

Большинство сигналов имеют аналоговую природу, то есть изменяются непрерывно во времени и могут принимать любые значения на некотором интервале. Аналоговые сигналы описываются некоторой математической функцией времени.

Пример АС — гармонический сигнал: $s(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$.

Аналоговые сигналы используются в телефонии, радиовещании, телевидении. Ввести такой сигнал в цифровую систему для обработки невозможно, так как на любом интервале времени он может иметь бесконечное множество значений, и для точного (без погрешности) представления его значения требуются числа бесконечной разрядности. Поэтому очень часто необходимо преобразовывать аналоговый сигнал так, чтобы можно было представить его последовательностью чисел заданной разрядности.

Дискретизация аналогового сигнала состоит в том, что сигнал представляется в виде последовательности значений, взятых в дискретные моменты времени t_i (где i — индекс). Обычно промежутки времени между последовательными отсчётами ($\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$) постоянны; в таком случае, Δt называется интервалом дискретизации. Сами же значения сигнала $x(t)$ в моменты измерения, то есть $x_i = x(t_i)$, называются отсчётами.

При квантовании вся область значений сигнала разбивается на уровни, количество которых должно быть представлено в числах заданной разрядности. Расстояния между этими уровнями называется шагом квантования Δ . Число этих уровней равно N (от 0 до $N-1$). Каждому уровню присваивается некоторое число. Отсчёты сигнала сравниваются с уровнями квантования и в качестве сигнала выбирается число, соответствующее

некоторому уровню квантования. Каждый уровень квантования кодируется двоичным числом с n разрядами. Число уровней квантования N и число разрядов n двоичных чисел, кодирующих эти уровни, связаны соотношением $n \geq \log_2(N)$.

Для того, чтобы представить аналоговый сигнал последовательностью чисел конечной разрядности, его следует сначала превратить в дискретный сигнал, а затем подвергнуть квантованию. Квантование является частным случаем дискретизации, когда дискретизация происходит по одинаковой величине, называемой квантом. В результате сигнал будет представлен таким образом, что на каждом заданном промежутке времени известно приближённое (квантованное) значение сигнала, которое можно записать целым числом. Последовательность таких чисел и будет являться цифровым сигналом.

2. Параметры электрических сигналов

- Мощность сигнала
- Удельная энергия сигнала
- Длительность сигнала определяет интервал времени, в течение которого сигнал существует (отличен от нуля);
- Динамический диапазон есть отношение наибольшей мгновенной мощности сигнала к наименьшей.
- Ширина спектра сигнала — полоса частот, в пределах которой сосредоточена основная энергия сигнала;
- База сигнала есть произведение длительности сигнала на ширину его спектра. Необходимо отметить, что между шириной спектра и длительностью сигнала существует обратно пропорциональная зависимость: чем короче спектр, тем больше длительность сигнала. Таким образом, величина базы остается практически неизменной;
- Отношение сигнал/шум равно отношению мощности полезного сигнала к мощности шума;
- Объём передаваемой информации характеризует пропускную способность канала связи, необходимую для передачи сигнала. Он определяется как произведение ширины спектра сигнала на его длительность и динамический диапазон:

1.2 Лекция №2 (2 часа). Тема: «Радиотехнические цепи»

1.2.1 Вопросы лекции:

1. Электрические цепи переменного тока
2. Колебательные контуры

1.2.2 Краткое содержание вопросов:

1. Электрические цепи переменного тока

Электрический ток, возникающий под действием э. д. с, которая изменяется по синусоидальному закону, называют переменным. По существу, переменный ток - это вынужденные колебания тока в электрических цепях. Амплитудой переменного тока называется наибольшее значение, положительное или отрицательное, принимаемое переменным током. Периодом называется время, в течение которого происходит полное колебание тока в проводнике.

Частота — величина, обратная периоду.

Фазой называется угол или $\omega t \pm \psi$, стоящий под знаком синуса. Фаза характеризует состояние переменного тока с течением времени. При $t=0$ фаза называется начальной.

Периодический режим: $I_0(t) = I_0(t + \kappa T)$. К такому режиму может быть отнесен и синусоидальный:

$$U_0(t) = U_0(\omega t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$$

где

U_m - амплитуда;

ψ_u - начальная фаза;

$\omega = 2\pi / T = 2\pi f$ - угловая скорость вращения ротора генератора.

При $f=50$ Гц $T=1/f=0,02$ с, $\omega \approx 314$ рад/с.

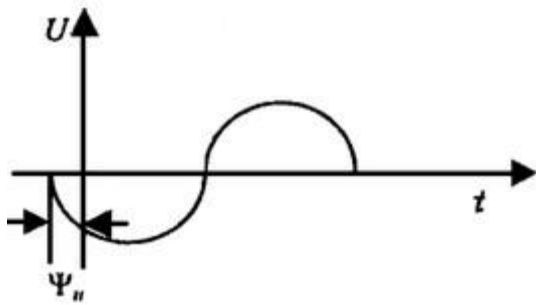


График синусоидальной функции называется волновой диаграммой.

Расчет цепей переменного тока с использованием мгновенных значений тока, напряжения и ЭДС требует громоздкой вычислительной работы. Поэтому изменяющиеся непрерывно во времени токи, напряжения и ЭДС заменяют эквивалентными во времени величинами. При расчете электрических цепей синусоидальную функцию выражают по формуле Эйлера через экспоненциальные функции:

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha;$$

$$\cos \alpha = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2};$$

$$\sin \alpha = \frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2j}$$

где

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

Тогда

$$U(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u) = \frac{U_m e^{j(\omega t + \psi_u)} - U_m e^{-j(\omega t + \psi_u)}}{2j} = \frac{\dot{U}_m e^{j\omega t} - \dot{U}_m e^{-j\omega t}}{2j}$$

где

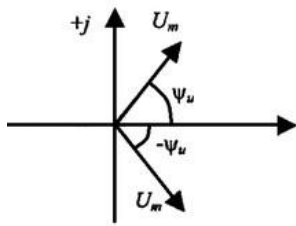
$$e^{j(\omega t + \psi_u)} = e^{j\omega t} e^{j\psi_u};$$

$e^{j\omega t}$ - поворотный множитель;

$U_m e^{j\psi_u} = \dot{U}_m$ - комплексная амплитуда напряжения;

$U_m e^{-j\psi_u} = \dot{U}_m^*$ - сопряженная комплексная амплитуда напряжения.

Таким образом, синусоидальное напряжение можно представить на комплексной плоскости вращающимся вектором. Тогда амплитудное значение напряжения U_m будет представлять собой модуль или длину вектора напряжения.



Вектор напряжения на комплексной плоскости

Так как в цепи с синусоидальным напряжением ток тоже будет подчиняться этому закону, то аналогично можно записать

$$I_0(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i) = \frac{I_m e^{j(\omega t + \psi_i)} - I_m e^{-j(\omega t + \psi_i)}}{2j} = \frac{\dot{I}_m e^{j\omega t} - \dot{I}_m e^{-j\omega t}}{2j}$$

где

$\dot{I}_m e^{j\psi_i} = \dot{I}_m$ - комплексная амплитуда тока; *

$\dot{I}_m e^{-j\psi_i} = \dot{I}_m$ - сопряженная комплексная амплитуда тока.

Разделив напряжение на ток, получим закон Ома в комплексном виде:

$$\frac{U_0(t)}{I_0(t)} = \frac{\dot{U}_m e^{j\omega t} - \dot{U}_m e^{-j\omega t}}{2j} : \frac{\dot{I}_m e^{j\omega t} - \dot{I}_m e^{-j\omega t}}{2j} = \frac{\dot{U}_m}{\dot{I}_m} = \frac{U_m e^{j\psi_u}}{I_m e^{j\psi_i}} = Z$$

При $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ напряжение на сопротивлении согласно закону Ома

$u = iR = RI_m \sin(\omega t + \psi_i) = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$. Таким образом, следует отметить, что на активном сопротивлении напряжение и ток совпадают по фазе и $\psi_u - \psi_i = \varphi = 0$ (см. рисунок).

Кривые напряжения и тока в активном сопротивлении

Величину переменного напряжения или тока можно оценить значением амплитуды или средним значением за полупериод или действующим значением. При изменении напряжения или тока по закону синуса среднее значение напряжения определяется:

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2U_m}{\pi} = 0,637U_m$$

При большой частоте вращения ротора генератора, т. е. при большой частоте колебаний э. д. с. и силы тока, измерять их амплитуды на практике крайне неудобно. По этой причине ввели величины, названные действующими значениями э. д. с, силы тока и напряжения. Действующим значением силы переменного тока называют силу такого постоянного тока, при прохождении которого по той же цепи и за то же время выделяется такое же количество теплоты, как и при прохождении переменного тока.

$$RI^2T = \int_0^T Ri^2 dt$$

откуда

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

При синусоидальном законе действующие значения тока и напряжения:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}; U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$$

Приборы электромагнитной системы, применяемые для измерений напряжений и токов на переменном токе, регистрируют действующие значения. Соответственно градуируются и шкалы этих приборов.

Ток, протекающий через индуктивность L (рис. 7), меняется по закону синуса $i = I_m \sin(\omega t + \varphi_i)$.

2. Колебательные контуры

Колебательный контур, электрическая цепь, содержащая катушку индуктивности и конденсатор, в которой могут возбуждаться электрические колебания. Если в некоторый момент времени зарядить конденсатор до напряжения V_0 , то энергия, сосредоточенная в

электрическом поле конденсатора, равна $E_c = \frac{CV_0^2}{2}$, где C — ёмкость конденсатора. При разрядке конденсатора в катушке потечёт ток I , который будет возрастать до тех пор, пока конденсатор полностью не разрядится. В этот момент электрическая энергия К. к. $E_c = 0$, а

магнитная, сосредоточенная в катушке, $E_L = \frac{LI_0^2}{2}$, где L — индуктивность катушки, I_0 — максимальное значение тока. Затем ток в катушке начинает падать, а напряжение на конденсаторе возрастать по абсолютной величине, но с противоположным знаком. Спустя некоторое время ток через индуктивность прекратится, а конденсатор зарядится до напряжения — V_0 . Энергия К. к. вновь сосредоточится в заряженном конденсаторе. Далее процесс повторяется, но с противоположным направлением тока. Напряжение на обкладках конденсатора меняется по закону $V = V_0 \cos \omega_0 t$, а ток в катушке индуктивности $I = I_0 \sin \omega_0 t$, т. е. в К. к. возбуждаются собственные гармонические колебания напряжения и тока с частотой $\omega_0 = 2\pi/T_0$, где T_0 — период собственных колебаний, равный $T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$. В К. к. дважды за период происходит перекачка энергии из электрического поля конденсатора в магнитное поле катушки индуктивности и обратно.

В реальных К. к., однако, часть энергии теряется. Она тратится на нагрев проводов катушки, обладающих активным сопротивлением, на излучение электромагнитных волн в окружающее пространство и потери в диэлектриках, что приводит к затуханию колебаний. Амплитуда колебаний постепенно уменьшается, так что напряжение на обкладках конденсатора меняется уже по закону: $V = V_0 e^{-\delta t} \cos \omega t$, где коэффициент $\delta = R/2L$ — показатель (коэффициент) затухания, а $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ — частота

затухающих колебаний. Т. о., потери приводят к изменению не только амплитуды колебаний, но и их периода $T = 2\pi/\omega$. Качество К. к. обычно характеризуют его

добротностью $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$. Величина Q определяет число колебаний, которое совершит К. к. после однократной зарядки его конденсатора, прежде чем амплитуда колебаний уменьшится в e раз (e — основание натуральных логарифмов).

Если включить в К. к. генератор с переменной эдс: $U = U_0 \cos \Omega t$ (), то в К. к. возникнет сложное колебание, являющееся суммой его собственных колебаний с частотой ω_0 и вынужденных с частотой Ω . Через некоторое время после включения генератора собственные колебания в контуре затухнут и останутся только вынужденные. Амплитуда этих стационарных вынужденных колебаний определяется соотношением

$$V_0 = \frac{a_0^2 U_0}{\sqrt{(a_0^2 - \Omega^2)^2 + 4R^2 \Omega^2}}, \text{ т. е. зависит не только от амплитуды внешней эдс } U_0, \text{ но и от её частоты } \Omega. \text{ Зависимость амплитуды колебаний в К. к.}$$

от частоты внешней эдс называется резонансной характеристикой контура. Резкое увеличение амплитуды имеет место при значениях Ω , близких к собственной частоте ω_0 К. к. При $\Omega = \omega_0$ амплитуда колебаний V_{\max} в Q раз превышает амплитуду внешней эдс U . Т. к. обычно $10 < Q < 100$, то К. к. позволяет выделить из множества колебаний те, частоты которых близки к ω_0 . Именно это свойство (избирательность) К. к. используется на практике. Область (полоса) частот $\Delta\Omega$ вблизи ω_0 , в пределах которой амплитуда колебаний в К. к. меняется мало, зависит от его добротности Q . Численно Q равно отношению частоты ω_0 собственных колебаний к ширине полосы частот $\Delta\Omega$.

Для повышения избирательности К. к. необходимо увеличивать Q . Однако рост добротности сопровождается увеличением времени установления колебаний в К. к. Изменения амплитуды колебаний в контуре с высокой добротностью не успевают следовать за быстрыми изменениями амплитуды внешней эдс. Требование высокой избирательности К. к. противоречит требованию передачи быстро изменяющихся сигналов. Поэтому, например, в усилителях телевизионных сигналов искусственно снижают добротность К. к. Часто используются схемы с двумя или несколькими связанными между собой К. к. Такие системы при правильно подобранных связях обладают почти прямоугольной резонансной кривой (пунктир).

Кроме описанных линейных К. к. с постоянными L и C , применяются нелинейные К. к., параметры которых L или C зависят от амплитуды колебаний. Например, если в катушку индуктивности К. к. вставлен железный сердечник, то намагниченность железа, а с ним и индуктивность L катушки меняется с изменением тока, текущего через неё. Период колебания в таком К. к. зависит от амплитуды, поэтому резонансная кривая приобретает наклон, а при больших амплитудах становится неоднозначной (). В последнем случае имеют место скачки амплитуды при плавном изменении частоты Ω внешней эдс. Нелинейные эффекты проявляются тем сильнее, чем меньше потери в К. к. В К. к. с низкой добротностью нелинейность вообще не сказывается на характере резонансной кривой.

К. к. обычно применяются в качестве резонансной системы генераторов и усилителей в диапазоне частот от 50 кГц до 250 МГц . На более высоких частотах роль К. к. играют отрезки двухпроводных и коаксиальных линий, а также [объёмные резонаторы](#).

1.3 Лекция №3 (2 часа). Тема: «Электронные приборы и компоненты»

1.3.1 Вопросы лекции:

1. Транзисторные генераторы
2. Автогенераторы

1.3.2 Краткое содержание вопросов:

1. Транзисторные генераторы

Генератор сигналов — это устройство, позволяющее получать сигнал определённой природы (электрический, акустический и т. д.), имеющий заданные характеристики (форму, энергетические или статистические характеристики и т. д.). Генераторы широко используются для преобразования сигналов, для измерений и в других областях. Состоит из источника (устройства с самовозбуждением, например усилителя охваченного цепью положительной обратной связи) и формирователя (например, электрического фильтра).

По форме выходного сигнала:

Синусоидальных, гармонических колебаний (сигналов) (генератор Мейснера, генератор Хартли (индуктивная трёхточка), генератор Колпитца (ёмкостная трёхточка) и др.)

Прямоугольных импульсов — мультивибраторы, тактовые генераторы

Функциональный генератор — прямоугольных, треугольных и синусоидальных импульсов

Генератор линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН)

Генератор шума

Существуют также генераторы более сложных сигналов, таких, как телевизионная испытательная таблица

По частотному диапазону:

Низкочастотные

Высокочастотные

По принципу работы:

Стабилизированные кварцевым резонатором — Генератор Пирса

Блокинг-генераторы

LC-генераторы

RC-генераторы

Генераторы на туннельных диодах

По назначению:

Генератор тактовых импульсов

Большинство генераторов являются преобразователями постоянного тока в переменный ток. Маломощные генераторы строят на одноктактных усилительных каскадах. Более мощные однофазные генераторы строят на двухтактных (полумостовых) усилительных каскадах, которые имеют больший КПД и позволяют на транзисторах той же мощности построить генератор с приблизительно вдвое большей мощностью. Однофазные генераторы ещё большей мощности строят по четырёхтактной (полномостовой) схеме, которая позволяет приблизительно ещё вдвое увеличить мощность генератора. Ещё большую мощность имеют двухфазные и трёхфазные двухтактные (полумостовые) и четырёхтактные (полномостовые) генераторы.

Генератор гармонических колебаний представляет собой усилитель с положительной обратной связью. Термин положительная обратная связь означает, что фазовый сдвиг в петле обратной связи близок, т. е. цепь обратной связи не инвертирует сигнал.

LC-генератор с перекрёстными связями. В этом генераторе синусоидальность выходного сигнала обеспечивается колебательным контуром в стоках транзисторов.

Необходимыми условиями для возникновения гармонических незатухающих колебаний с малыми искажениями синусоиды являются:

петлевой сдвиг фазы равен 360° ,

обратная связь резонансная или квазирезонансная, как, например, в генераторе с мостом Вина, или сам усилитель является частотноизбирательным (резонансным).

петлевое усиление точно равно 1,

рабочая точка усилительного каскада находится на его линейном или приблизительно линейном участке.

Пояснения необходимости 2-го и 3-го условий.

Если петлевое усиление ниже 1 - то колебания затухают. Если петлевое усиление больше 1 - то колебания нарастают до физического ограничения, так, амплитуда выходного напряжения усилителя не может быть больше напряжения питания[4], при таком ограничении форма синусоидального напряжения искажается.

Примером структур с положительной обратной связью может служить мультивибратор, или иные релаксационные генераторы, но в таких схемах применены частотно-неизбирательные обратные связи и усилители, поэтому генерируемые ими колебания далеки от синусоидальных.

2. Автогенераторы.

Автогенератор — электронный генератор с самовозбуждением.

Автогенератор вырабатывает электрические (электромагнитные) колебания, поддерживаемые подачей по цепи положительной обратной связи части переменного напряжения с выхода автогенератора на его вход. Это будет обеспечено тогда, когда нарастание колебательной энергии будет превосходить потери (когда петлевой коэффициент усиления больше 1). При этом амплитуда начальных колебаний будет нарастать.

Такие системы называют автоколебательными системами или автогенераторами, а генерируемые ими колебания — автоколебаниями. В них генерируются стационарные колебания, частота и форма которых определяются свойствами самой системы.

Автогенераторы применяются, например, в радиопередающих устройствах.

Существует 2 режима работы автогенератора: мягкий и жесткий режимы.

Мягкий режим характеризуется безусловным быстрым установлением стационарного режима при включении автогенератора.

Жесткий режим требует дополнительных условий для установления колебаний: либо большой величины коэффициента обратной связи, либо дополнительного внешнего воздействия (накачки).

1.4 Лекция №4 (2 часа). Тема: «Избирательные четырехполюсники»

1.4.1 Вопросы лекции:

1. Назначение и принцип работы антенн.
2. Распространение радиоволн.

1.4.2 Краткое содержание вопросов:

1. Назначение и принцип работы антенн.

Антенны в зависимости от назначения подразделяются на приёмные, передающие и приёмопередающие. Антенна в режиме передачи преобразует энергию поступающего от радиопередатчика электромагнитного колебания в распространяющуюся в пространстве электромагнитную волну. Антенна в режиме приёма преобразует энергию падающей на

антенну электромагнитной волны в электромагнитное колебание, поступающее в радиоприёмник. Таким образом, антенна является преобразователем подводимого к ней по фидеру электромагнитного колебания (переменного электрического тока, канализированной в волноводе электромагнитной волны) в электромагнитное излучение и наоборот.

Первые антенны были созданы в 1888 году Генрихом Герцем в ходе его экспериментов по доказательству существования электромагнитной волны (Вибратор Герца)[4]. Форма, размеры и конструкция созданных впоследствии антенн чрезвычайно разнообразны и зависят от рабочей длины волны и назначения антенны. Нашли широкое применение антенны, выполненные в виде отрезка провода, системы проводников, металлического рупора, металлических и диэлектрических волноводов, волноводов с металлическими стенками с системой прорезанных щелей, а также многие другие типы. Для улучшения направленных свойств первичный излучатель может снабжаться рефлекторами — отражающими элементами различной конфигурации или их системами, а также линзами.

Излучающая часть антенн, как правило, изготавливается с применением проводящих электрический ток материалов, но может изготавливаться из изоляционных (диэлектрик) материалов, могут применяться полупроводники и метаматериалы.

С точки зрения теории электрических цепей антенна представляет собой двухполюсник (или многополюсник), и мощность источника, выделяемая на активной составляющей полного входного сопротивления антенны, расходуется на создание электромагнитного излучения. В системах управления антенна рассматривается как угловой дискриминатор — датчик угла рассогласования между направлением на источник радиосигнала или отражатель и направлением антенны (например, антенна с суммарно-разностной диаграммой направленности в составе радиолокационной головки самонаведения). В системах пространственно-временной обработки сигнала антенна (антенная решётка) рассматривается как средство дискретизации электромагнитного поля по пространству.

В особый класс принято выделить антенны с обработкой сигнала. В частности, одним из таких устройств являются антенны с виртуальной (синтезированной) апертурой, применяемые в авиационной и космической технике для задач картографирования и увеличения разрешающей способности за счёт использования когерентного накопления и обработки сигнала

Упрощённо принцип действия антенны состоит в следующем. Как правило, конструкция антенны содержит металлические (токопроводящие) элементы, соединённые электрически (непосредственно или через линию питания — фидер) с радиопередатчиком или с радиоприёмником. В режиме передачи переменный электрический ток, создаваемый источником (например, радиопередатчиком), протекающий по токопроводящим элементам такой антенны, в соответствии с законом Ампера порождает в пространстве вокруг себя переменное магнитное поле. Это меняющееся во времени магнитное поле, в свою очередь, не только воздействует на породивший его электрический ток в соответствии с законом Фарадея, но и создаёт вокруг себя меняющееся во времени вихревое электрическое поле. Это переменное электрическое поле создаёт вокруг себя переменное магнитное поле и так далее — возникает взаимосвязанное переменное электромагнитное поле, образующее электромагнитную волну, распространяющуюся от антенны в пространство. Энергия источника электрического тока преобразуется антенной в энергию электромагнитной волны и переносится электромагнитной волной в пространстве. В режиме приёма переменное электромагнитное поле падающей на антенну волны наводит токи на токопроводящих элементах конструкции антенны, которые поступают в нагрузку (фидер, радиоприёмник). Наведённые токи порождают напряжения на входном импедансе приёмника.

2. Распространение радиоволн.

Распространение радиоволн — явление переноса энергии электромагнитных колебаний в диапазоне радиочастот (см. Радиоизлучение). Разные аспекты этого явления изучаются различными техническими дисциплинами, являющимися разделами радиотехники. Наиболее общие вопросы и задачи рассматривает радиофизика. Распространение радиоволн в специальных технических объектах таких, как кабели, волноводы антенны, рассматривают специалисты по прикладной электродинамике, или специалисты по технике антенн и фидеров. Техническая дисциплина распространение радиоволн рассматривает только те задачи радиоизлучения, которые связаны с распространением радиоволн в естественных средах, то есть влияние на радиоволны поверхности Земли, атмосферы и околоземного пространства, распространение радиоволн в природных водоемах, а также в техногенных ландшафтах.

Радиоизлучение охватывает очень широкий диапазон частот. Физические эффекты и наблюдаемые явления в различных диапазонах радиоволн могут отличаться не только количественно, но и качественно, поэтому направления исследований в этой науке распадаются на отдельные ветви, соответствующие в целом классификации радиоволн по диапазонам. Основные физические эффекты и изучаемые явления:

- влияние поверхности Земли на излучаемые волны, формирование волн, связанных с Земной поверхностью;

- отражение волн от различных объектов как природных, так и искусственных, расположенных на поверхности Земли и многолучевое формирование итогового сигнала;

- ослабление мощности радиоволн из-за их поглощения дождем, снегом, пылью;

- отражение радиоволн от дождя, снега, пыли, стай птиц;

- искривление путей распространения радиоволн из-за неоднородности слоев атмосферы.

Основные результаты теории, используемые специалистами смежных областей:

Оценка потерь мощности сигнала при распространении радиоволн, необходимая для оценки дальности действия любой радиотехнической системы/

Многолучевое распространение радиоволн из-за постоянного изменения соотношения приводит к колебаниям мощности принимаемого сигнала, замираниям. Специалисты по теории связи изучают статистику этих замираний, конструируют аппаратуру и используют методы кодирования, адаптированные к характеру замираний.

Отражение радиоволн от разных объектов, представляет существенную помеху радиолокационным станциям, создавая ложные цели.

Искривление линии распространения радиоволн в неоднородной атмосфере ведет к ошибкам измерения координат в радиолокации и радионавигации.

Определение пространственного сектора доступности радиосредств (зона радиовидимости).

Наиболее существенным фактором, влияющим на распространение радиоволн в реальных условиях, является метеорология. Поэтому данные метеорологии широко используются данной отраслью знаний. С другой стороны она предъявляет к метеорологии свои запросы, например, о размере капель воды в дожде разной интенсивности.

1.5 Лекция №5 (2 часа). Тема: «Общая характеристика систем передачи информации»

1.5.1 Вопросы лекции:

1. Длинные линии.
2. Волноводы.
3. Объемные резонаторы.

1.5.2 Краткое содержание вопросов:

1. Длинные линии.

Длинная линия — модель линии передачи, продольный размер (длина) которой превышает длину волны, распространяющейся в ней (либо сравнима с длиной волны), а поперечные размеры (например, расстояние между проводниками, образующими линию) значительно меньше длины волны.

С точки зрения теории электрических цепей длинная линия относится к четырёхполусникам. Характерной особенностью длинной линии является проявление интерференции двух волн, распространяющихся навстречу друг другу. Одна из этих волн создается подключенным ко входу линии генератором электромагнитных колебаний и называется падающей. Другая волна называется отражённой и возникает из-за частичного отражения падающей волны от нагрузки, подключенной к выходу (противоположному генератору концу) линии. Всё разнообразие колебательных и волновых процессов, происходящих в длинной линии, определяется соотношениями амплитуд и фаз падающей и отраженной волн. Анализ процессов упрощается, если длинная линия является регулярной, то есть такой, у которой в продольном направлении неизменны поперечное сечение и электромагнитные свойства (ϵ_r , μ_r , σ) заполняющих сред.

2. Волноводы.

— искусственный или естественный направляющий канал, в котором может распространяться волна. При этом поток мощности, переносимый волной, сосредоточен внутри этого канала или в области пространства, непосредственно примыкающей к каналу.

По природе распространяющихся волн различают электромагнитные и акустические волноводы. Частным случаем первых являются оптоволокон

— линия передачи, имеющая одну или несколько проводящих поверхностей, с поперечным сечением в виде замкнутого проводящего контура, охватывающего область распространения электромагнитной энергии.

Впервые конструкция для передачи волн была предложена английским физиком Джозефом Джоном Томсоном в 1893 году, а первым её принцип экспериментально проверил английский физик и изобретатель Оливер Лодж в 1894 году. Первым математический анализ хода электромагнитных волн в металлическом цилиндре выполнил британский физик и механик Лорд Рэлей в 1897 году. В процессе тщательного изучения звуковых волн (поверхностных акустических волн), Лорд Рэлей опубликовал полный математический анализ принципа их распространения в своём фундаментальном исследовании «Теория звука».

В дальнейшем, в 20-е годы двадцатого века началось изучение диэлектрических волноводов (в том числе и оптических волокон). Несколько учёных, среди которых наиболее известными являлись британский физик и механик Рэлей, немецкий физик-теоретик и математик Зоммерфельд, а также нидерландский физик Дебай. Фундаментальные исследования привели к тому, что в 1960-е годы стекловолокна стали привлекать к себе особое внимание в связи с открывающимися возможностями их использования для передачи данных и обеспечения связи.

Экранированные волноводы имеют хорошо отражающие стенки для распространяющейся в нём волны, благодаря чему поток мощности волны сосредоточен внутри волновода. Как правило, такие волноводы выполнены в виде полых или заполненных средой со специально подобранными параметрами трубок. Поперечное сечение этих трубок имеет форму окружности, эллипса, прямоугольника, что связано с большей конструктивной простотой, хотя для специальных целей используются

волноводы и с другими формами поперечного сечения. Чтобы волна по мере распространения в волноводе не отражалась в обратном направлении, волноводы выполняют регулярным: форма и размеры поперечного сечения, а также физические свойства материалов должны быть постоянны вдоль длины волновода. Поскольку волна отражается от стенок экранированного волновода, то в поперечном направлении возникает стоячая волна с определённым составом мод.

Для передачи электромагнитных волн используются металлические трубки, полые или заполненные диэлектриком. Также используются коаксиальные и многожильные экранированные кабели, которые относят к проводным линиям передачи. Термин «радиочастотный волновод» (англ. radiofrequency guide, обозначение RG) подчёркивает назначение и отличие от проводных линий передачи постоянного тока и тока промышленной частоты, а также от низкочастотных коммуникационных кабелей. Металлические волноводы и коаксиальные кабели со сквозными отверстиями-щелями в экране служат для построения волноводно-щелевых антенн и излучающих кабелей.

К экранированным волноводам относят также акустические волноводы, это трубы с достаточно жёсткими стенками, например, металлические или пластмассовые. В таких волноводах акустические колебания распространяются в газе, наполняющем волновод, как правило, в воздухе. Ранее широко применялись на судах и кораблях под названием «переговорные трубы».

Практически все типы волноводов можно рассматривать как разновидности длинных линий передачи, то есть таких, длина которых существенно превышает длину распространяющейся в них волны.

3. Объемные резонаторы.

— устройство, основанное на явлении резонанса, в котором вследствие граничных условий возможно существование на определенных длинах волн добротных колебаний в виде бегущей или стоячей волны.

Электромагнитный резонатор, в котором накопление энергии электромагнитных колебаний происходит в объёме, ограниченном хорошо проводящими поверхностями. Объёмному резонатору присущ спектр частот собственных колебаний и соответствующие им моды колебаний (виды колебаний). Каждая мода определяется своей структурой электрических и магнитных полей. В простейших объёмных резонаторах на основе отрезков волновода, ограниченных с торцов проводящими стенками различают: колебания Н-вида, имеющие продольные (вдоль оси волновода z) составляющие только магнитного поля H_z (составляющая электрического поля $E_z=0$); колебания Е-вида, имеющие продольные составляющие только E_z ($H_z=0$).

Возбуждение колебаний в объёмных резонаторах, как и в радиоволноводах, осуществляется с помощью петель, штырей, щелей, электронных потоков и т.п. Объёмные резонаторы широко применяют в приборах СВЧ электроники (клистронах, магнетронах и др.), устройствах техники СВЧ (волномерах, фильтрах и др.). В объёмных резонаторах применяемых в электронных приборах для взаимодействия с электронными потоками, чаще всего используются основные виды колебаний. При этом основные характеристики объёмного резонатора — резонансная частота, добротность и волновое сопротивление — отождествляются с характеристиками эквивалентного колебательного контура.

В соответствии с уравнениями Максвелла переменное электрическое поле порождает переменное магнитное поле, и наоборот. Между электрическим и магнитным полями происходит непрерывный обмен энергией. Если каким-либо образом ограничить некоторый объём пространства отражающими стенками, препятствующими потере энергии из этого объёма за счет излучения, то в этом объёме на некоторых длинах волн, определяемых размерами устройства можно возбудить электромагнитные колебания. Если полый резонатор образован металлическими стенками, то он также часто называется закрытым резонатором. Объёмные СВЧ резонаторы могут быть также заполнены

диэлектриком. Существуют также открытые диэлектрические резонаторы, без металлических стенок, в которых волна отражается от границ диэлектрика за счет эффекта полного внутреннего отражения — резонаторы с модами «шепчущей галереи». В связи с тем, что электрические и магнитные поля почти не выходят за пределы границ объемного резонатора, их добротность чрезвычайно высока (10000 и более).

1.6 Лекция №6 (2 часа). Тема: «Радиопередающие устройства»

1.6.1 Вопросы лекции:

1. Назначение радиопередающих устройств.
2. Усилительные каскады радиопередающих устройств.

1.6.2 Краткое содержание вопросов:

1. Назначение радиопередающих устройств.

(радиопередающее устройство) — электронное устройство для формирования радиочастотного сигнала, подлежащего излучению.

Радиопередатчик обладает способностью самостоятельно генерировать переменный ток радиочастоты, который с помощью фидера подводится к передающей антенне, которая, в свою очередь, излучает радиоволны.

В 1887 году немецкий физик Генрих Рудольф Герц изобрёл и построил радиопередатчик и радиоприёмник, провёл опыты по передаче и приёму радиоволн, чем доказал существование электромагнитных волн, исследовал основные свойства электромагнитных волн.

Первые радиопередатчики искрового принципа действия на основе катушки Румкорфа были очень просты по конструкции — в их колебательном контуре с помощью искрового разряда возбуждались затухающие колебания, а модулятором являлся телеграфный ключ — он замыкал и размыкал цепь питания катушки Румкорфа. С помощью такого радиопередатчика информация передавалась в кодированной дискретной форме — например азбукой Морзе или иным условным сводом сигналов. Мощность искровых передатчиков доходила до сотен киловатт. Недостатками их был низкий КПД, а также очень широкий спектр излучаемых им радиоволн. В результате одновременная работа нескольких близко расположенных искровых передатчиков была практически невозможной из-за интерференции их сигналов, а приемники «забивались» сигналом близкого передатчика. Строительство искровых передатчиков прекратилось около 1916 года.

С 1912 года применялись передатчики с электрической дугой, включенной в колебательный контур. Дуговой передатчик, в отличие от искрового, генерирует незатухающие колебания, то есть позволяет передавать голосовой сигнал с амплитудной модуляцией. Телеграфный сигнал приходилось передавать методом частотной манипуляции: при нажатом ключе смещалась настройка колебательного контура, и передатчик излучал на другой частоте; именно на эту частоту следовало настраивать приемники. Дуговым был, например, 100-киловаттный передатчик радиостанции на Шаболовке в Москве, пущенный в действие в феврале 1920 года. Из-за свойств дугового разряда дуговые генераторы работали только на длинных волнах, получить с их помощью частоту больше 400 кГц невозможно.

Современный радиопередатчик состоит из следующих конструктивных частей:

задающий генератор частоты (фиксированной или перестраиваемой) несущей волны;

модулирующее устройство, изменяющее параметры излучаемой волны (амплитуду, частоту, фазу или несколько параметров одновременно) в соответствии с сигналом, который требуется передать (часто задающий генератор и модулятор выполняют в одном блоке — возбуждатель);

усилитель мощности, который увеличивает мощность сигнала возбудителя до требуемой за счёт внешнего источника энергии;
устройство согласования, обеспечивающее максимально эффективную передачу мощности усилителя в антенну;
антенна, обеспечивающая излучение сигнала.

2. Усилительные каскады радиопередающих устройств.

Радиопередатчик представляет собой сборку из отдельных каскадов и блоков, каждый из которых функционирует и самостоятельно, и в сочетании с другими частями всего устройства.

Поэтому сначала рассмотрим, какие каскады и блоки могут входить в радиопередатчик и в чем состоит их назначение. К числу каскадов относятся:

автогенератор, или генератор с самовозбуждением, — источник ВЧ или СВЧ колебаний. В зависимости от метода стабилизации частоты различают кварцевые и бескварцевые автогенераторы;

генератор с внешним или независимым возбуждением — усилитель ВЧ или СВЧ сигнала по мощности. В зависимости от полосы пропускания различают узко- и широкополосные генераторы;

умножитель частоты, служащий для умножения частоты колебаний;

преобразователь частоты, предназначенный для смещения частоты колебаний на требуемую величину;

делитель частоты, служащий для деления частоты колебаний;

частотный модулятор, осуществляющий частотную модуляцию;

фазовый модулятор, осуществляющий фазовую модуляцию;

фильтры, служащие для пропускания сигнала только в определенной полосе частот. Различают полосовые, низкочастотные, высокочастотные и режекторные фильтры:

сумматор (он же делитель) мощностей сигналов, в котором происходит суммирование мощностей однотипных сигналов или деление сигнала по мощности в требуемое число раз;

мостовое устройство — разновидность сумматора при сложении мощностей двух сигналов или делении в два раза мощности сигнала;

направленный ответвитель, служащий для отбора части мощности сигнала из основного канала его распространения;

согласующее устройство, предназначенное для согласования выходного сопротивления радиопередатчика с входным сопротивлением антенны;

аттенюатор, служащий для регулирования мощности сигнала;

фазовращатель, необходимый для управления фазой сигнала;

ферритовые однонаправленные устройства (циркуляторы и вентили), служащие для пропускания сигнала только в одном направлении; применяются в основном в СВЧ диапазоне;

балластные сопротивления, в которых происходит рассеивание мощности;

разнообразные датчики, позволяющие измерять параметры сигнала. К числу основных блоков, составляемых из каскадов, относятся:

блок усиления ВЧ или СВЧ сигнала по мощности, выполняемый из последовательно включенных генераторов с внешним возбуждением;

блок умножителей частоты, применяемый в случае большого коэффициента умножения;

синтезатор частот, предназначенный для образования дискретного множества частот;

возбудитель, включающий в свой состав синтезатор частот и частотный или фазовый модулятор;

амплитудный модулятор, служащий для осуществления амплитудной модуляции;

импульсный модулятор, предназначенный для осуществления импульсной модуляции;

антенно-фидерное устройство, соединяющее выход радиопередатчика с антенной и включающее фильтр, направленный ответ- витель, ферритовое однонаправленное и согласующее устройства;

блоки автоматического регулирования, служащие для стабилизации или управления параметрами радиопередатчика. К их числу относятся: устройства автоматической подстройки частоты, авто-матической перестройки электрических цепей усилительных каскадов, автоматической перестройки согласующего устройства, ав-томатического управления мощностью, автоматического поддержа-жания теплового режима. Современные устройства автоматичес-кого регулирования строятся на основе микропроцессора.

1.7 Лекция №7-8 (2 часа). Тема: «Радиоприемные устройства»

1.7.1 Вопросы лекции:

1. Назначение радиоприемных устройств.
2. Усилительные каскады радиоприемных устройств.

1.7.2 Краткое содержание вопросов:

1. Назначение радиоприемных устройств.

В соответствии с занимаемым в радиоканале местом радиоприемное устройство должно обеспечивать выполнение следующих основных функций:

- выделение полезного сигнала из смеси с шумом или другими мешающими сигналами;
- усиление полезного сигнала;
- ослабление мешающего действия помех, присутствующих в спектре воспринимаемых электромагнитных колебаний;
- детектирование радиочастотных сигналов с целью формирования колебаний, соответствующих передаваемому сообщению. Помимо вышеперечисленных основных функций для многих современных радиоприемных устройств характерно выполнение дополнительных достаточно сложных операций, например:
- частотное преобразование принимаемых радиосигналов с целью перенесения в область частот, где обеспечиваются наилучшие условия для их обработки;
- изменение отдельных параметров радиоприемного устройства для достижения заданного или наилучшего качества его работы, т.е. адаптация при изменениях электромагнитной обстановки в месте приема, определяемой совокупностью воздействующих помех.

Обобщенная структурная схема, отражающая основные рабочие функции радиоприемных устройств, приведена на рис. 1. Схема состоит из пяти функциональных блоков.

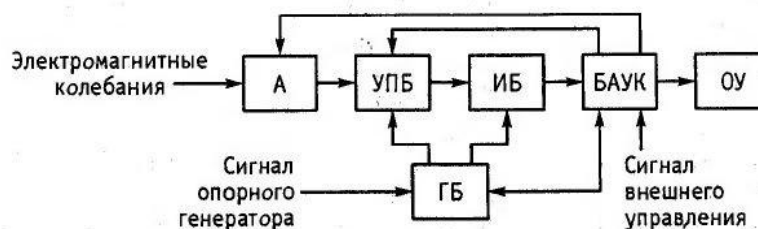


Рис.1 Функциональная схема радиоприемного устройства

В усилительно-преобразовательном блоке (УПБ) осуществляется выделение полезного сигнала из всей совокупности поступающих от антенны А сигналов и помех, не совпадающих по частоте с полезным сигналом, и усиление последнего до уровня, необходимого для нормальной работы последующих каскадов.

В информационном блоке (ИБ) осуществляется основная обработка принятого сигнала с целью выделения содержащейся в нем информации (демодуляция) и ослабление мешающего воздействия помех. При этом важнейшей задачей является выделение информации с максимальной достоверностью — так называемый оптимальный прием. Для этого в составе ИБ могут использоваться оптимальный фильтр, цепи последетекторной обработки, следящие системы частотной (ЧАПЧ) и фазовой (ФАПЧ) автоматических подстроек частоты, используемые для демодуляции сигнала, а также для его поиска.

Гетеродинный блок (ГБ) преобразует частоту собственного или внешнего опорного генератора и формирует сетки частот, необходимые для работы преобразователей частоты в УПБ, следящих систем и устройств обработки сигнала в ИБ. Фактически гетеродинный блок представляет собой синтезатор частот.

Блок адаптации, управления и контроля (БАУК) позволяет осуществлять ручное, дистанционное и автоматическое управление режимом работы радиоприемного устройства (включение и выключение, поиск и выбор сигнала, адаптация к изменяющимся условиям приема) и отражает качество его работы на специализированных индикаторах.

В конечном устройстве (ОУ) энергия принятого сигнала используется для получения требуемого выходного эффекта — акустического (телефон, громкоговоритель), оптического (кинескоп, дисплей), механического (печатающее устройство).

Рассмотренная структурная схема является наиболее общей, однако в конкретных радиоприемных устройствах отдельные связи между блоками и даже некоторые блоки могут отсутствовать или выполнять более ограниченный набор операций, при этом упрощение структуры приемного устройства и ограничение функций отдельных блоков снижают полноту реализации возможностей радиоприема.

Существуют различные системы классификации радиоприемных устройств. По основному функциональному назначению радиоприемные устройства делятся на профессиональные и вещательные. К профессиональным приемникам, предназначенным для использования в системах передачи информации, относятся связные, телевизионные, телеметрические и другие радиоприемные устройства. Вещательные приемники обеспечивают прием программ звукового и телевизионного вещания. Их массовое производство и необходимость относительно невысокой стоимости обуславливают сравнительно простые технические решения. Профессиональные радиоприемные устройства отличаются большой сложностью и стоимостью, зачастую соизмеримой со стоимостью передающего оборудования.

Радиоприемные устройства классифицируются и в зависимости от используемого спектра радиочастот. Приемники различных диапазонов волн могут существенно отличаться по структуре, схемной и конструктивной реализациям, элементной базе. Однако существуют радиоприемные устройства звукового и телевизионного вещания, которые работают в нескольких диапазонах радиоволн, т.е. являются «всеволновыми».

По виду принимаемых сигналов приемники делят на аналоговые и цифровые. По характеру принимаемой информации различают радиотелефонные, звукового вещания, факсимильные, телевизионные, передачи данных и другие радиоприемные устройства. В зависимости от вида используемой модуляции бывают приемники амплитудно-модулированных (АМ), частотно-модулированных (ЧМ), фазомодулированных (ФМ) сигналов, сигналов с одной боковой полосой частот (ОБП) и различными видами импульсной модуляции.

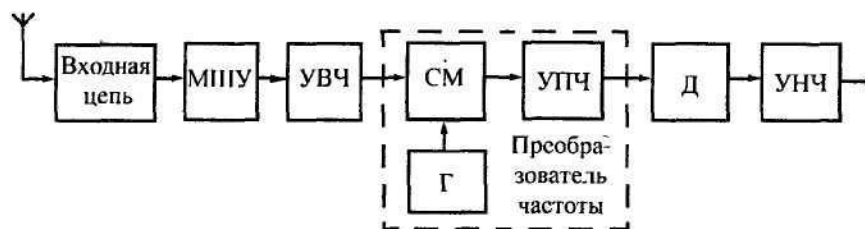
Кроме того, различают радиоприемные устройства по месту установки (стационарные, мобильные, бортовые, переносные), по способу питания (питаемые от сети переменного тока, от аккумуляторов, солнечных батарей, с универсальным питанием), по способу управления (с ручным, частично или полностью автоматизированным, дистанционным, комбинированным управлением).

2. Усилительные каскады радиоприемных устройств.

В приемниках прямого усиления с регенерацией (от лат. *regeneratio* — возобновление, воспроизведение) регенеративный каскад, включаемый между приемной антенной и оконечным устройством, выполняет одновременно три функции: усиление высокой частоты, детектирование и усиление низкой частоты. В узком смысле под регенерацией в радиотехнике подразумевают компенсацию потерь в колебательной цепи с помощью положительной ОС. Явление регенерации используется в приемниках для усиления колебаний. По существу схема регенеративного усилителя не отличается от схемы автогенератора. Однако в регенеративном усилителе уровень обратной связи не доводится до значения, соответствующего порогу генерации колебаний. При этом осуществляется лишь частичная компенсация потерь в колебательной системе усилителя и действие ОС сводится к повышению добротности контура. Не анализируя их подробно, отметим, что приемники с регенерацией обладают низкой стабильностью и высоким уровнем искажений.

В схему сверхрегенеративного приемника дополнительно вводится источник вспомогательного гармонического напряжения, служащего для периодического возбуждения регенеративного усилителя. Сверхрегенеративные приемники имеют несколько лучшую стабильность, но очень большой уровень искажений. Их достоинством является малая мощность источников питания при минимальных размерах и массе. Поэтому подобная структура используется для портативных (обычно связных) приемников, допускающих большой уровень искажений.

Приемник супергетеродинного типа (предложен Э. Армстронгом в 1918 г.) обеспечивает очень высокую и практически одинаковую избирательность во всех диапазонах волн, а также более равномерное усиление в высокочастотном тракте. Это достигается путем введения в главный тракт приемника (рис. 8.7) преобразователя частоты, состоящего из смесителя (СМ), гетеродина (Г) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Часть приемника — преселектор, включающий входную цепь, МШУ и УВЧ, подобен структуре приемника прямого усиления и обеспечивает чувствительность и предварительную селекцию на частоте.



2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

2.1 Лабораторная работа №1 (2 часа).

Тема: Спектральное представление сигналов

2.1.1 Цель работы: изучение взаимосвязи структуры сигнала и его спектра на примере анализа периодических последовательностей видео- и радиоимпульсов.

2.1.2 Задачи работы: изучить взаимосвязи структуры сигнала и его спектра на примере анализа периодических последовательностей видео- и радиоимпульсов.

2.1.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.1.4 Описание (ход) работы:

Структурная схема лабораторной установки, необходимой для проведения измерений, представлена на рис. 1.

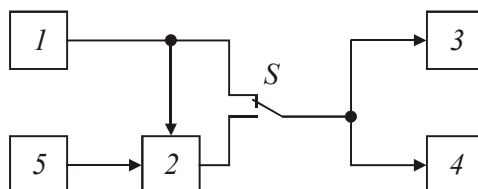


Рис. 1.

В ее состав входят генератор прямоугольных импульсов 1, амплитудный модулятор 2, осциллограф 3, анализатор спектра 4 и генератор гармонического сигнала 5. Периодическая последовательность прямоугольных видеоимпульсов снимается с выхода генератора 1, а с выхода амплитудного модулятора 2 снимается последовательность радиоимпульсов с прямоугольной огибающей при подаче на его входы периодической последовательности видеоимпульсов (от генератора 1) и высокочастотного гармонического колебания с выхода генератора стандартных сигналов 5. Переключатель S позволяет выбирать для исследования видео- или радиоимпульсы.

Исследование спектров периодических последовательностей видеоимпульсов.

1. Подать на входы осциллографа и анализатора спектра периодическую последовательность видеоимпульсов. Длительность импульса τ следует выбрать равной 10 мкс и регулировкой частоты повторения сигнала $f_n = 1/T$ установить период последовательности, соответствующий скважности $q = 6$ ($q = T/\tau$). Для контроля параметров последовательности и формы сигнала необходимо использовать осциллограф. Далее путем настройки анализатора спектра следует добиться на его экране четкого изображения гармоник анализируемого сигнала. Затем необходимо измерить зависимость амплитуды гармоники A_n от ее номера n . При этом рассмотрению подлежат значения $n = 1, 2, 3, \dots, 10$ (постоянная составляющая сигнала, или гармоника нулевой частоты, в настоящей работе не исследуется). Для упрощения измерений значения амплитуд A_n можно оценивать непосредственно по шкале, расположенной на экране прибора. Чтобы несколько повысить характерную для такого метода измерений невысокую точность, рекомендуется путем регулировки чувствительности анализатора спектра установить уровень наибольшей амплитуды гармоник ($n = 1$) соответствующим полной высоте шкалы прибора. Результаты измерений полезно свести в таблицу.

2. Аналогичные измерения следует выполнить для случаев периодических последовательностей видеоимпульсов с другими значениями скважности, а именно: $q = 4,5; 3,5; 2$. Изменение скважности при этом необходимо осуществлять, варьируя период последовательности при значении $\tau = 10$ мкс.

Исследование спектров последовательностей радиоимпульсов.

1. Подать на входы осциллографа и анализатора спектра последовательность радиоимпульсов, сформированную на выходе амплитудного модулятора. При этом несущая частота сигнала f_0 берется равной 2,5 МГц, а длительность импульса τ остается прежней (10 мкс). Путем настройки анализатора спектра добиться на его экране четкого изображения гармоник анализируемого сигнала.

2. Радиосигналы с амплитудной модуляцией исследуются лишь для двух значений скважности (6 и 3,5 или 4,5 и 2). Цель измерений, выполняемых с помощью анализатора спектра, как и в предыдущем случае, заключается в определении структуры амплитудного спектра анализируемых сигналов. При этом в результате измерений удобно составить аналогичную таблицу для $n = 1, 2, 3, \dots, 10$, считая центральную частоту спектра радиосигнала соответствующей $n = 0$. Поскольку в настоящей работе не исследуется изменение абсолютного уровня амплитуд гармоник при переходе от одного сигнала к другому, по-прежнему всякий раз целесообразно регулировать чувствительность прибора, используя всю высоту шкалы сетки на экране.

Исследование соотношения между длительностью сигнала и шириной его спектра.

1. Получить на экране анализатора спектра спектр последовательности радиоимпульсов со следующими параметрами: $\tau = 10$ мкс, $f_0 = 2,5$ МГц, $q = 6$.

2. Измерить ширину спектра по уровню нулей его главного лепестка, не прибегая при этом ни к каким расчетам и не пользуясь соответствующими метками, имеющимися в анализаторе спектра. Для решения этой задачи должен быть использован только высокочастотный генератор.

3. Уменьшить вдвое длительность импульса τ и повторно измерить ширину спектра полученного сигнала в соответствии с прежним критерием.

Исходную длительность импульса и результаты измерений необходимо записать. Кроме того, следует зарисовать структуру амплитудного спектра в данном случае, обратив внимание на форму его огибающей. Интересно пронаблюдать за изменениями в структуре анализируемого спектра при увеличении периода повторения радиоимпульсов

2.2 Лабораторная работа №2 (2 часа).

Тема: Амплитудная модуляция

2.2.1 Цель работы: изучение частотно-избирательных цепей на основе колебательных контуров.

2.2.2 Задачи работы: изучить частотно-избирательных цепей на основе колебательных контуров.

2.2.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.2.4 Описание (ход) работы:

Макет установки (рис. 1) включает в себя исследуемые частотно-избирательные цепи с согласующими каскадами и коммутирующие элементы.

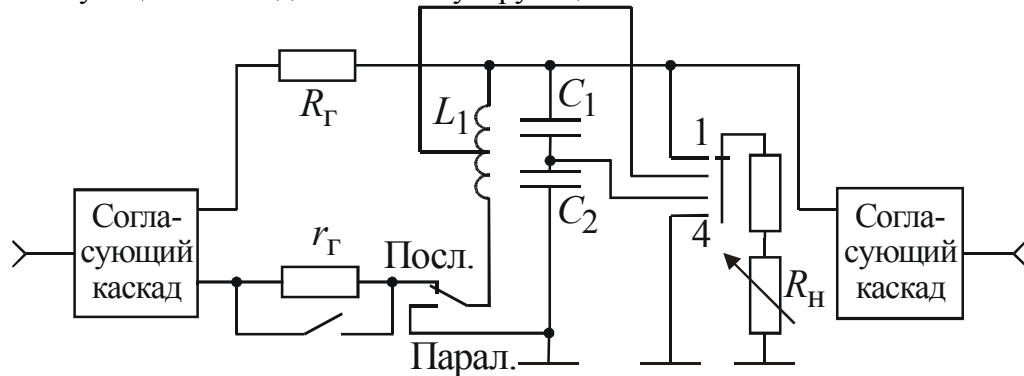


Рис. 1

На вход макета подают прямоугольные видеоимпульсы — для исследования временных функций и гармонические сигналы — для исследования АЧХ. Поскольку

выходное сопротивление используемых генераторов довольно большое (десятки или сотни ом), они подключаются к исследуемым цепям через согласующий каскад с низким выходным сопротивлением. На параллельный контур сигнал подается через большое сопротивление R_{Γ} , что реализует эквивалентный источник тока.

Выходной каскад имеет высокое входное и низкое выходное сопротивления при коэффициенте передачи, равном единице. Этот каскад исключает влияние измерительных приборов на исследуемые цепи.

В макете предусмотрен переключатель вида контура (последовательный — параллельный) и два активных сопротивления нагрузки. Одно (r_H) предназначено для включения в последовательный контур. Второе (переменный резистор R_H) может подключаться как к полному контуру, так и к его части с коэффициентом включения $p_L = 0,7$ (отвод от индуктивности) или с коэффициентом включения $p_C = 0,5$ (частичное включение в емкостную ветвь). Выходное напряжение снимается с емкостной ветви контура.

Включить питание макета и используемых приборов. Установить конденсатор переменной емкости в среднее положение, нагрузочный резистор отключить от контура.

Для исследования импульсных характеристик к входу макета подключить выход генератора импульсов, к выходу — вход «Y» осциллографа. Для измерения частотных характеристик использовать высокочастотный генератор синусоидальных сигналов и вольтметр переменного тока.

Исследование импульсных характеристик колебательных контуров.

1. Установить генератор прямоугольных импульсов в положение внутреннего запуска, нажав клавишу «Запуск». Длительность импульса возбуждения цепи $\tau = 0,1 \dots 0,3$ мкс, частота повторения импульсов $3 \cdot 10^5$ Гц, амплитуда импульсов около 10 В (выход генератора 1:1, множитель — 0,3).

2. Подать синхроимпульс положительной полярности от выхода синхронизации генератора импульсов на вход внешней синхронизации осциллографа. Установить на экране осциллографа, работающего в ждущем режиме, неподвижное изображение реакции цепи на входной импульс. Для этого отрегулировать уровень синхронизации.

3. Измерения начать с исследования импульсной реакции последовательного контура без добавочного резистора r (он должен быть замкнут переключателем). Резистор нагрузки R_H при этом должен быть отключен. Подобрать коэффициент отклонения K_0 , В/дел, в канале «Y» и коэффициент развертки K_p , мкс/дел, в канале «X» так, чтобы осциллограмма импульсной реакции занимала бы большую часть экрана.

4. Измерить параметры импульсной реакции (постоянную времени контура τ_k и длительность квазипериода колебаний T). Постоянную времени τ_k определить в виде интервала времени, в течение которого огибающая импульсной реакции уменьшится в $e = 2,72 \dots$ раз. Для этого:

а) найти сечение *огibaющей* $h(t)$ по уровню $1/e$ от максимума и подсчитать количество делений экрана, укладываемое между максимумом и найденным сечением; умножив его на коэффициент развертки K_p , получить значение τ_k ;

б) оценить длительность *квазипериода* колебаний: выбрать на экране достаточно большой временной интервал и подсчитать количество квазипериодов, укладываемых в него. Разделив интервал на полученное число, найти квазипериод T и значение резонансной частоты $f_p = 1/T$.

5. Включить добавочный резистор r . При этом добротность контура снизится и постоянная времени импульсной реакции уменьшится. Измерить τ_k для этого случая.

Частоту (или квазипериод) измерять не надо — в пределах погрешности измерений она изменяться не будет.

6. Переключить макет в режим параллельного контура и измерить постоянную времени аналогичным образом. Затем исследовать влияние сопротивления нагрузки R на постоянную времени контура. Для этого установить переменный резистор в среднее положение, подключить нагрузку к полному контуру и измерить τ_k . Повторить измерения для частичного включения нагрузки в индуктивную и емкостную ветви контура.

7. Результаты измерений (6 значений постоянной времени) свести в таблицу.

Исследование частотных характеристик колебательных контуров.

1. Подключить к входу макета высокочастотный генератор, выбрать диапазон частот в районе 200...600 кГц. Установить режим непрерывной генерации (отсутствие модуляции).

2. К выходу макета подключить вольтметр, установить шкалу вольтметра 1 В.

3. Измерить резонансную частоту и полосу пропускания контура по уровню 0,707 от максимума. Для этого:

а) определить максимум АЧХ и зафиксировать по шкале генератора значение резонансной частоты f_p ;

б) подобрать амплитуду генератора так, чтобы выходное напряжение составило бы на резонансной частоте 1 В;

в) плавно перестраивая генератор в обе стороны от резонансной частоты, найти точки $f_{0,707}$, где выходное напряжение равняется 0,707 В, и зафиксировать эти частоты. Модуль их разности и есть полоса пропускания контура.

4. Измерить резонансные частоты и полосы пропускания последовательного и параллельного контуров для случаев, указанных в п. 3. Результаты свести в таблицу.

2.3 Лабораторная работа №3 (2 часа).

Тема: Исследование показателя амплитудной модуляции

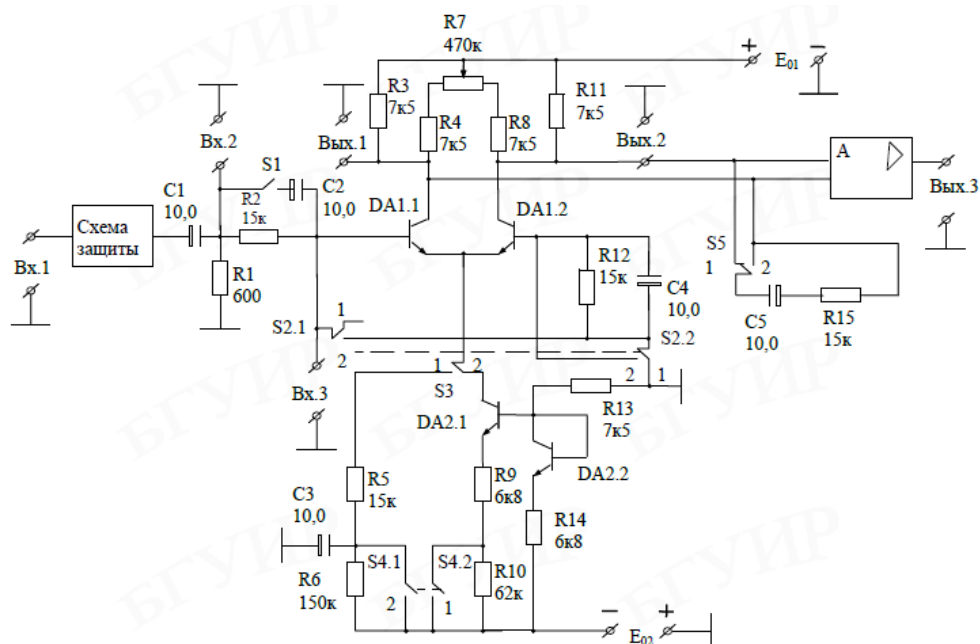
2.3.1 Цель работы: изучить основные свойства и параметры дифференциального каскада на биполярных транзисторах

2.3.2 Задачи работы: изучить основные свойства и параметры дифференциального каскада на биполярных транзисторах

2.3.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.3.4 Описание (ход) работы:

Лабораторный макет состоит из дифференциального каскада, выполненного на интегральной паре транзисторов K159HT1 (DA1.1 и DA1.2). В цепь эмиттеров пары с помощью переключателя S3 можно включать либо резистор, либо генератор тока, выполненный на интегральных транзисторах K159HT1 (DA1.1 и DA1.2). Дискретная регулировка тока эмиттеров транзисторов DA1.1 и DA1.2 осуществляется посредством переключателя S4.



Резистор R2 и переключатель S1 используются при измерениях входных сопротивлений каскада. Переключатель S2 обеспечивает дифференциальное или синфазное включение входов ДК. Резисторы R4, R7, R8 предназначены для балансировки (симметрии) ДК. Переключатель S5 подключает нагрузку (резистор R15) ко входам ДК, измерительный усилитель А предназначен для измерения коэффициента ослабления синфазного сигнала при симметричном входе ДК.

1. Снять амплитудную характеристику (АХ) для дифференциального сигнала. Сигнал генератора подаётся на клемму «Вх.1», милливольтметры контролируют напряжение на клемме «Вх.2» и на одном из выходов («Вых.1» или «Вых.2»). Измерения произвести при включении в цепь эмиттеров резистора R5 при значениях тока $I_0 = 0,1\text{mA}$ и $I_0 = 1\text{mA}$ (положения переключателя S4 «1» и «2» соответственно). Одновременно контролировать форму сигналов на другом выходе ДК с помощью осциллографа. Движок переменного резистора R7 должен находиться приблизительно в среднем положении.

2. Измерить дифференциальный коэффициент передачи ДК в середине линейных участков АХ при двух значениях тока I_0 , при этом нагрузка R15 должна быть отключена. При измерении можно использовать измерительный усилитель А, коэффициент передачи которого для дифференциального каскада $K=1$.

3. Снять АХ ДК для синфазного сигнала при условиях п.1.

4. Измерить синфазный коэффициент передачи КС при двух значениях тока $I_0 = 0,1\text{mA}$ и $I_0 = 1\text{mA}$ в середине линейных участков АХ.

5. Рассчитать коэффициенты ослабления синфазного сигнала.

6. Измерить дифференциальное и синфазное входные сопротивления ДК при условиях п.2. и п.4.

7. Подключить к эмиттерам транзисторов DA 1 вместо резистора R5 генератор тока DA 2. Повторить измерения п.п.1 - 6.

8. Исследовать влияние симметрии схемы на коэффициент подавления синфазного сигнала при симметричном выходе. Подключить милливольтметры к клеммам «Вх.3» и «Вых.3», подать на входы ДК синфазный сигнал в соответствии с п.4. Регулируя положение движка резистора R7, наблюдать изменение коэффициента передачи синфазного сигнала. Измерить значения КС и КООС при двух крайних положениях движка, а также минимальное значение КС и соответствующую ему величину КООС.

9. Измерить выходное сопротивление ДК ($R_{15} = 15\text{kOhm}$).

10. Сравнить результаты экспериментальных исследований и теоретических расчётов.

2.4 Лабораторная работа №4 (2 часа).

Тема: Частотная модуляция

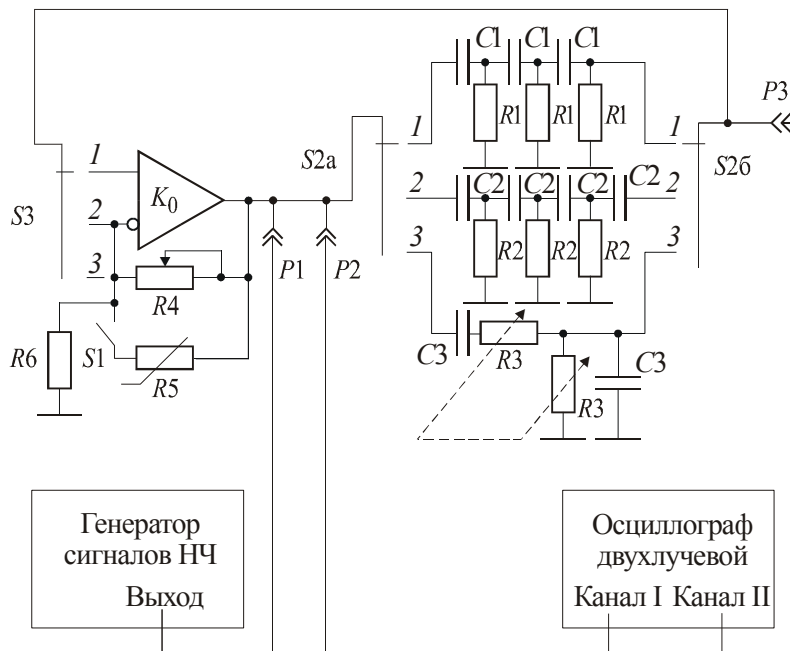
2.4.1 Цель работы: исследование условий самовозбуждения колебаний в автогенераторах с частотно-зависимой обратной связью.

2.4.2 Задачи работы: исследовать условия самовозбуждения колебаний в автогенераторах с частотно-зависимой обратной связью

2.4.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.4.4 Описание (ход) работы:

Установка (рис. 1) содержит генератор сигналов низкой частоты (НЧ), двухлучевой осциллограф с двумя отдельными входами, «Усилитель Y1» и «Усилитель Y2» и экспериментальный макет.



Для исследования амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик цепей обратной связи в макет введены: сдвоенный переключатель $S2$ (а и б); разъем 1 ($P1$) макета, к которому подключается выход генератора сигналов НЧ; разъем 2 ($P2$) макета, к которому подключается первый выход осциллографа; разъем 3 ($P3$) макета, к которому подключается второй вход осциллографа.

Коэффициент передачи усилителя устанавливается делителем напряжения в цепи отрицательной обратной связи, образованным резисторами $R4$ и $R6$, и регулируется при изменении значения сопротивления $R4$. В режиме авторегулирования глубины отрицательной обратной связи переключателем $S1$ к делителю подключается терморезистор $R5$. Изменение характеристик моста Вина производится сдвоенным резистором $R3$.

Макет состоит из операционного усилителя с коэффициентом передачи K_0 , охваченного цепью обратной связи, образованной резисторами $R4$, $R5$, $R6$, и из включенных в цепь положительной обратной связи генератора фазосдвигающих цепочек, состоящих из резисторов и конденсаторов $R1$, $C1$ и $R2$, $C2$ и частотно-зависимой цепи в виде моста Вина ($R3$, $C3$).

1. Включить электропитание генератора, осциллографа и макета и установить на выходе генератора колебание с максимальной амплитудой ($U_{\text{вых}} \rightarrow 30 \text{ В}$).

2. Для исследования частотных и фазовых характеристик цепей обратной связи автогенераторов отключить усилитель ($S3$ — в положение 3) и подать на вход цепей

обратной связи сигнал с генератора, подключив его к разъему $P1$. Для контроля входного сигнала подключить первый канал осциллографа к разъему $P2$. Второй канал осциллографа подключить к выходу цепи обратной связи (разъем $P3$).

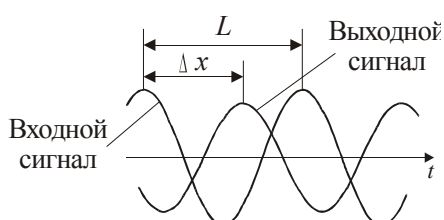
3. Исследовать АЧХ и ФЧХ трех цепей обратной связи:

- а) трехзвенной RC -цепи,
- б) четырехзвенной RC -цепи,
- в) моста Вина (при среднем значении сопротивления $R3$).

Измерения производятся для 7 значений частот, указанных на макете. Выбор исследуемой цепи производится с помощью переключателя $S2$.

Измерение АЧХ производится путем определения (с помощью осциллографа) амплитуд входного $U_{вх}$ и выходного $U_{вых}$ напряжения. Модуль коэффициента передачи рассчитывается затем как $U_{вых} / U_{вх}$.

Для снятия ФЧХ цепей обратной связи следует измерять относительный сдвиг гармонических колебаний на экране осциллографа. С этой целью осуществить синхронизацию осциллографа по колебанию, подаваемому в канал I. Для повышения



точности измерений коэффициенты усиления в каналах I и II осциллографа следует выбрать такими, чтобы амплитуды входного и выходного колебаний на экране были примерно одинаковыми. Начало отсчета установить по изображению колебания, снятого с выхода генератора (канал I), и измерить следующие

величины:

- L — зависящее от частоты расстояние (в клетках) между ближайшими минимумами (максимумами) входного или выходного колебания;
- Δx — расстояние (также в клетках) между минимумами (максимумами) входного и выходного колебаний исследуемой цепи. При этом левый рассматриваемый максимум должен обязательно принадлежать *входному* сигналу, а правый — *выходному* (см. рис. 11.7).

Фазовый сдвиг (в градусах), вносимый исследуемой цепью, рассчитывается затем по формуле $\Delta\phi = 360^\circ \frac{\Delta x}{L}$.

4. Отключить генератор НЧ и, изменяя коэффициент усиления усилителя с помощью резистора $R4$, определить коэффициент усиления усилителя, при котором возникают колебания в трехзвенном и четырехзвенном автогенераторах и в генераторе с мостом Вина. Переключатель $S3$ при этом должен быть установлен в положение 2 для трех- и четырехзвенной цепей обратной связи и в положение 1 — для моста Вина. Шкала переменного резистора $R4$ проградуирована непосредственно в значениях коэффициента усиления.

5. Для всех трех автогенераторов определить частоту колебаний, с помощью осциллографа измеряя их период. Для автогенератора с мостом Вина измерить частоту колебаний для двух случаев — при $R3_{\min}$ и $R3_{\max}$.

6. В автогенераторе с мостом Вина установить с помощью резистора $R4$ коэффициент усиления немного выше порогового значения, при котором возникают колебания, добившись при этом заметного отклонения формы колебаний от синусоидальной. Подключить цепь автоматической регулировки усиления (переключатель $S1$ — замкнуть). Зарисовать форму генерируемых сигналов с АРУ и без нее.

2.5 Лабораторная работа №5 (2 часа).

Тема: Пассивный полосовой фильтр

2.5.1 Цель работы: изучение необходимых и достаточных условий самовозбуждения автогенераторов с узкополосными цепями обратной связи и собственно процесса самовозбуждения.

2.5.2 Задачи работы: изучить необходимых и достаточных условий самовозбуждения автогенераторов с узкополосными цепями обратной связи и собственно процесса самовозбуждения.

2.5.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.5.4 Описание (ход) работы:

Установка состоит из лабораторного макета и подключенных к нему осциллографа и электронно-счетного частотомера (ЭСЧ). Лабораторный макет включает в себя генератор прямоугольных импульсов, с помощью которого периодически включается и выключается АГ; сам АГ вместе с аттенюатором (делитель напряжения $R2$, $R3$) и линией задержки (выполняющей роль фазовращателя), включенными в цепь обратной связи; цепь, вырабатывающую сигнал синхронизации осциллографа; источник питания.

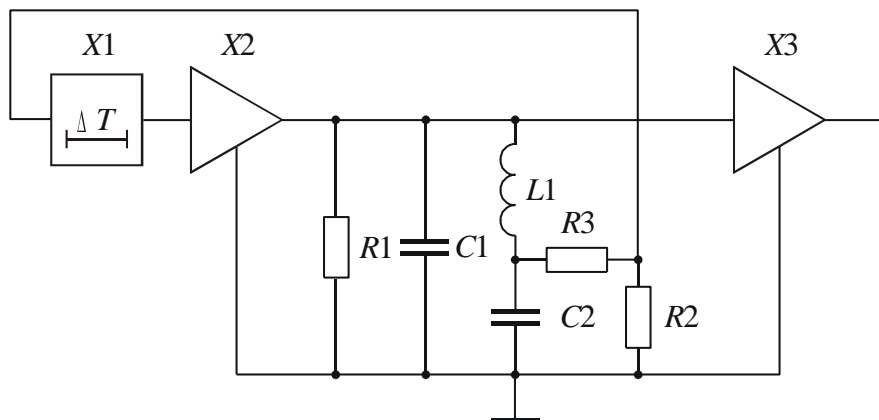


Рис. 1

Затухание аттенюатора и задержка регулируются с помощью переключателей, расположенных на лицевой стенке макета. Упрощенная схема макета изображена на рис. 1.

1. Подключить осциллограф и ЭСЧ к макету в соответствии с надписями на передней панели макета. Включить макет и измерительные приборы, установить переключатели аттенюатора и фазовращателя на нуль, включить импульсный режим работы и с помощью регулировки уровня синхронизирующего сигнала соответствующей ручкой на осциллографе (в режиме ждущей развертки, если таковая есть у используемого прибора; в противном случае — воспользоваться ручкой «стабильность») получить осциллограмму процесса нарастания амплитуды колебаний АГ.

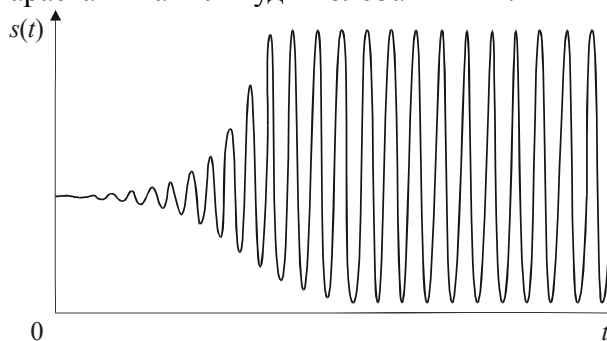


Рис.2

После этого тумблером на передней панели макета переключить режим его работы на непрерывный и измерить частоту генерируемого сигнала.

Из рис. 2 видно, что в начале процесса самовозбуждения наблюдается экспоненциальный рост амплитуды колебаний, затем он замедляется и в установившемся состоянии прекращается. Значения амплитуд в моменты t_1 и t_2 можно определить как $U_1 = U_m \exp(\alpha_1 t_1)$ и $U_2 = U_m \exp(\alpha_2 t_2)$. Здесь U_m есть некая постоянная. Если брать отсчеты амплитуд так, чтобы t_2 и t_1 отличались на время, равное одному периоду (берутся значения соседних амплитуд в верхней части осциллограммы, измеряемые относительно нулевого значения) $T = 1/f_0$, где f_0 — частота, измеренная при непрерывном режиме работы, можно предположить, что α_1 и α_2 практически не отличаются друг от друга. Тогда значение α можно определить как $\alpha = f_0 \ln(U_2/U_1)$. По известному α находится значение крутизны по первой гармонике:

$$S_1 = \frac{1 - 2RC f_0 \ln(U_2/U_1)}{\beta R}.$$

В ходе выполнения работы измеряются: частота колебаний АГ, крутизна по первой гармонике в начале процесса установления, в его середине и в конце. Указанные измерения производятся для всех комбинаций положений переключателей аттенюатора и фазовращателя. Переключатель аттенюатора проградуирован в децибелах, переключатель фазовращателя — в микросекундах. Если время задержки t_3 измерено в микросекундах, а частота f_0 — в мегагерцах, то произведение $2\pi f_0$ дает фазу в радианах. Значение β , которое подставляется в выражение для S_1 , складывается из двух составляющих: $\beta_0 = C_2/C_1$ и $\beta_{\text{атт}}$, определяемой положением переключателя аттенюатора. Таким образом, значение β (в децибелах): $\beta = \beta_0 + \beta_{\text{атт}}$. Значения β_0 , R , C приведены на лицевой панели макета.

2.6 Лабораторная работа №6 (2 часа).

Тема: Проектирование фильтров нижних и высоких частот

2.6.1 Цель работы: исследование влияния обратной связи (ОС) на коэффициент передачи и частотные характеристики активного радиотехнического устройства. Рассматривается влияние обратной связи на формирование АЧХ и ФЧХ устройства и ослабление нелинейных искажений и помех с помощью отрицательной обратной связи (ООС).

2.6.2 Задачи работы: исследовать влияния обратной связи (ОС) на коэффициент передачи и частотные характеристики активного радиотехнического устройства. Рассматривается влияние обратной связи на формирование АЧХ и ФЧХ устройства и ослабление нелинейных искажений и помех с помощью отрицательной обратной связи (ООС).

2.6.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.6.4 Описание (ход) работы:

Лабораторная установка включает макет, структурная схема которого приведена на рис. 8.10, генератор гармонических сигналов и двухлучевой осциллограф.

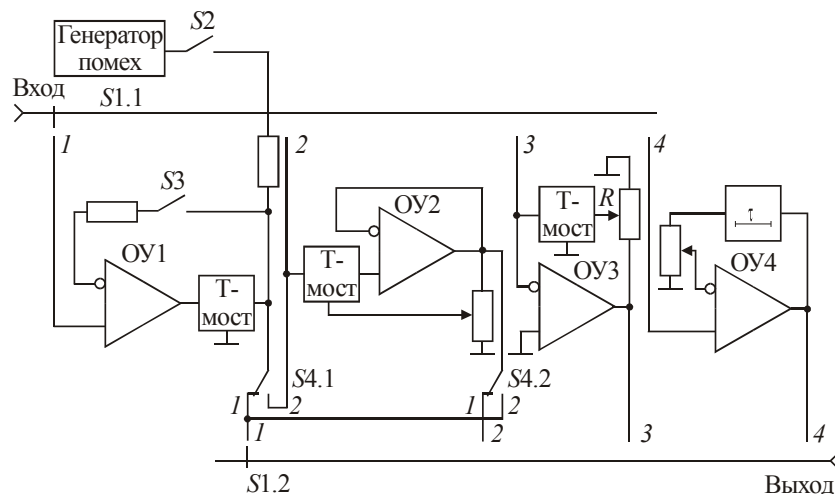


Рис. 1

Макет содержит генератор помех (автогенератор гармонических колебаний), операционный усилитель ОУ1, нагруженный на двойной Т-мост, и также охваченные обратной связью операционные усилители, реализующие следующие устройства: активный режекторный фильтр на ОУ2, полосовой усилитель на ОУ3 и активный гребенчатый фильтр на ОУ4.

1. Исследование АЧХ и ФЧХ ОУ, нагруженного на двойной Т-мост. Переключатели S1 и S4 поставить в положение 1, переключатели S2, S3 — в положение «ВЫКЛ», сигнал от генератора гармонических сигналов подать на разъем «ВХОД» макета и на один из входов «Y» осциллографа. Второй вход «Y» осциллографа соединить с разъемом «ВЫХОД» макета. Устанавливая на генераторе частоты, указанные на макете, измерять (в делениях шкал осциллографа) и фиксировать амплитуду и фазовый (относительно сигнала генератора) сдвиг выходного сигнала (методику измерения фазового сдвига см. в описании лабораторной работы 11 «Исследование RC-автогенераторов»). В указанном диапазоне АЧХ и ФЧХ ОУ от частоты практически не зависят и эксперимент с точностью до постоянного множителя дает характеристики Т-моста.

2. Исследование АЧХ и ФЧХ ОУ с ООС, нагруженного на двойной Т-мост. Переключатель S3 поставить в положение «ВКЛ», включив тем самым частотно-независимую ООС. Измерить АЧХ и ФЧХ устройства на частотах, указанных на макете.

3. Исследование влияния ООС на уровень нелинейных искажений. Переключатель S3 поставить в положение «ВЫКЛ». Установить на генераторе указанную на макете квазирезонансную частоту f_0 активного фильтра на ОУ2 и отрегулировать уровень сигнала генератора так, чтобы на выходе макета (на выходе ОУ1) наблюдались заметные нелинейные искажения выходного сигнала. Переключатель S4 поставить в положение 2, включив тем самым ОУ1 и ОУ2 последовательно; выход ОУ2 при этом соединен с разъемом «ВЫХОД» макета. Измерить (в делениях шкалы осциллографа) уровень паразитных гармоник на выходе макета (ОУ1): а) без ООС, б) с ООС, поставив переключатель S3 в положение «ВКЛ».

4. Исследование влияния ООС на уменьшение уровня помех. Отрегулировать уровень сигнала генератора так, чтобы на выходе макета (на выходе ОУ1) не было нелинейных искажений выходного сигнала. Поставить переключатель S2 в положение «ВКЛ», подав помеху на выход ОУ1. Поставив переключатель S4 в положение 2, наблюдать и зарисовать форму выходного сигнала при выключенной и включенной ООС (переключатель S3 в положении «ВЫКЛ» и «ВКЛ» соответственно).

5. Исследование частотно-зависимой ООС. Переключатель S1 поставить в положение 2. Измерить АЧХ устройства на частотах, указанных на макете.

6. Исследование частотно-зависимой ПОС. Переключатель S1 поставить в положение 3. Измерить АЧХ устройства на частотах, указанных на макете. Изменить глубину ПОС с помощью потенциометра R и повторить измерение АЧХ.

7. Исследование гребенчатого фильтра. Переключатель S1 поставить в положение 4. Измерить АЧХ устройства в диапазоне частот, позволяющем наблюдать 2...4 максимума характеристики.

2.7 Лабораторная работа №7 (2 часа).

Тема: Анализ работы усилителя высокой частоты

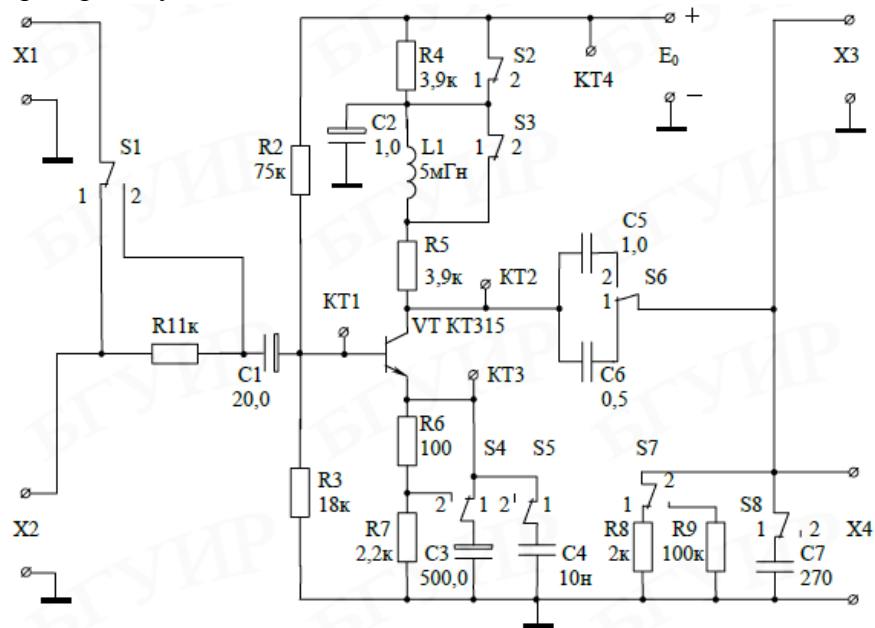
2.7.1 Цель работы: изучить и экспериментально исследовать резисторный каскад на биполярном транзисторе.

2.7.2 Задачи работы: изучить и экспериментально исследовать резисторный каскад на биполярном транзисторе.

2.7.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе: измерительные приборы, источники питания, наборное поле и блоки с радиоэлементами лаборатории №314.

2.7.4 Описание (ход) работы:

Схема лабораторной установки.



1. Собрать схему. Включить ее, установить напряжение питания макета $E_0 = +15$ В. Напряжение контролировать осциллографом в контрольной точке КТ4.
2. Измерить постоянные напряжения в контрольных точках КТ1...КТ3, вычислить величины $I_{0Э}$, $U_{КЭ}$, R_K . Сравнить полученные данные с расчетными.
3. Подключить измерительные приборы и на частоте 1 кГц при $R_H = R_8$ снять амплитудную характеристику каскада без ООС и с ООС.
4. Используя резистор R_1 , измерить входное сопротивление каскада без ООС и с ООС. Коммутируя резисторы R_8 и R_9 , измерить выходное сопротивление каскада при тех же условиях.
5. Измерить АЧХ каскада без ООС при $R_H = R_8$. Оценить влияние величины разделительной емкости (C_5 или C_6) и емкости нагрузки ($C_H = C_7 + C_{ПР}$ или $C_H = C_{ПР}$) на полосу усиления.
6. Измерить АЧХ каскада с ООС. Оценить изменение АЧХ при введении эмиттерной ВЧ-коррекции.
7. Снять АЧХ каскада с индуктивной ВЧ-коррекцией при условии $R_H = R_9$.
8. Снять АЧХ каскада с введенной цепью НЧ-коррекции при условии $C_P = C_6$, $R_H = R_9$.
9. Используя формирователь прямоугольных импульсов на стенде, измерить параметры переходной характеристики каскада (время установления t_y , выброс фронта $\delta F\%$, скол вершины $\Delta\%$) для условий п.п.5. - 8. Скол вершины оценивать при длительности импульса $t_{И} = 1$ мс.

2.8 Лабораторная работа №8 (2 часа).

2.8.1 Цель работы: исследовать влияние различных схемных элементов на частотные характеристики эмиттерного повторителя. Закрепить навыки экспериментального исследования усилительных каскадов.

2.8.3 Перечень приборов, материалов, используемых в лабораторной работе:

2.8.4 Описание (ход) работы:

1. Собрать схему. Включить ее, установить напряжение питания макета $E_0 = +15 \text{ В}$. Напряжение контролировать осциллографом в контрольной точке КТ4.
2. Измерить постоянные напряжения в контрольных точках КТ1...КТ3, вычислить величины $I_{0Э}$, $U_{КЭ}$, R_K . Сравнить полученные данные с расчетными.
3. Подключить измерительные приборы и на частоте 1 кГц при $R_H = R_8$ снять амплитудную характеристику каскада без ООС и с ООС.
4. Используя резистор R_1 , измерить входное сопротивление каскада без ООС и с ООС. Коммутируя резисторы R_8 и R_9 , измерить выходное сопротивление каскада при тех же условиях.
5. Измерить АЧХ каскада без ООС при $R_H = R_8$. Оценить влияние величины разделительной емкости (C_5 или C_6) и емкости нагрузки ($C_H = C_7 + C_{ПР}$ или $C_H = C_{ПР}$) на полосу усиления.
6. Измерить АЧХ каскада с ООС. Оценить изменение АЧХ при введении эмиттерной ВЧ-коррекции.
7. Снять АЧХ каскада с индуктивной ВЧ-коррекцией при условии $R_H = R_9$.
8. Снять АЧХ каскада с введенной цепью НЧ-коррекции при условии $C_P = C_6$, $R_H = R_9$.
9. Используя формирователь прямоугольных импульсов на стенде, измерить параметры переходной характеристики каскада (время установления t_y , выброс фронта $\delta\Phi\%$, скол вершины $\Delta\%$) для условий п.п.5. - 8. Скол вершины оценивать при длительности импульса $t_{и} = 1 \text{ мс}$.

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОВЕДЕНИЮ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

3.1 Практическое занятие №1 (2 часа).

Тема: Основные радиотехнические сигналы и их параметры

3.1.1 Задание для работы: изучение взаимосвязи структуры сигнала и его спектра на примере анализа периодических последовательностей видео- и радиоимпульсов.

3.1.2 Краткое описание проводимого занятия:

Гармонический анализ периодических сигналов. Из курса высшей математики известно, что сигнал $s(t)$ (рис. 1.1), имеющий период T и удовлетворяющий на этом периоде условиям Дирихле [1], как правило, выполняющимся в отношении физически реализуемых сигналов, может быть представлен в виде ряда Фурье

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \omega_n t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \omega_n t, \quad (1.1)$$

где

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt; \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos \omega_n t dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin \omega_n t dt;$$
$$\omega_n = 2\pi f_n = \frac{2\pi n}{T}.$$

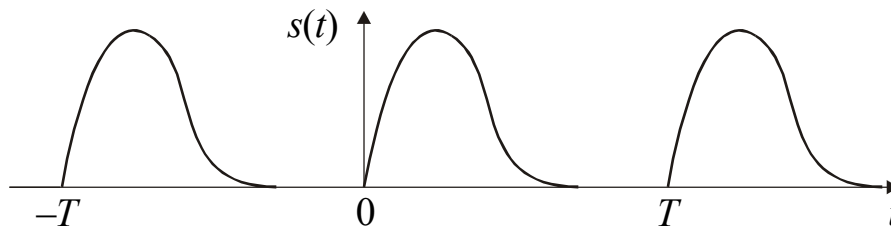


Рис. 1.1

Здесь a_0 , a_n и b_n — коэффициенты разложения, ω_n — круговая частота гармонического колебания с номером n , f_n — его линейная частота. В радиотехнической практике более удобной является следующая форма записи соотношения (1.1):

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad (1.2)$$

где $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\operatorname{tg} \varphi_n = -b_n / a_n$. Из выражения (1.2) следует, что рассматриваемый периодический сигнал $s(t)$ может быть представлен в виде суммы бесконечно большого числа гармонических составляющих, частоты которых кратны значению $\omega_1 = 2\pi/T$. Постоянная составляющая $a_0/2$ при этом может рассматриваться как гармоника с нулевой частотой, амплитудой $|a_0|/2$ и начальной фазой 0 или π (в зависимости от знака a_0). Представление (1.2) называется *вещественной формой* ряда Фурье. Совокупность коэффициентов $|a_0|/2$ и A_n ($n = 1, 2, 3, \dots$) образует амплитудный, а φ_n — фазовый спектры периодического сигнала $s(t)$. Возможный их вид изображен на рис. 1.2, а, б соответственно.

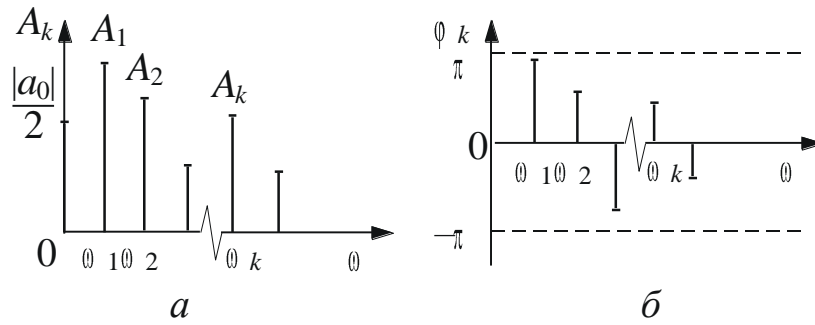


Рис. 1.2

Используя в выражении (1.2) экспоненциальное представление функции $\cos(\omega)$ по формуле Эйлера, легко получить соотношение

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n}{2} e^{j\varphi_n} e^{j\omega_n t} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n}{2} e^{-j\varphi_n} e^{-j\omega_n t}. \quad (1.3)$$

Включив в область изменения n целую отрицательную полуось и приняв, что для $n < 0$ справедливы равенства $A_n = A_{-n}$; $\varphi_n = -\varphi_{-n}$ и $\omega_n = -\omega_{-n}$, формулу (1.3) можно записать в компактном виде

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{A_n}{2} e^{j\varphi_n} e^{j\omega_n t}. \quad (1.4)$$

Наконец, обозначив в соотношении (1.4) $(A_n/2)e^{j\varphi_n}$ через \dot{C}_n и приняв $a_0/2 = C_0$, окончательно получим

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n e^{j\omega_n t}. \quad (1.5)$$

Представление (1.5) называется *комплексной формой* ряда Фурье и, по существу, является разложением вещественного периодического сигнала $s(t)$ в ряд по экспоненциальным функциям с мнимым показателем. Целесообразность введения комплексной формы ряда Фурье обусловлена удобством выполнения математических преобразований при работе со спектрами сигналов. При этом амплитудный и фазовый спектры ($|\dot{C}_n|$ и $\arg \dot{C}_n$ соответственно) периодического сигнала определены на всей вещественной оси частот. Возможный вид амплитудного спектра приведен, в частности, на рис. 1.3.

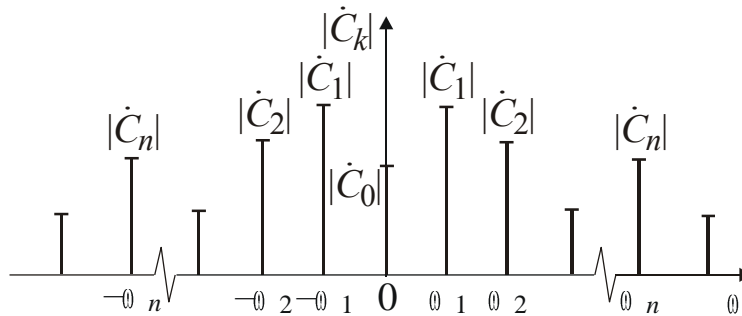


Рис. 1.3

Следует отметить, что значения коэффициентов \dot{C}_n могут быть легко вычислены непосредственно по формуле

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) e^{-j\omega_n t} dt. \quad (1.6)$$

Таким образом, периодический сигнал $s(t)$, удовлетворяющий условиям Дирихле, имеет линейчатый (дискретный) спектр, расположенный в области неотрицательных

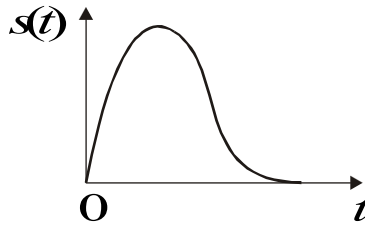


Рис. 1.4

частот при использовании вещественной формы ряда Фурье и определенный на всей действительной частотной оси в случае его комплексного представления.

Гармонический анализ непериодических сигналов. Известное из математики обобщение разложения периодического сигнала в ряд Фурье на случай непериодического сигнала $s(t)$ (рис. 1.4) приводит к следующему результату:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.7)$$

где $\dot{S}(\omega)$ — спектральная функция сигнала $s(t)$, вычисляемая путем *прямого преобразования Фурье*, а именно:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.8)$$

Соотношение (1.7) называется *обратным преобразованием Фурье*. Установлено, что приведенные выражения (1.7) и (1.8) справедливы, если сигнал $s(t)$ на любом конечном интервале времени удовлетворяет условиям Дирихле и является абсолютно интегрируемым на всей временной оси, т. е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < \infty.$$

Спектральная функция сигнала $s(t)$ является в общем случае комплексной и может быть записана в экспоненциальной форме

$$\dot{S}(\omega) = |\dot{S}(\omega)| \exp[j \arg \dot{S}(\omega)],$$

где $|\dot{S}(\omega)|$ — амплитудный, а $\arg \dot{S}(\omega)$ — фазовый спектры сигнала $s(t)$. Из формулы (1.8) следует, что

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt - j \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt = \operatorname{Re} \dot{S}(\omega) + j \operatorname{Im} \dot{S}(\omega).$$

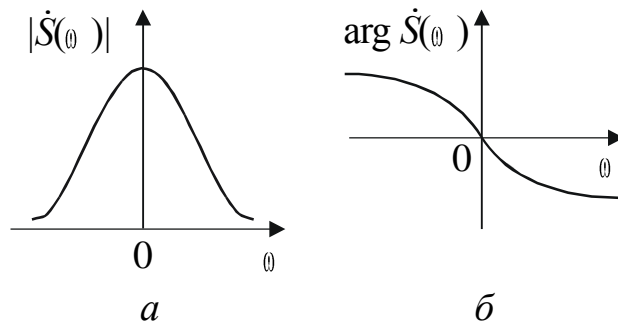


Рис. 1.5

Поскольку первое и второе слагаемые в данном соотношении являются соответственно четной и нечетной функциями частоты, становится очевидным, что амплитудный спектр есть четная, а фазовый — нечетная функции частоты. Возможные структуры этих спектров представлены на рис. 1.5, *а, б* соответственно. С использованием указанных свойств спектральной функции $\dot{S}(\omega)$ выражение (1.7) может быть записано в виде

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}(\omega)| e^{j \arg \dot{S}(\omega)} e^{j\omega t} d\omega = \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\pi} |\dot{S}(\omega)| \right) \cos[\omega t + \arg \dot{S}(\omega)] d\omega.$$

Последнее соотношение наглядно иллюстрирует «физический» смысл спектральной функции $\dot{S}(\omega)$: из него следует, что сигнал $s(t)$, удовлетворяющий названным условиям, может быть представлен в виде суммы бесконечно большого числа гармонических составляющих, частоты которых непрерывно заполняют интервал от 0 до ∞ , начальные фазы задаются функцией $\arg \dot{S}(\omega)$, а амплитуды являются бесконечно малыми и их частотная зависимость описывается законом $|\dot{S}(\omega)|$.

Итак, непериодические сигналы характеризуются непрерывным (сплошным) спектром, причем амплитудный спектр является четной, а фазовый — нечетной функциями частоты.

Связь между спектрами одиночного импульса и периодической последовательности импульсов. Пусть задан одиночный импульсный сигнал $s(t)$ (см. рис. 1.4) со спектральной функцией $\dot{S}(\omega)$. Пусть имеется также периодическая последовательность импульсов $s_{\Pi}(t)$, сформированная путем повторения исходного импульсного сигнала $s(t)$ с периодом T (см. рис. 1.1, не обращая внимания на обозначение оси ординат). Комплексный спектр периодического сигнала $s_{\Pi}(t)$, согласно соотношению (1.5), характеризуется набором коэффициентов \dot{C}_n , $n \in (-\infty, \infty)$. Ответ на вопрос о связи между спектральной функцией сигнала $s(t)$ и комплексным спектром периодической последовательности $s_{\Pi}(t)$ имеет важный практический смысл. Указанная связь легко устанавливается. Действительно, с учетом выражений (1.1), (1.2), (1.5) и (1.8) можно записать следующее:

$$\begin{aligned} \dot{C}_n &= \frac{A_n}{2} e^{j\varphi_n} = \frac{1}{2} (A_n \cos \varphi_n + j A_n \sin \varphi_n) = \frac{1}{2} (a_n - j b_n) = \\ &= \frac{1}{2} \int_0^T s_{\Pi}(t) e^{-j\omega_n t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega_n t} dt = \frac{1}{T} \dot{S}(\omega_n). \end{aligned}$$

Данные соотношения свидетельствуют о том, что значения комплексного спектра периодического сигнала $S_{\Pi}(t)$ с точностью до постоянного (размерного) коэффициента $1/T$ совпадают с отсчетами спектральной функции исходного одиночного импульса $s(t)$, взятыми на соответствующих частотах. Другими словами, огибающие амплитудного и фазового дискретных спектров периодического сигнала совпадают по форме с амплитудным и фазовым непрерывными спектрами исходного одиночного импульсного сигнала, что иллюстрируется на рис. 1.6, а, б.

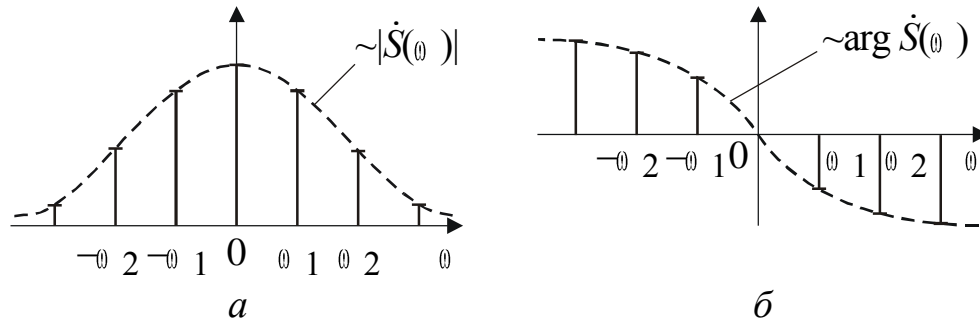


Рис. 1.6

Спектры радиосигналов с амплитудной модуляцией (АМ). Пусть задан некий сигнал $A(t) \geq 0$ (рис. 1.7) со спектральной функцией $\dot{S}_A(\omega)$, модуль которой изображен на рис. 1.8.

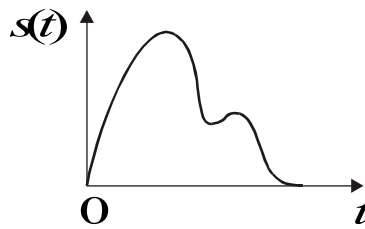


Рис. 1.7

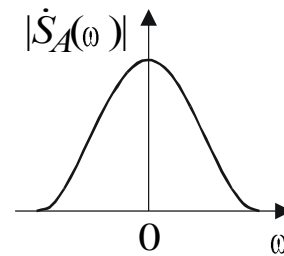


Рис. 1.8

Сигнал $s(t)$ вида $A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, где ω_0 и φ_0 — круговая частота и начальная фаза некоторого гармонического колебания, называется радиосигналом с АМ, осуществляемой по закону $A(t)$. При этом, как правило, несущая частота ω_0 радиосигнала $s(t)$ существенно превосходит эффективную ширину спектра модулирующего сигнала $A(t)$, называемого часто видеосигналом. Возможная структура радиосигнала $s(t)$ изображена на рис. 1.9. Его спектральная функция легко вычисляется:

$$\begin{aligned}
 \dot{S}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) e^{-j\omega t} dt = \\
 &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A(t) e^{j\varphi_0} e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A(t) e^{-j\varphi_0} e^{-j(\omega + \omega_0)t} dt = \\
 &= \frac{1}{2} e^{j\varphi_0} \dot{S}_A(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} e^{-j\varphi_0} \dot{S}_A(\omega + \omega_0).
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

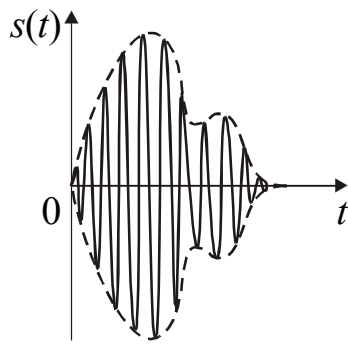


Рис. 1.9

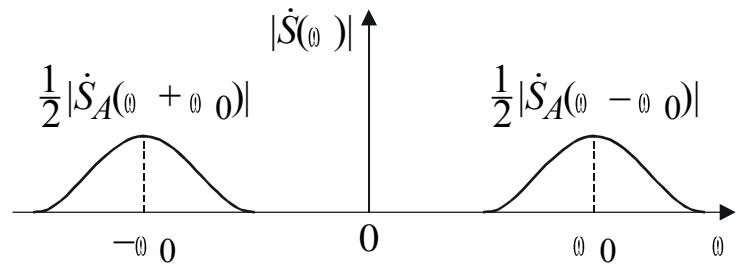


Рис. 1.10

Учитывая сделанное предположение о соотношении частоты ω_0 и ширины спектра видеосигнала $A(t)$, полученное выражение удобно записать в следующей форме:

$$\dot{S}(\omega) = \begin{cases} 0,5 e^{j\varphi_0} \dot{S}_A(\omega - \omega_0), & \omega > 0, \\ 0,5 e^{-j\varphi_0} \dot{S}_A(\omega + \omega_0), & \omega < 0. \end{cases}$$

Такая запись позволяет утверждать, что при выполнении указанных условий спектральная функция радиосигнала с АМ пропорциональна спектральной функции исходного видеосигнала, смещенной вдоль частотной оси на значение несущей частоты. Амплитудный спектр радиосигнала $s(t)$ представлен на рис. 1.10.

В случае АМ периодическим видеосигналом $s_{\Pi}(t)$ для нахождения спектра соответствующего радиосигнала $s(t) = s_{\Pi}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ удобно воспользоваться вещественной формой ряда Фурье. Пусть модулирующий сигнал $s_{\Pi}(t) \geq 0$ имеет вид

$$s_{\Pi}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(\omega_n t + \varphi_n).$$

Тогда радиосигнал $s(t)$ может быть записан в следующей форме:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{A_n}{2} \cos(\omega_0 + \omega_n)t + \varphi_0 + \varphi_n + \frac{A_n}{2} \cos(\omega_0 - \omega_n)t + \varphi_0 - \varphi_n \right\},$$

которая наглядно отражает спектральный состав АМ-радиосигнала $s(t)$, представленный в области положительных частот. Возможные структуры амплитудных спектров видео- и радиосигналов $s_{\Pi}(t)$ и $s(t)$ изображены на рис. 1.11, а, б соответственно.

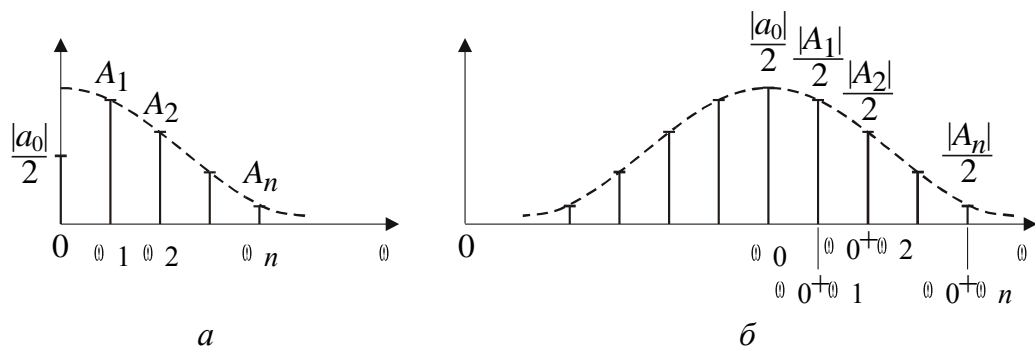


Рис. 1.11

Как легко видеть, характер трансформации спектра при АМ периодическим видеосигналом по существу не отличается от предыдущего случая.

3.1.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.

3.2 Практическое занятие №2 (2 часа).

Тема: Радиотехнические цепи

3.2.1 Задание для работы: изучить процедуры синтеза периодических сигналов с помощью ограниченного числа гармонических колебаний.

3.2.2 Краткое описание проводимого занятия:

В теории радиотехнических цепей и сигналов часто возникает необходимость представления заданного сигнала $s(t)$, определенного на интервале времени $t \in [t_1, t_2]$ (в частном случае это может быть и периодический сигнал, тогда $t_1 \rightarrow -\infty$ и $t_2 \rightarrow \infty$), в виде линейной комбинации некоторой системы функций $\{\varphi_i(t)\}$, где $i = 0, 1, 2, 3, \dots$, а именно:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \dot{C}_i \varphi_i(t), \quad (2.1)$$

где \dot{C}_i — постоянные коэффициенты. Очевидно, с целью устранения избыточности в представлении (2.1) естественно потребовать, чтобы выбранная система функций (базис разложения) являлась линейно независимой, т. е. чтобы ни одна из функций базиса не выражалась в виде линейной комбинации любых других функций. Однако соблюдение данного требования еще не обеспечивает возможности эффективного применения разложения (2.1), что обусловлено сложностью вычисления коэффициентов \dot{C}_i при заданных сигнале $s(t)$ и базисе $\{\varphi_i(t)\}$. Эту возможность создает известная из математики теорема о том, что всякая линейно независимая система функций может быть сделана ортогональной, т. е. такой, для которой справедливо следующее соотношение:

$$\int_{t_1}^{t_2} \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = \begin{cases} 0, & i \neq j, \\ \|\varphi_i\|^2, & i = j, \end{cases}$$

где $\|\varphi_i\|$ называется нормой функции $\varphi_i(t)$. С другой стороны, доказано, что всякая ортогональная система функций является линейно независимой [1], что и служит основанием рассматривать разложение (2.1) исключительно с использованием ортогональных базисов. Значение коэффициента \dot{C}_n в этом случае вычисляется таким образом:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{\|\varphi_n\|^2} \int_{t_1}^{t_2} s(t) \varphi_n(t) dt. \quad (2.2)$$

Ряд (2.1), в котором коэффициенты \dot{C}_i определены в соответствии с формулой (2.2), называется обобщенным рядом Фурье по данной системе функций $\{\varphi_i(t)\}$. Следующий абзац является цитатой из [2].

Выбор наиболее рациональной ортогональной системы функций зависит от цели, преследуемой при разложении сложной функции в ряд. Среди разнообразных задач, требующих разложения сложного сигнала, наиболее важным является: 1) точное разложение на простейшие ортогональные функции; 2) аппроксимация сигналов, процессов или характеристик, когда требуется свести к минимуму число членов ряда при заданной допустимой погрешности. При первой постановке задачи наибольшее распространение получила система основных тригонометрических функций синусов и косинусов. Это объясняется рядом причин. Во-первых, гармоническое колебание является

единственной функцией времени, сохраняющей свою форму при прохождении через любую линейную цепь с постоянными параметрами. Во-вторых, разложение сложного сигнала по синусам и косинусам позволяет использовать символический метод, разработанный для анализа передачи гармонических колебаний через линейные цепи. По этим, а также и некоторым другим причинам гармонический анализ получил широкое распространение во всех отраслях современной науки и техники. При второй постановке задачи — приближенном разложении функции — применяются разнообразные ортогональные системы функций: полиномы Чебышева, Эрмита, Лагерра, Лежандра, функции Уолша и многие др.

Содержание данной лабораторной работы иллюстрирует процесс формирования (синтеза) некоторых периодических сигналов на основе ограниченного числа гармонических составляющих с частотами, кратными частоте повторения. Амплитуды и фазы гармоник могут варьироваться в необходимых пределах, определяемых структурами спектров соответствующих сигналов. Ниже кратко охарактеризованы исследуемые в работе сигналы и приведены их разложения в ряд Фурье (в вещественной форме).

Периодическое колебание прямоугольной формы (меандр) $s_1(t)$ имеет вид, изображенный на рис. 2.1, где $\tau = T/2$. Легко видеть, что в силу четности функции $s_1(t)$ и отсутствия постоянной составляющей ее разложение в ряд Фурье в форме (1.1) будет содержать лишь косинусные компоненты, а именно:

$$s_1(t) = \frac{4E}{\pi} \left(\cos \omega_1 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_1 t - \dots \right), \quad (2.3)$$

где E — амплитуда меандра, $\omega_1 = 2\pi/T$ — круговая частота основной гармоники.

Периодическое колебание пилообразной формы $s_2(t)$ представлено на рис. 2.2. Оно, подобно предыдущему сигналу, не имеет постоянной составляющей и, в отличие от него, является нечетной функцией времени.

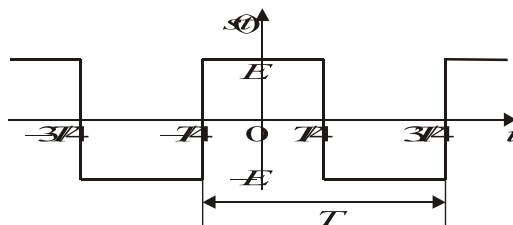


Рис. 2.1

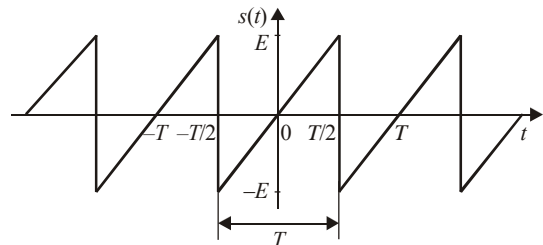


Рис. 2.2

Можно показать, что его разложение в ряд Фурье имеет вид

$$s_2(t) = \frac{2E}{\pi} \left(\sin \omega_1 t - \frac{1}{2} \sin 2\omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t - \dots \right). \quad (2.4)$$

Периодическое колебание треугольной формы $s_3(t)$ изображено на рис. 2.3, особенности его представления рядом Фурье аналогичны случаю 1, а разложение таково:

$$s_3(t) = \frac{8E}{\pi^2} \left(\cos \omega_1 t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega_1 t + \dots \right). \quad (2.5)$$

Амплитудно-модулированное колебание (АМК) с однотоновой модуляцией $s_4(t)$ имеет следующее аналитическое выражение:

$$s_4(t) = A_0 [1 + m \cos(\Omega t + \Psi)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.6)$$

где A_0 , ω_0 , φ_0 — амплитуда, круговая частота и начальная фаза несущего колебания соответственно; $0 \leq m \leq 1$ — коэффициент амплитудной модуляции; Ω , Ψ — круговая

частота и начальная фаза модулирующего гармонического колебания. В частном случае при нулевых значениях параметров Ψ и φ_0 формула (2.6) может быть преобразована к виду

$$s_4(t) = A_0 \cos \omega_0 t + \frac{A_0 m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{A_0 m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (2.7)$$

Структура АМК с однотоновой модуляцией изображена на рис. 2.4.

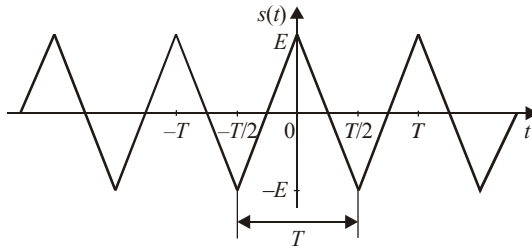


Рис. 2.3

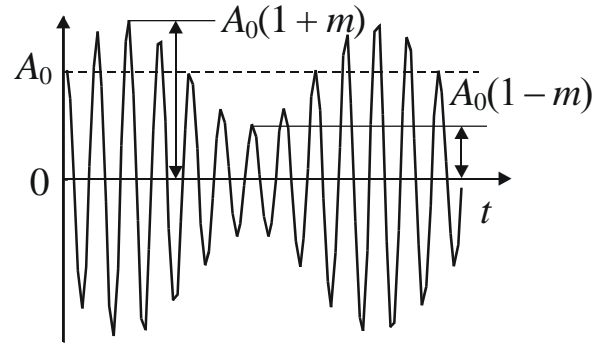


Рис. 2.4

Колебание с однотоновой угловой модуляцией (УМ) $s_5(t)$ в общем случае описывается таким образом:

$$s_5(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t + \Psi) + \varphi_0], \quad (2.8)$$

где β — индекс УМ, а остальные обозначения имеют тот же смысл, что и в формуле (2.6). В случае УМ (частотной или фазовой) с малой глубиной ($\beta \ll 1$) выражение (2.8) при нулевых значениях начальных фаз Ψ и φ_0 может быть представлено в следующей форме:

$$s_5(t) \approx A_0 \cos \omega_0 t + \frac{A_0 \beta}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t] + \frac{A_0 \beta}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \pi]. \quad (2.9)$$

Если же условие малости глубины модуляции не выполняется, то колебание с однотоновой УМ может быть разложено в бесконечный ряд:

$$s_5(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_0 J_k(\beta) \cos(\omega_0 + k\Omega)t. \quad (2.10)$$

Возможная структура колебания с однотоновой УМ (2.8) изображена на рис. 2.5.

Периодическая последовательность δ -функций $s_6(t)$, широко используемых в теоретической радиотехнике, представлена на рис. 2.6.

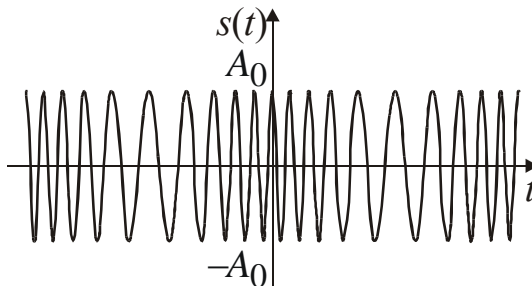


Рис. 2.5

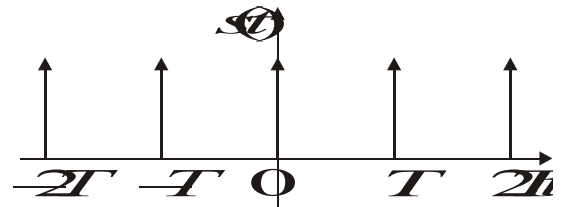


Рис. 2.6

Если следовать критериям, которым должен удовлетворять периодический сигнал, разлагаемый в ряд Фурье, то последовательность $s_6(t)$ в полной мере им не соответствует, поскольку δ -функция представляет собой, по существу, разрыв второго рода [2]. Аналитическое выражение для последовательности $s_6(t)$ имеет вид

$$s_6(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t + kT), \quad (2.11)$$

где T — период последовательности. Однако формальное применение разложения в ряд Фурье в виде (1.1) к рассматриваемой последовательности (2.11) приводит к приемлемому результату, а именно:

$$s_6(t) = \frac{1}{T} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \cos \omega_n t. \quad (2.12)$$

Подобный подход к представлению сигналов рядом и интегралом Фурье используется в теории обобщенных функций, к которым принадлежит, в частности, и δ -функция [2].

Из соотношения (2.12) следует, что переменная составляющая $s_{6\sim}(t)$ периодической последовательности δ -функций $s_6(t)$ может быть записана в виде

$$s_{6\sim}(t) \sim \sum_{n=1}^{\infty} \cos \frac{2\pi}{T} n t. \quad (2.13)$$

3.2.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.

3.3 Практическое занятие №3 (2 часа).

Тема: Электронные приборы и компоненты

3.3.1 Задание для работы: изучить частотно-избирательных цепи на основе колебательных контуров.

3.3.2 Краткое описание проводимого занятия:

Последовательный колебательный контур (рис. 1, а) удобно рассматривать как четырехполюсник. На резонансной частоте ω_p он обладает низким входным сопротивлением и для обеспечения колебательного режима должен подключаться к источнику сигнала с достаточно малым выходным сопротивлением r_Γ , таким, чтобы выполнялось условие $r_0 + r_\Gamma = r \ll \rho$, где $\rho = \sqrt{L/C} = \omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$ — волновое, или характеристическое сопротивление контура.

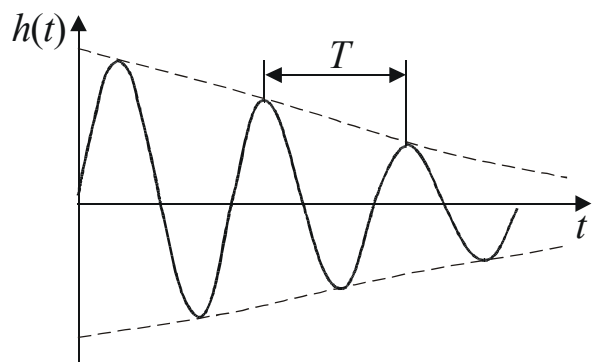
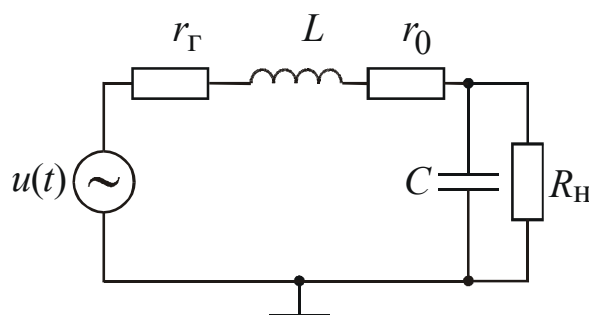


Рис. 1

Пренебрегая сопротивлением нагрузки (полагая его достаточно большим, $R_H \gg r$), запишем дифференциальное уравнение для выходного напряжения четырехполюсника $u_C(t)$:

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + rC \frac{du_C}{dt} + u_C = U \sigma(t), \quad (1.1)$$

где в качестве входного воздействия взята взвешенная функция включения $\sigma(t)$ (функция Хевисайда). Однородному дифференциальному уравнению

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + rC \frac{du_C}{dt} + u_C = \frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{r}{L} \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{LC} u_C = 0 \quad (1.2)$$

соответствует характеристическое уравнение

$$p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2 = 0$$

с корнями $p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm \omega_p$; здесь $\alpha = r/(2L)$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

(«собственная» резонансная частота контура). Решение неоднородного дифференциального уравнения (1.1) ищут в виде суммы решения уравнения (1.2) и так называемого частного решения уравнения (1.1), которое при выбранном входном воздействии оказывается просто константой U :

$$u_C(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + U.$$

Используя очевидные начальные условия $u_C(0) = 0$, $i(0) = 0$, находят константы A_1 и A_2 и записывают решение

$$u_C(t) = U - U(\cos \omega_p t + \frac{\alpha}{\omega_p} \sin \omega_p t) e^{-\alpha t},$$

которое при нормировке к $U = 1$ В становится *безразмерной переходной характеристикой* четырехполосника $g(t)$. Так как импульсная характеристика $h(t) = dg/dt$, получают

$$h(t) = \frac{\omega_0^2}{\omega_p} e^{-\alpha t} \sin \omega_p t \approx \omega_0 e^{-\alpha t} \sin \omega_p t \approx \omega_p e^{-t/\tau_K} \sin \omega_p t, \quad t \geq 0. \quad (1.3)$$

График $h(t)$ приведен на рис. 1.1, б. В выражении (1.3) приближение сделано в предположении малых потерь, $\alpha \ll \omega_p \approx \omega_0$, а также введена постоянная времени $\tau_K = 2L/r = 2Q_H/\omega_p$ последовательного колебательного контура. Здесь Q_H — нагруженная добротность контура, определяемая соотношением

$$Q_H = \rho/(r_T + r_0) = \rho/r = \omega_0 L/r \approx \omega_p L/r. \quad (1.4)$$

Комплексный коэффициент передачи последовательного колебательного контура в так называемом приближении малых расстройек рассчитывается просто:

$$\begin{aligned} \dot{K}(\omega) &= \frac{1/i\omega C}{r + j\omega L + 1/i\omega C} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega rC} = \frac{1/LC}{1/LC - \omega^2 + j\omega r/L} = \\ &= \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega \frac{r}{L}} = \frac{1}{\frac{\omega_0 + \omega}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} + j \frac{\omega}{\omega_0^2} \frac{r}{L}} \approx \frac{1}{j \frac{r}{\omega_0 L} + 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} = \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{j \frac{1}{Q_H} + 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} = \dot{K}(\omega_0 + \Delta\omega) = \frac{Q_H}{j + 2Q_H \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \approx \frac{Q_H}{j + 2Q_H \frac{\Delta\omega}{\omega_p}}. \quad (1.5)$$

Здесь принято $\omega_0 - \omega = \Delta\omega \ll \omega_p$, $\omega_0 + \omega \approx 2\omega_0$ — в приближении малых расстроек.

Комплексный коэффициент передачи может быть также получен в результате применения к импульсной характеристике $h(t)$ прямого преобразования Фурье

$$\dot{K}(\omega) = \int_0^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.6)$$

Нижним пределом интеграла в выражении (4.6) берут 0, так как импульсная характеристика физически реализуемого четырехполюсника существует только при $t \geq 0$. С использованием введенной постоянной времени $\tau_K = 2L/r = 2Q_H/\omega_p$ результат (1.5) записывается в виде

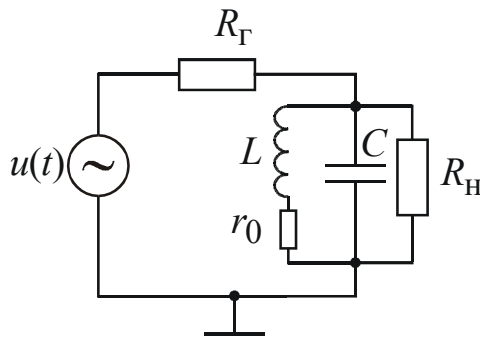
$$\dot{K}(\omega) \approx \int_0^{\infty} \omega_p e^{-\frac{t}{\tau_K}} \sin \omega_p t e^{-j\omega t} dt = \frac{Q_H}{j + \tau_K \Delta\omega}.$$

АЧХ и ФЧХ цепи определяются выражениями

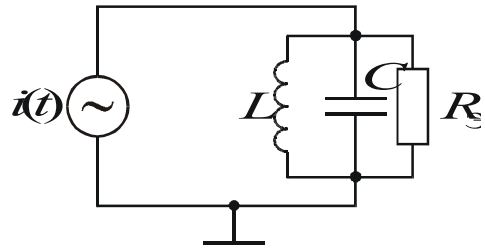
$$K(\omega) = \frac{Q_H}{\sqrt{1 + (\tau_K \Delta\omega)^2}}, \quad \varphi_K(\omega) = \arctg(\tau_K \Delta\omega) - \frac{\pi}{2}. \quad (1.7)$$

Входное сопротивление последовательного колебательного контура на резонансной частоте мало и равно эквивалентному сопротивлению потерь, $R_{ВХ} = r$. Поэтому последовательные контуры часто используют как *режекторные* фильтры для подавления сигнала на резонансной частоте.

Параллельный колебательный контур представляет собой параллельное соединение L и C элементов (рис. 1.2, а). Используют высокодобротные катушки индуктивности и конденсаторы с малыми потерями, причем потерями в конденсаторе в большинстве случаев пренебрегают и собственные потери контура представляют сопротивлением r_0 , отнесенным к индуктивности. Для удобства анализа схемы последовательное соединение r_0 и L пересчитывают в параллельное соединение *эквивалентного сопротивления* $R_{Э0}$ и L , пренебрегая квадратом сопротивления потерь r_0^2 по сравнению с квадратом индуктивного сопротивления, $(\omega_p L)^2 \gg r_0^2$. На резонансной частоте параллельный контур имеет достаточно высокое эквивалентное сопротивление $R_{Э0} = \rho^2 / r_0 = \rho Q_0$, где ρ , как и для последовательного контура — волновое или характеристическое сопротивление, равное сопротивлению одной ветви контура на резонансной частоте, $\rho = \sqrt{L/C} \approx \omega_p L = 1/(\omega_p C)$; $Q_0 = \rho / r_0$ — *собственная* (ненагруженная) *добротность* колебательной системы. Для сохранения в контуре колебательного режима добротность должна быть достаточно велика, следовательно, подключаемые к нему сопротивления источника сигнала (генератора) $R_{Г}$ и нагрузки $R_{Н}$ должны быть большими ($R_{Г}, R_{Н} \geq R_{Э0}$).



a



б

Рис. 1.2

Для исследования временных характеристик параллельного контура источник напряжения $u(t)$ (рис. 1.2, *a*) заменяют источником тока $i(t) = u(t)/R_{\Gamma}$, а параллельно подключенные к контуру сопротивления R_{Γ} и $R_{\text{Н}}$ пересчитывают с учетом $R_{\text{Э0}}$ в эквивалентное сопротивление $R_{\text{Э}}$ (рис. 1.2, *б*) в соответствии с равенством $\frac{1}{R_{\text{Э}}} = \frac{1}{R_{\Gamma}} + \frac{1}{R_{\text{Н}}} + \frac{1}{R_{\text{Э0}}}$, где $R_{\text{Э}} = \rho Q_{\text{Н}}$, $Q_{\text{Н}}$ — *нагруженная добротность* параллельного контура. Иногда используют понятие *внешней добротности* $Q_{\text{ВН}}$, которая связывает собственную и нагруженную добротности $\frac{1}{Q_{\text{Н}}} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{ВН}}}$.

Импульсной реакцией или *импульсной характеристикой* параллельного колебательного контура принято называть напряжение $u_{\text{С}}(t)$ при воздействии на контур дельта-импульса тока $\delta_i(t) = \delta_u(t)/R_{\Gamma}$ (при экспериментальном определении импульсной характеристики используют достаточно короткий импульс). Импульсная реакция параллельного контура имеет колебательный характер и может быть записана как

$$h(t) = \frac{e^{-\alpha t}}{C} \left(\cos \omega_{\text{p}} t + \frac{\alpha}{\omega_{\text{p}}} \sin \omega_{\text{p}} t \right) \approx \frac{e^{-\alpha t}}{C} \cos \omega_{\text{p}} t. \quad (1.8)$$

Здесь $\alpha = 1/(2R_{\text{Э}}C)$. Приближение (1.8) с учетом того, что $\alpha \ll \omega_{\text{p}} \approx \omega_0$ (напомним, что $\omega_{\text{p}} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$, где ω_0 — «собственная» резонансная частота контура), принимают для высокодобротного контура. Вводят также понятие *постоянной времени* $\tau_{\text{к}} = 2R_{\text{Э}}C = 2Q_{\text{Н}} / \omega_{\text{p}}$ нагруженного параллельного контура и записывают выражение (1.8) в форме

$$h(t) = \frac{1}{C} e^{-t/\tau_{\text{к}}} \cos \omega_{\text{p}} t, \quad t \geq 0. \quad (4.9)$$

Из выражений (1.3) и (1.9) следует, что $\tau_{\text{к}}$ является *интервалом времени между точками, соответствующими спаду огибающей импульсной характеристики в $e = 2,72 \dots$ (основание натуральных логарифмов) раз.*

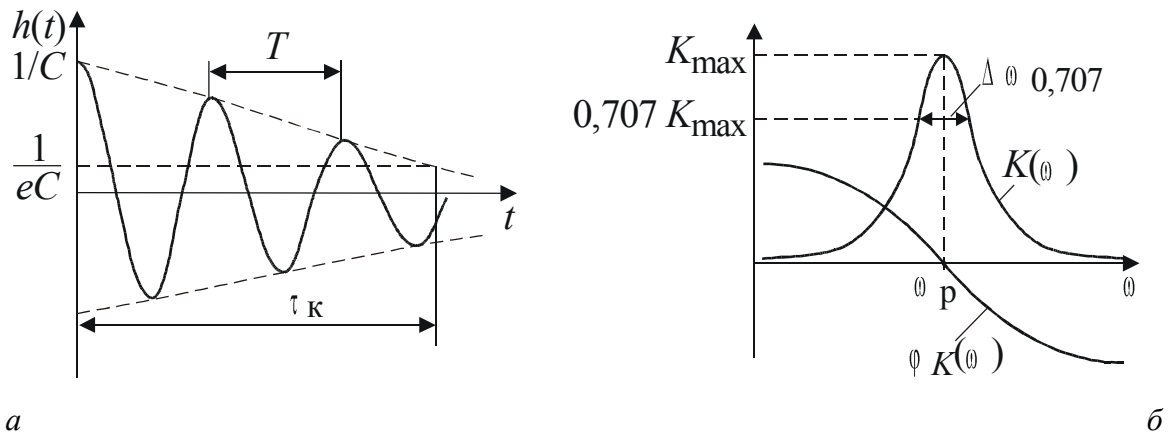


Рис. 1.3

Из выражения (1.6) следует, что при безразмерном $\dot{K}(\omega)$ размерностью $h(t)$ является $1/c$. При определении импульсной характеристики параллельного колебательного контура было принято воздействие в виде дельта-импульса тока, а в качестве реакции — напряжение на контуре, поэтому размерностью $\dot{K}(\omega)$ здесь будет Ом — размерность отношения $\dot{U}(\omega) / \dot{I}(\omega) = \dot{z}(\omega)$, — а размерностью $h(t)$ будет Ом/с = $1/\Phi$, что поясняет присутствие в выражениях (4.8) и (4.9) множителя $1/C$. Комплексный коэффициент передачи параллельного колебательного контура записывается как

$$\dot{K}(\omega) = \dot{K}(\omega_p + \Delta\omega) = \frac{R_3}{(1 - j2Q_H \frac{\Delta\omega}{\omega_p})} = \frac{R_3}{(1 - j\tau_K \Delta\omega)}, \quad (4.10)$$

где $\Delta\omega = \omega_p - \omega$ — абсолютная расстройка, как и для последовательного колебательного контура. Можно показать, что если $\Delta\omega_{0,707}$ — полоса заграждения контура на уровне 0,707 от максимума АЧХ, то $Q_H = \omega_p / \Delta\omega_{0,707}$ — добротность контура, практически совпадающая с нагруженной добротностью контура, определенной через временные характеристики. Из выражения (1.10) определяют АЧХ и ФЧХ цепи (рис. 1.3, б)

$$K(\omega) = \frac{R_3}{\sqrt{1 + (\tau_K \Delta\omega)^2}}, \quad \varphi_K(\omega) = \arctg(\tau_K \Delta\omega). \quad (4.11)$$

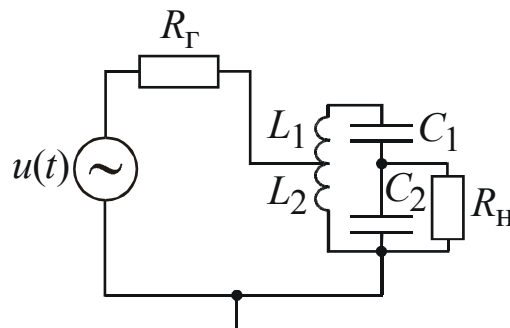


Рис. 1.4

Снизить влияние сопротивлений R_G и R_H на колебательный контур можно, используя так называемое *частичное включение* контура: генератор и нагрузка подключаются к отводу катушки индуктивности и к части емкостной ветви (рис. 4.4) контура. Используют *коэффициенты включения*

$$m = \frac{L_2}{L_1 + L_2}, \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

При подключении источника напряжения $u(t)$ к части индуктивной ветви контура он может быть заменен генератором тока $i'(t) = \frac{u(t)}{m} \frac{m^2}{R_\Gamma} = m i(t)$, подключенным к контуру вида рис. 1.2, б. В этом случае комплексная частотная характеристика приобретает вид

$$\dot{K}(\omega) = \frac{mnR'_3}{1 - jQ'_H \frac{2\Delta\omega}{\omega_p}},$$

где $Q'_H = \frac{R'_3}{\rho}$ — эквивалентная нагруженная добротность, $R'_3 = \frac{\rho^2}{r_0 + r_\Gamma + r_H}$ — эквивалентное сопротивление контура с учетом собственных и внешних потерь, $r_0 = \frac{\rho^2}{R_{30}}$ — собственные потери контура (от коэффициентов включения не зависят), $r_\Gamma = \frac{m^2 \rho^2}{R_\Gamma}$, $r_H = \frac{n^2 \rho^2}{R_H}$ — пересчитанные с учетом частичного включения сопротивления генератора и нагрузки. Подбором коэффициентов включения удастся обеспечить требуемую полосу пропускания контура и расчетное эквивалентное сопротивление. Это особенно важно при использовании параллельного контура в качестве нагрузки в резонансных усилителях и генераторах.

3.3.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.

3.4 Практическое занятие №4 (2 часа).

Тема: Избирательные четырехполюсники

3.4.1 Задание для работы: изучение преобразования колебательным контуром и системой связанных контуров непрерывного АМ-колебания и радиоимпульса

3.4.2 Краткое описание проводимого занятия:

Модель радиосигнала с амплитудной модуляцией представляют как

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (5.1)$$

где $U(t)$ — огибающая, ω_0 — несущая частота и φ_0 — начальная фаза.

АМК с тональной (однотональной) модуляцией (рис. 5.1). Модель такого сигнала представляют как

$$u(t) = A [1 + m \cos(\Omega t + \gamma)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mA}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \gamma + \frac{mA}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \gamma, \quad (5.2)$$

где огибающая $U(t) = A [1 + m \cos(\Omega t + \gamma)]$, A — амплитуда несущего колебания, m — коэффициент амплитудной модуляции, Ω и γ — частота и начальная фаза модулирующего гармонического колебания $\cos(\Omega t + \gamma)$; время $t \in (-\infty, \infty)$. Спектральный состав АМК в соответствии с выражением (5.2) представляется в виде суммы трех спектральных составляющих с частотами ω_0 , $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$ и

амплитудами A , $mA/2$, $mA/2$ соответственно (рис. 5.2). Составляющая с частотой ω_0 называется несущим колебанием.

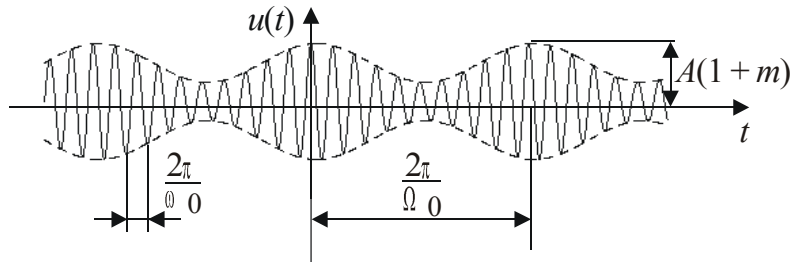


Рис. 5.1

Рис. 5.2

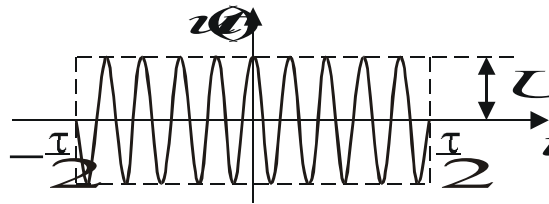


Рис. 5.3

Радиоимпульс с прямоугольной огибающей (рис. 5.3). Модель такого радиоимпульса также записывается в виде выражения (5.1), где огибающая $U(t) = U$ в интервале $t \in [-\tau/2, \tau/2]$ и $U(t) = 0$, если $t \notin [-\tau/2, \tau/2]$.

Комплексный сигнал, соответствующий «физическому» сигналу (5.1), имеет вид

$$\dot{u}(t) = \dot{U}(t)e^{j\omega_0 t}, \quad (5.3)$$

где $\dot{U}(t) = U(t)e^{j\varphi_0}$ — комплексная огибающая. «Физический» сигнал связан с комплексным соотношением

$$u(t) = \text{Re} \dot{u}(t) = \text{Re} \dot{U}(t)e^{j\omega_0 t}.$$

Спектральная функция комплексного сигнала (5.3) имеет вид

$$\dot{S}_K(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t)e^{-j(\omega-\omega_0)t} dt = e^{j\varphi_0} \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-j(\omega-\omega_0)t} dt = e^{j\varphi_0} \dot{S}_0(\omega - \omega_0), \quad (5.4)$$

где $\dot{S}_0(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-j\omega t} dt$ — спектральная функция огибающей $U(t)$.

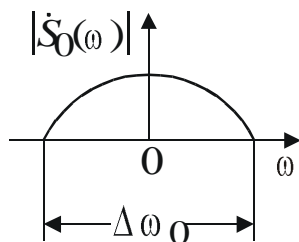


Рис. 5.4

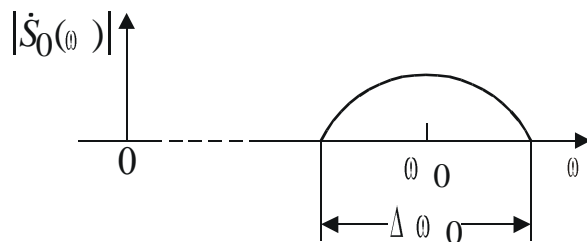


Рис. 5.5

Связь спектральной функции комплексного сигнала и спектральной функции огибающей иллюстрируют рис. 5.4 и 5.5. На рис. 5.4 изображен возможный вид модуля спектральной функции некоторой огибающей, а на рис. 5.5 — модуль спектральной функции соответствующего комплексного сигнала. Как следует из выражения (5.4), $|\dot{S}_K(\omega)|$ получается при сдвиге $|\dot{S}_0(\omega)|$ по оси частот на ω_0 . Отметим, что (эффективная) ширина спектра радиоимпульса $\Delta\omega_0$, как правило, значительно меньше ω_0 .

Метод низкочастотного эквивалента. Пусть задан комплексный коэффициент передачи

$$\dot{K}(\omega) = K(\omega) \exp[j\varphi_K(\omega)],$$

где модуль $K(\omega)$ определяет АЧХ, а фаза $\varphi_K(\omega)$ — ФЧХ цепи. С использованием спектрального метода сигнал на выходе линейной цепи ищут в виде интеграла

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где $\dot{S}(\omega)$ — спектральная функция входного сигнала. Комплексный сигнал на выходе линейной цепи записывается в виде

$$\dot{u}_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_K(\omega - \omega_0) \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = e^{j\varphi_0} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(\omega) \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (5.5)$$

Произведем в (5.5) замену переменной: $\lambda = \omega - \omega_0$, $\omega = \omega_0 + \lambda$. Тогда

$$\dot{u}_{\text{вых}}(t) = \left[e^{j\varphi_0} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(\lambda) \dot{K}(\omega_0 + \lambda) e^{j\lambda t} d\lambda \right] e^{j\omega_0 t} = \dot{U}_{\text{вых}}(t) e^{j\omega_0 t}, \quad (5.6)$$

где $\dot{U}_{\text{вых}}(t) = e^{j\varphi_0} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_0(\lambda) \dot{K}(\omega_0 + \lambda) e^{j\lambda t} d\lambda$ — комплексная огибающая

радиосигнала на выходе цепи. В формулу (5.6) входит комплексный коэффициент передачи $\dot{K}(\omega_0 + \lambda)$. Цепь с таким коэффициентом передачи называется *низкочастотным эквивалентом* исходной линейной цепи. Из выражения (5.6) следует, что для исследования преобразования радиосигнала линейной цепью *достаточно рассмотреть преобразование комплексной огибающей $\dot{U}(t)$, которой соответствует спектральная функция $\dot{S}_0(\lambda)$ входного сигнала*, низкочастотным эквивалентом цепи. Такой подход к расчету преобразования радиосигнала линейной цепью называется *методом низкочастотного эквивалента*.

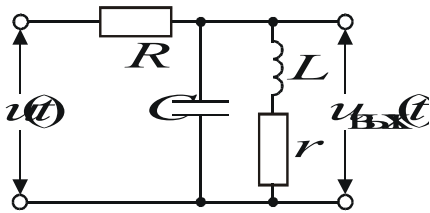


Рис. 5.6

Параллельный одиночный колебательный контур (КК) включен (рис. 5.6) в виде четырехполюсника — полосового фильтра с комплексным коэффициентом передачи

$$\dot{K}(\omega) = \frac{K_0}{1 + jQ^2 \Delta\omega / \omega_p} = K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)},$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_p$ — абсолютная расстройка; $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ — резонансная частота; $Q = \rho / (r + \rho^2/R)$ — добротность; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристическое

сопротивление; $K_0 = 1/[1 + R/\rho Q]$ — коэффициент передачи фильтра при $\Delta\omega = 0$ (на резонансной частоте). АЧХ фильтра на основе КК:

$$K(\omega) = K_0 / \sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_p}\right)^2}.$$

ФЧХ фильтра:

$$\varphi_K(\omega) = -\arctg\left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_p}\right).$$

Эти характеристики показаны на рис. 5.7.

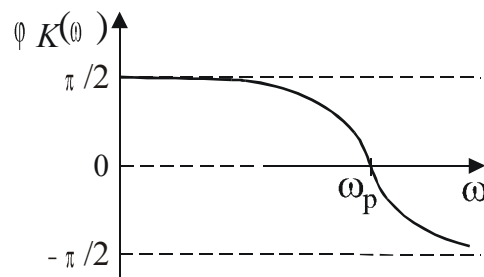
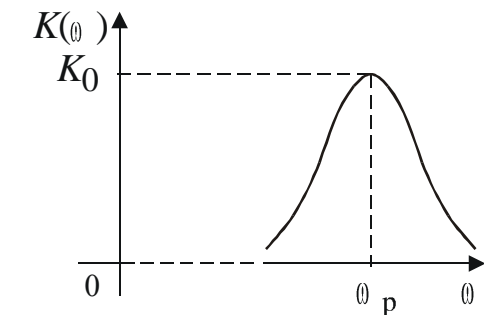


Рис. 5.7

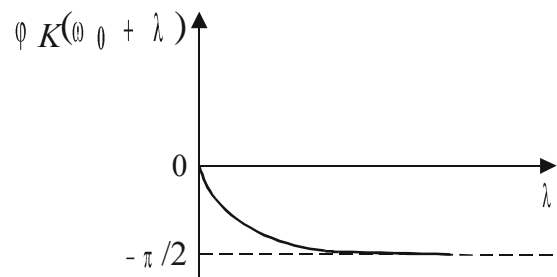
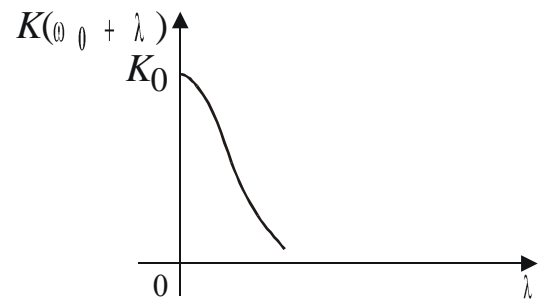


Рис. 5.8

Комплексный коэффициент передачи низкочастотного эквивалента при $\omega_0 = \omega_p$ определим, положив $\omega = \omega_0 + \lambda$:

$$\dot{K}(\omega_0 + \lambda) = \frac{K_0}{1 + jQ \frac{2\lambda}{\omega_p}} = K(\omega_0 + \lambda) e^{j\varphi_K(\omega_0 + \lambda)}.$$

АЧХ и ФЧХ записываются в виде:

$$K(\omega_0 + \lambda) = K_0 / \sqrt{1 + \left(Q \frac{2\lambda}{\omega_0}\right)^2}, \quad \varphi_K(\omega_0 + \lambda) = -\arctg\left(Q \frac{2\lambda}{\omega_0}\right)$$

и показаны на рис. 5.8. Легко показать, что они соответствуют характеристикам ФНЧ — фильтра нижних частот (рис. 5.9), постоянная времени которого определяется как

$$\tau = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 = \frac{2Q}{\omega_0}. \text{ Отношение } \frac{R_2}{R_1 + R_2} = K_0.$$

Если на вход такого фильтра поступает соответствующее огибающей входного радиосигнала воздействие $U(t)$, то отклик ФНЧ будет аналогичен огибающей $U_{\text{вых}}(t)$ радиосигнала на выходе колебательного контура:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_0 \lambda \dot{K} \omega_0 + \lambda e^{j\lambda t} d\lambda.$$

Комплексная огибающая выходного радиосигнала определяется при этом как $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВЫХ}}(t)e^{j\varphi_0}$, а радиосигнал находят по формуле

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \text{Re } \dot{U}_{\text{ВЫХ}}(t)e^{j\omega_0 t} = U_{\text{ВЫХ}}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Низкочастотный эквивалент системы связанных контуров (рис. 5.10) определяется аналогичным образом; подробные выкладки здесь опускаются.

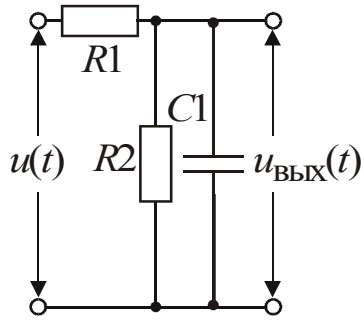


Рис. 5.9

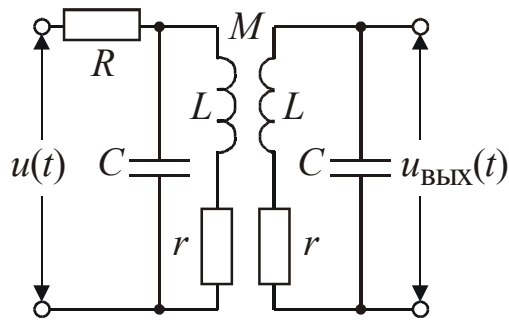


Рис. 5.10

АЧХ системы связанных контуров для различных значений так называемого фактора связи $\alpha = \omega M/r$ приведены на рис. 5.11. На рис. 5.12 представлены АЧХ соответствующего низкочастотного эквивалента при $\omega_0 = \omega_p$.

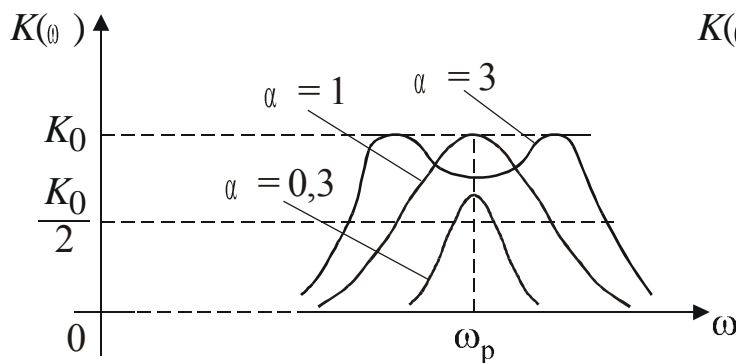


Рис. 5.11

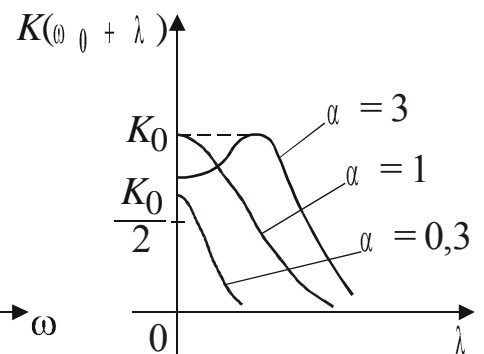


Рис. 5.12

Преобразование АМК с тональной модуляцией (см. рис. 5.1) **фильтром на основе КК и системой связанных контуров.** Разумеется, метод низкочастотного эквивалента справедлив и при периодическом законе изменения огибающей радиосигнала. Огибающая входного АМК есть $U(t) = A + mA\cos(\Omega t + \gamma)$. Используя спектральный метод расчета, запишем выражение для огибающей АМК $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ на выходе избирательной цепи при $\omega_0 = \omega_p$:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(t) &= AK(\omega_p) + mA K(\omega_p + \Omega) \cos[\Omega t + \gamma + \varphi_K(\omega_p + \Omega)] = \\ &= A_1 [1 + m_{\text{ВЫХ}} \cos[\Omega t + \gamma + \varphi_K(\omega_p + \Omega)]] , \end{aligned}$$

где $A_1 = AK(\omega_p)$ — амплитуда несущего колебания, $m_{\text{вых}} = mK(\omega_p + \Omega)/K(\omega_p)$ — коэффициент модуляции АМК на выходе избирательной цепи.

При изменении частоты модуляции Ω коэффициент модуляции выходного АМК $m_{\text{вых}}$ изменяется пропорционально величине $K(\omega_p + \Omega)$. Это обусловлено тем, что каждая спектральная составляющая входного АМК при прохождении через избирательную цепь ослабляется по амплитуде пропорционально соответствующему значению АЧХ $K(\omega)$. На рис. 5.13 показаны: а) спектральный состав входного АМК, б) АЧХ избирательной цепи, в) спектральный состав выходного АМК.

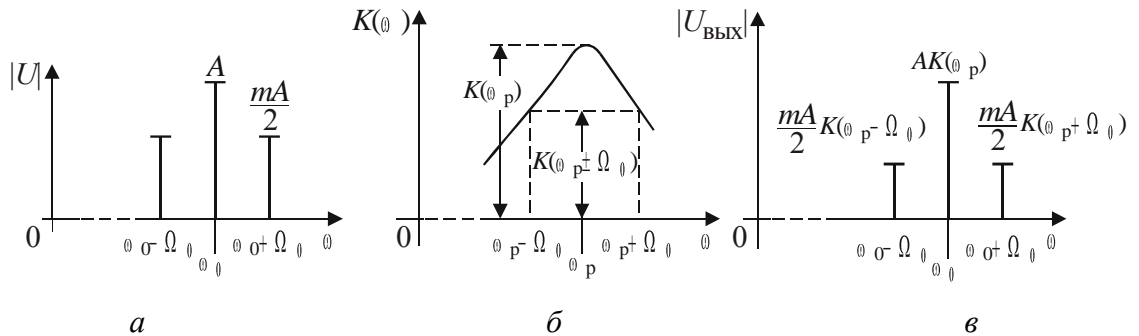


Рис. 5.13

Преобразование фильтром на основе КК радиоимпульса с прямоугольной огибающей длительностью T , амплитудой U и несущей частотой ω_0 . Огибающая $U_{\text{вых}}(t)$ определится как отклик низкочастотного эквивалента фильтра на основе КК (см. рис. 5.9) на воздействие в виде прямоугольного видеоимпульса. Легко показать, что этот отклик имеет вид

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} UK_0(1 - e^{-t/\tau}), & t \in [0, T], \\ UK_0(e^{T/\tau} - 1)e^{-t/\tau}, & t \in [T, \infty), \end{cases}$$

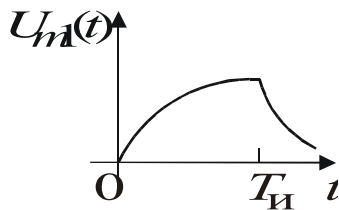


Рис. 5.14

где $\tau = 2Q/\omega_p$ — постоянная времени фильтра. Форма огибающей $U_{\text{вых}}(t)$ показана на рис. 5.14.

Если несущая частота ω_0 не совпадает с резонансной частотой ω_p , расчет преобразования радиоимпульса избирательной цепью заметно усложняется. Рассмотрим соответствующее преобразование *переднего фронта* рассматриваемого радиоимпульса, который можно записать как

$$u(t) = U\sigma(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где $\sigma(t)$ — функция единичного скачка (функция Хевисайда), колебательным контуром при $\omega_0 \neq \omega_p$. Пусть расстройка контура $\Delta\omega_p = \omega_0 - \omega_p$. В этом случае комплексный коэффициент передачи низкочастотного эквивалента имеет вид

$$\dot{K}(\omega_0 + \Omega) = \frac{K_0}{1 + j \left[2Q(\Omega + \Delta\omega_p) / \omega_p \right]}.$$

Спектральная функция огибающей переднего фронта радиоимпульса:

$$\dot{S}_0(\Omega) = \frac{U}{j\Omega} + \pi U \delta(\Omega).$$

Подставив $\dot{S}_0(\Omega)$ и $\dot{K}(\omega_0 + \Omega)$ в выражение (5.6), получим комплексную огибающую отклика на выходе контура

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \frac{UK_0}{\sqrt{1 + (\Delta\omega_p \tau)^2}} \sqrt{1 - e^{-t/\tau} \cos \Delta\omega_p t + e^{-2t/\tau}} e^{j\varphi_0 + \varphi(t) - \varphi_k},$$

$$\text{где } \tau = 2Q/\omega_p, \quad \varphi_k = \arctg \Delta\omega_p \tau, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{e^{-t/\tau} \sin \Delta\omega_p t}{1 - e^{-t/\tau} \cos \Delta\omega_p t}.$$

При отсутствии расстройки ($\Delta\omega_p = 0$) огибающая $U_{\text{вых}}(t)$ возрастает по экспоненциальному закону, асимптотически устремляясь к значению $K_0 U$. При наличии расстройки огибающая изменяется по сложному закону, приобретая при достаточно больших расстройках ($\Delta\omega_p \tau > 1$) колебательный характер. Наличие дополнительного члена $\varphi(t)$ в полной фазе комплексной огибающей выходного сигнала свидетельствует о появлении *дополнительной угловой модуляции* колебания на выходе избирательной цепи.

3.4.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.

3.5 Практическое занятие №5 (2 часа).

Тема: Общая характеристика систем передачи информации

3.5.1 Задание для работы: изучение частотных и временных характеристик случайных процессов, их взаимосвязи и преобразования при прохождении через линейную цепь.

3.5.2 Краткое описание проводимого занятия:

Вероятностные характеристики случайных процессов. Случайными называют сигналы, мгновенные значения которых заранее неизвестны и могут быть предсказаны лишь с некоторой вероятностью, меньшей единицы. Их характеристики могут быть только статистическими, т. е. иметь вероятностный вид. В радиоэлектронике все сигналы, несущие информацию, а также большинство помех и шум являются случайными.

По отношению к случайной величине, изменяющейся во времени, например мгновенному значению напряжения случайного сигнала $u(t)$, применяют термин *случайный процесс*. Этот термин объединяет случайные сигналы, помехи и шумы. Конкретный вид части случайного процесса на ограниченном интервале времени (например, в виде записи в запоминающем осциллографе) называют его *реализацией*.

Большинство случайных процессов, встречающихся на практике, с достаточной точностью можно считать стационарными и эргодическими.

Случайный процесс называется *стационарным* в широком смысле, если его двумерная плотность вероятности удовлетворяет условию $p_2(x_1, x_2, t_1, t_2) = p_2(x_1, x_2, \tau)$, где $\tau = t_2 - t_1$. При этом одномерная плотность вероятности от времени не зависит: $p_1(x_1, t_1) = p_1(x_1)$.

Случайный процесс называется *эргодическим*, если любая его характеристика, полученная статистическим усреднением по множеству реализаций, совпадает с такой же

характеристикой, полученной усреднением по времени одной реализации достаточно большой длины.

Отклонения случайного процесса $u(t)$ от его среднего значения \bar{u} (постоянной составляющей, рис. 6.1, а) называют *флуктуациями* (рис. 6.1, б)

$$\xi(t) = u(t) - \bar{u}. \quad (6.1)$$

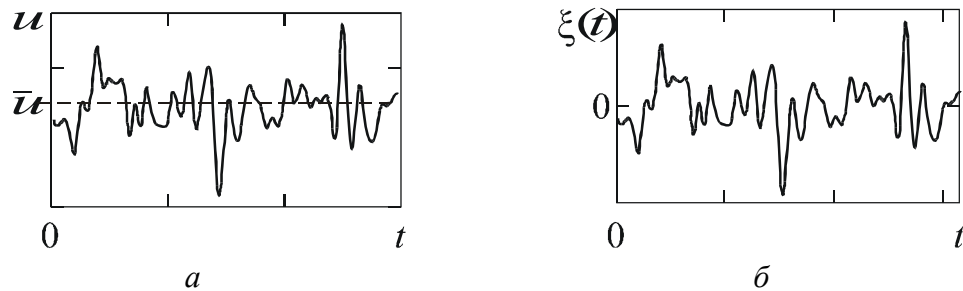


Рис. 6.1

При исследовании стационарных эргодических процессов основной интерес представляют свойства их флуктуаций $\xi(t)$, для описания которых вводят корреляционную функцию (КФ) флуктуаций и спектральную плотность мощности.

Корреляционно-спектральный анализ случайных процессов. Корреляционная функция $R(\tau)$ является мерой статистической связи между мгновенными значениями случайного процесса, разделенными интервалом времени τ . Иными словами, она позволяет оценить, насколько существенно в среднем успеет измениться значение флуктуаций за время τ по сравнению с наблюдаемым мгновенным значением в исходный момент времени t . Для стационарного эргодического процесса КФ определяется соотношением

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \xi(t) \xi(t + \tau) dt, \quad (6.2)$$

где $\xi(t)$ и $\xi(t + \tau)$ — мгновенные значения флуктуаций соответственно в моменты t и $t + \tau$; $2T$ — длина реализации, на которой производится усреднение. Знак τ может быть любым. Чтобы лучше уяснить физический смысл этого выражения, рассмотрим следующую операцию предельного перехода.

Возьмем реализацию случайного процесса (рис. 6.2) длиной $2T$ и выберем на ней отсчетные моменты времени t_1, t_2, t_3, \dots , следующие с равным шагом. Зададимся интервалом времени τ и определим мгновенные значения: $\xi(t_1), \xi(t_1 + \tau); \xi(t_2), \xi(t_2 + \tau); \xi(t_3), \xi(t_3 + \tau)$ и т. д. Затем вычислим сумму

$$\xi(t_1) \xi(t_1 + \tau) + \xi(t_2) \xi(t_2 + \tau) + \xi(t_3) \xi(t_3 + \tau) + \dots \quad (6.3)$$

и разделим ее на длину реализации $2T$ (в этом и заключается операция усреднения). Чтобы перейти к определению (6.2), надо брать моменты t_1, t_2, t_3 с бесконечно малым шагом dt , а длину реализации $2T$ устремить к бесконечности. В результате получим одно значение КФ для выбранного значения τ . Если процесс во времени изменяется медленно, то за интервал τ его мгновенные значения существенно не изменятся (как, например, на рис. 6.2).

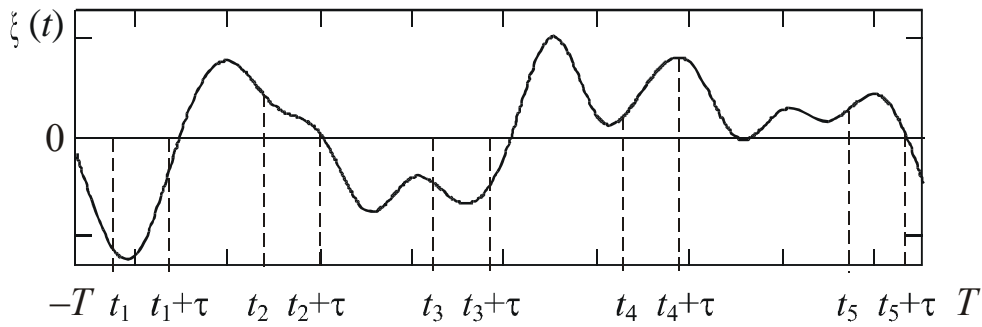


Рис. 6.2

Поэтому с большой вероятностью сомножители $\xi(t_i)$, $\xi(t_i + \tau)$ в сумме (6.3) окажутся с одним знаком; большинство слагаемых будут положительными и в результате вычисленное значение $R(\tau)$ окажется существенно больше нуля.

При более быстром изменении значений процесса во времени или при значительном увеличении интервала τ статистическая связь между значениями $\xi(t_i)$ и $\xi(t_i + \tau)$ ослабевает, их знаки с равной вероятностью могут оказаться как одинаковыми, так и разными. В результате сумма (6.3) и значение $R(\tau)$ стремятся к нулю.

Функция $R(\tau)$ достигает максимума при $\tau = 0$. Значение $R(0) \geq R(\tau)$ соответствует средней мощности флуктуаций (дисперсии): $R(0) = \sigma^2$.

Чтобы располагать характеристикой временных свойств процесса, не зависящей от его мощности, КФ нормируют:

$$r(\tau) = R(\tau)/R(0), \quad (6.4)$$

где $r(\tau)$ — коэффициент корреляции, или нормированная КФ. Его основные свойства:

$$r(0) = 1; \quad r(-\tau) = r(\tau); \quad |r(\tau)| \leq r(0); \quad r(\tau \rightarrow \infty) \rightarrow 0. \quad (6.5)$$

Подчеркнем четность функций $R(\tau) = R(-\tau)$ и $r(\tau) = r(-\tau)$. Конкретный вид $R(\tau)$ и $r(\tau)$ однозначно определяется свойствами рассматриваемого случайного процесса, но с увеличением $|\tau|$ обе функции стремятся к нулю, хотя и не всегда монотонно (например, в виде затухающих колебаний).

Спектральная плотность мощности (СПМ) флуктуаций случайного процесса есть функция $W(\omega)$, описывающая распределение *средней* мощности флуктуаций по частоте. Физический смысл СПМ состоит в следующем: $W(\omega)$ представляет собой *среднюю* мощность флуктуаций, приходящуюся на полосу частот 1 рад/с (или $1/(2\pi)$ Гц) при заданной частоте $\omega = 2\pi f$.

Формально $W(\omega)$ определяют, усредняя квадраты модулей спектральных плотностей напряжения большого числа реализаций случайного процесса:

$$W(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \overline{|\dot{S}(\omega)|^2} / T, \quad (6.6)$$

где $\dot{S}(\omega)$ — спектральная функция реализации с длительностью T :

$$\dot{S}(\omega) = \int_0^T s(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Эта операция возможна благодаря тому, что *любая «состоявшаяся» реализация есть детерминированный сигнал*. В (6.6) черта сверху означает усреднение *по множеству реализаций*. Заметим, что непосредственное усреднение спектральных функций $\dot{S}(\omega)$ приводит к нулевому результату из-за случайности и независимости фаз спектральных

составляющих в различных реализациях. Функция $W(\omega)$, как и $|\dot{S}(\omega)|$, является четной, $W(\omega) = W(-\omega)$.

В соответствии с теоремой Винера—Хинчина корреляционная функция и СПМ связаны преобразованиями Фурье:

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad W(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (6.7)$$

Принимая во внимание четность функций $R(\tau)$ и $W(\omega)$, соотношения (6.7) можно представить в виде

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} \frac{W(\omega)}{\pi} \cos \omega\tau d\omega = \int_0^{\infty} F(\omega) \cos \omega\tau d\omega, \quad F(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega\tau d\tau, \quad (6.8)$$

где $F(\omega) = W(\omega)/\pi$ — «односторонняя» спектральная плотность мощности, существующая только при $\omega \geq 0$.

Примерный вид СПМ и нормированных КФ для широкополосного и узкополосного случайных процессов приведен на рис. 6.3 и 6.4 соответственно, которые одновременно иллюстрируют соотношения (6.4), (6.5).

Эффективной шириной функции СПМ называют значение

$$\Delta\omega_{\text{эф}} = \frac{1}{W_{\text{max}}} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) d\omega = \frac{1}{F_{\text{max}}} \int_0^{\infty} F(\omega) d\omega. \quad (6.9)$$

Определения $\Delta\omega_{\text{эф}}$ поясняет рис. 6.3, а: площадь штрихового прямоугольника должна быть равна площади под графиком функции СПМ, что следует из формулы (6.9).

На практике $\Delta\omega_{\text{эф}}$ обычно измеряют на уровне 0,5 от максимального значения СПМ, что удобнее. При этом $\Delta\omega_{\text{эф}0,5}$ получается несколько меньше, чем $\Delta\omega_{\text{эф}}$, но близкой к ней.

Ширину КФ (интервал корреляции τ_k) определяют как

$$\tau_k = \frac{1}{R(0)} \int_0^{\infty} |R(\tau)| d\tau, \quad (6.10)$$

а измеряют по уровню 0,5 от ее максимального значения (рис. 6.3, б). КФ узкополосного процесса имеет колебательный характер, поэтому время корреляции в таком случае приближенно определяют по ее огибающей (рис. 6.4, б).

В силу свойств преобразований Фурье (6.7), (6.8) время корреляции и ширина СПМ находятся в обратной зависимости: $\tau_k \sim 2\pi/\Delta\omega_{\text{эф}}$ или $\tau_k \sim 1/\Delta f_{\text{эф}}$, т. е. широкополосному случайному процессу соответствует малый интервал корреляции и наоборот.

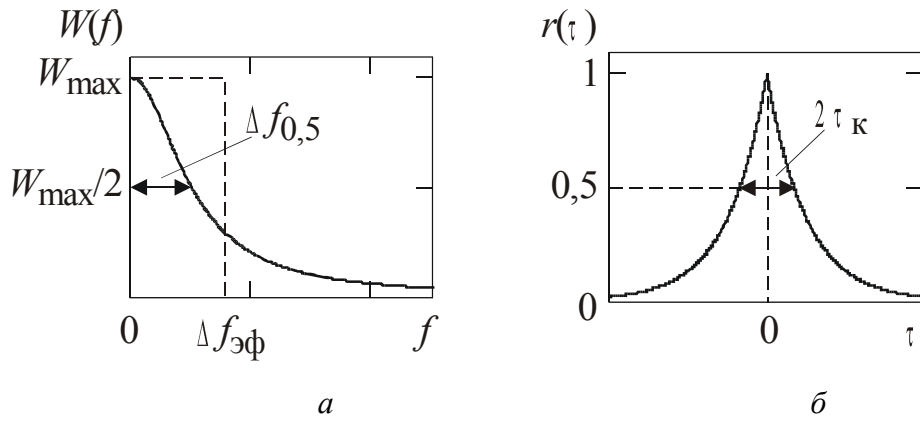


Рис. 6.3

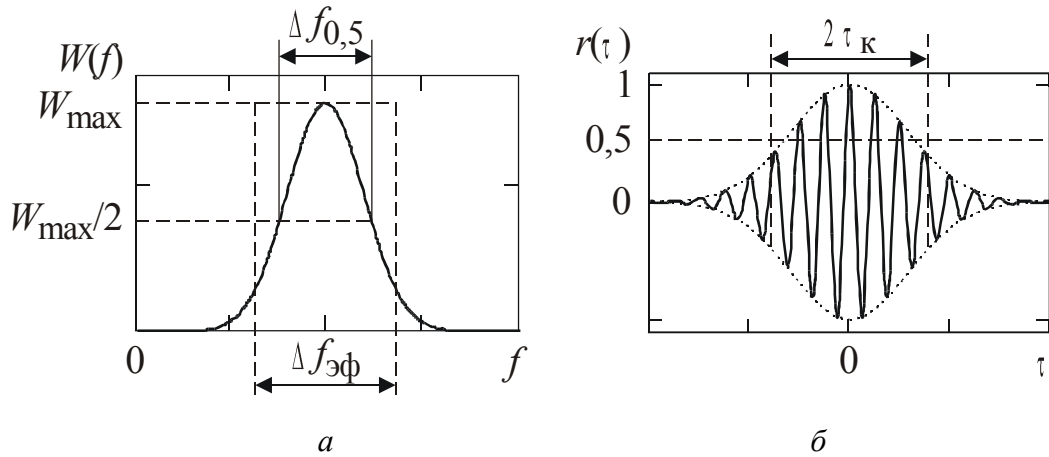


Рис. 6.4

Характеристики случайного процесса на выходе линейной цепи можно определить, используя спектральный или временной подход. При спектральном подходе функцию СПМ выходного процесса находят, умножая входную спектральную плотность мощности на коэффициент передачи по мощности. Этот коэффициент равен квадрату модуля комплексного коэффициента передачи цепи. Поэтому

$$W_{\text{ВЫХ}}(\omega) = W(\omega) \cdot |\dot{K}(\omega)|^2, \quad (6.11)$$

где $W_{\text{ВЫХ}}(\omega)$, $W(\omega)$ — СПМ на выходе и входе цепи соответственно; $\dot{K}(\omega)$ — комплексный коэффициент передачи. Справедливость (6.11) вытекает непосредственно из определения функции СПМ. Далее, используя соотношения (6.7) или (6.8), находят $R_{\text{ВЫХ}}(\tau)$ — КФ выходного процесса.

При временном подходе по известным КФ входного процесса и импульсной характеристике цепи $h(t)$ определяют КФ процесса на выходе

$$R_{\text{ВЫХ}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\lambda) B_h(\tau - \lambda) d\lambda \quad (6.12)$$

как свертку $R(\tau)$ и $B_h(\tau)$ — КФ импульсной характеристики цепи $h(t)$, причем

$$B_h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t - \tau) dt.$$

Справедливость выражения (6.12) следует из справедливости принципа суперпозиции для линейной цепи: выходные значения случайного процесса $\xi_{\text{ВЫХ}}(t)$

можно найти методом интеграла наложения, зная входные значения $\xi(t)$ и импульсную характеристику $h(t)$. Затем, подставив $\xi_{\text{вых}}(t)$ в общую формулу (6.2), получим (6.12). Далее, используя соотношения (6.7) или (6.8), находим $W_{\text{вых}}(\omega)$.

В радиоэлектронике часто приходится иметь дело с прохождением случайных процессов через линейные цепи (колебательные контуры, фильтры и т. п.), полосы пропускания которых значительно меньше ширины функции СПМ входного сигнала. Для упрощения расчетов в этих случаях реальный входной шум без большой погрешности заменяют математической моделью — белым шумом. *Белый шум* — это случайный процесс, спектральная плотность мощности которого $W(\omega)$ постоянна на всех частотах: $W(\omega) = W_0$, $\omega \in (-\infty, \infty)$. Значение W_0 выбирают равным значению СПМ реального входного шума в области полосы пропускания исследуемой цепи.

Легко показать, что для белого шума $R(\tau) = W_0\delta(\tau)$, где $\delta(\tau)$ — дельта-функция Дирака, откуда следуют соотношения:

$$W_{\text{вых}}(\omega) = W_0 |\dot{K}(\omega)|^2, \quad R_{\text{вых}}(\tau) = W_0 B_h(\tau), \quad (6.13)$$

имеющие непосредственное отношение к настоящей лабораторной работе.

Наблюдение и измерение параметров случайных процессов с помощью осциллографа и анализатора спектра. Люминофор экранов осциллографа и анализатора спектра обладает определенной «памятью», послесвечением: зафиксированная за период развертки прибора осциллограмма отрезка процесса не сразу исчезает; на неё накладывается осциллограмма следующего отрезка и т. д., так что наблюдается, в сущности, сумма осциллограмм, соответствующих различным отрезкам наблюдаемого сигнала (для анализатора спектра — СПМ этих отрезков); иногда это свойство, аналогичное свойству инерционности подвижной части электромеханического прибора, используют для приближенного усреднения (интегрирования) поступающего на осциллограф сигнала. Например, в режиме автозапуска развертки и при подаче на осциллограф непрерывного случайного сигнала распределение яркости «шумовой дорожки» по Y-оси экрана будет примерно соответствовать функции плотности распределения случайного процесса (известное правило «трех сигм» для оценки дисперсии нормального случайного процесса). Аналогично объясняется наблюдение на экране спектроанализатора именно усредненной СПМ.

Особый интерес представляет используемая в настоящей лабораторной работе возможность непосредственного наблюдения и оценки на экране осциллографа КФ случайного процесса. Если выбрать длительность развертки в пределах нескольких интервалов корреляции τ_k , подать на Y-вход осциллографа исследуемый сигнал, установить ждущий режим развертки осциллографа и отрегулировать уровень запуска развертки так, чтобы запуск происходил только от достаточно больших выбросов процесса (рис. 6.5, а), то изображение на экране $\xi'(t)$ будет с точностью до постоянного множителя повторять КФ процесса, $\xi'(t) \sim R(t)$. При этом начальный участок осциллограммы совпадает с формой КФ практически точно, а по мере увеличения t расхождение увеличивается.

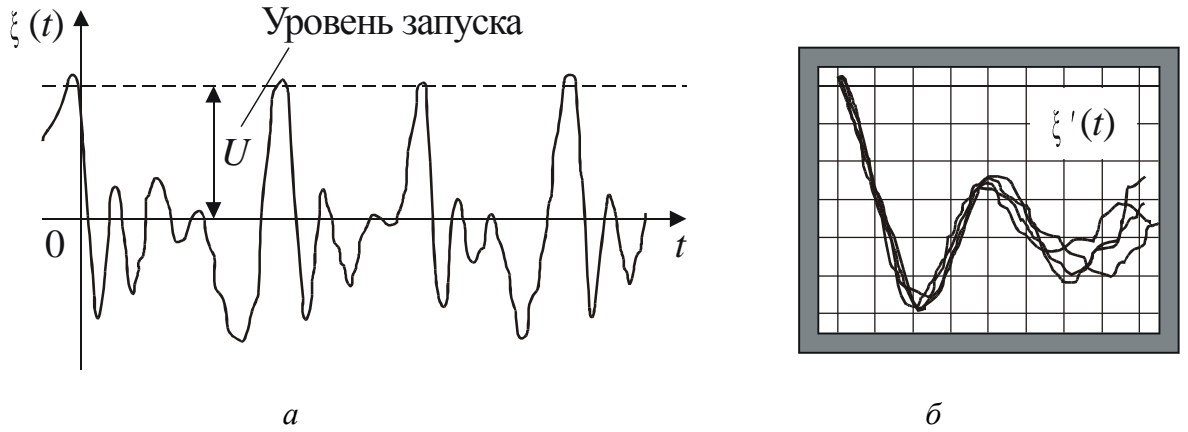


Рис. 6.5

На рис. 6.5, а представлена реализация случайного процесса $\xi(t)$. На рис. 6.5, б показана наблюдаемая осциллограмма $\xi'(t)$, сформированная наложением нескольких осциллограмм, соответствующих выделенным на рис. 6.5, а отрезкам случайного процесса $\xi(t)$ и являющаяся их средним или математическим ожиданием, поскольку для эргодических процессов КФ (6.2), полученная усреднением по времени, совпадает с корреляционной функцией, полученной усреднением по реализациям с помощью оператора математического ожидания $R(\tau) = M \xi(t)\xi(t-\tau)$.

При запуске развертки осциллографа в момент времени t_0 уровнем U значение $\xi(t_0) = U$ становится детерминированным и дальнейшее поведение процесса определяется условной плотностью вероятности

$$p_{\xi}(\xi, t_0 + \tau | \xi = U, t_0) = \frac{p_2(\xi = U, t_0; \xi, t_0 + \tau)}{p_{\xi}(\xi = U, t_0)},$$

или, сразу положив $t_0 = 0$,

$$p_{\xi}(\xi, \tau | \xi(0) = U) = \frac{p_2(\xi(0) = U; \xi, \tau)}{p_{\xi}(\xi(0) = U)} = \frac{p_2(U, \xi, \tau)}{p_U(U)}. \quad (6.14)$$

Полагая процесс $\xi(t)$ гауссовским, запишем при $\xi(0) = U$ его двумерную плотность вероятности

$$p_2 \xi, U, \tau = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2}} \exp\left[-\frac{\xi^2 - 2Ur\tau\xi + U^2}{2\sigma^2[1-r^2\tau]}\right],$$

где $r(\tau)$ — коэффициент корреляции, определенный выражением (6.2), σ^2 — дисперсия процесса, а плотность вероятности в знаменателе выражения (6.14)

$$p_U U = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right].$$

Тогда условная плотность вероятности (6.14) определится как

$$p_{\xi}(\xi, \tau | \xi(0) = U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2[1-r^2(\tau)]}} \exp\left[-\frac{[\xi - Ur(\tau)]^2}{2\sigma^2[1-r^2(\tau)]}\right]. \quad (6.15)$$

Формула (6.15) описывает гауссовский случайный процесс с математическим ожиданием $Ur(\tau)$ и дисперсией $\sigma^2[1-r(\tau)]$.

Следовательно, наблюдаемая на экране осциллограмма $\xi'(t)$ с точностью до постоянного множителя будет повторять КФ процесса $\xi(t)$, $\xi'(t) \sim Ur(\tau) = UR(t)/R(0)$. Начальный участок осциллограммы совпадает с формой КФ практически точно, так как дисперсия $\sigma^2[1-r(0)]=0$; далее, осциллограмма переходит в обычную шумовую дорожку, поскольку $\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma^2[1-r(t)] = \sigma^2$. Практически этот предел достигается при значении t , составляющем от одного до двух-трех интервалов корреляции τ_K процесса $\xi(t)$.

3.5.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.

3.6 Практическое занятие №6 (2 часа).

Тема: Радиопередающие устройства

3.6.1 Задание для работы: изучение влияния обратной связи (ОС) на коэффициент передачи и частотные характеристики активного радиотехнического устройства.

3.6.2 Краткое описание проводимого занятия:

Радиотехнические устройства, в которых выходной сигнал или некоторая его часть снова подается на вход, называют устройствами или цепями с *обратной связью*. Обратная связь широко используется в радиоэлектронике и в системах автоматического управления. Введение ОС, с одной стороны, позволяет в ряде случаев существенно улучшить рабочие характеристики устройства, создать цепи с новыми свойствами (отрицательное сопротивление, *гиратор* — искусственная индуктивность, *гребенчатый фильтр*); с другой, при определенных условиях, приводит к *неустойчивости* устройства — в цепи возникают автоколебания. Так построены различные автоколебательные системы, прежде всего генераторы гармонических колебаний, являющиеся неотъемлемым элементом любого радиопередающего устройства.

Иногда ОС возникает *вопреки намерениям разработчика* устройства из-за неучтенных электромагнитных связей между входными и выходными цепями. Такая ОС называется *паразитной*.

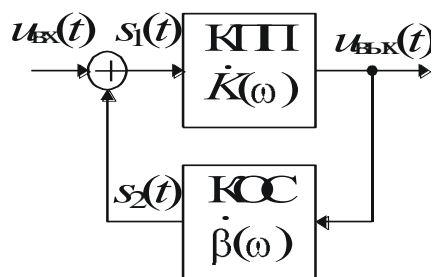


Рис. 8.1

Обобщенная схема устройства с ОС представлена на рис. 8.1. Здесь КП — *канал прямой передачи*, являющийся, как правило, активным звеном (усилителем) и имеющий комплексный коэффициент передачи $\dot{K}(\omega)$; КОС — *канал обратной связи*, обычно представляющий собой пассивный четырехполюсник с комплексным коэффициентом передачи $\dot{\beta}(\omega)$. В теории устройств с ОС предполагается, что КП и КОС являются *однонаправленными*, т. е. в каналах отсутствует передача сигнала с выхода на вход.

Коэффициент передачи устройства с ОС. Выясним, как связан комплексный коэффициент передачи устройства, охваченного ОС, с коэффициентами передачи КП и КОС. Пусть $s_1(t)$ — сигнал на входе (т. е. после суммирующего устройства) КП, а $s_2(t)$ —

сигнал на выходе КОС. Поставим в соответствие показанным на рис. 8.1 сигналам, как функциям времени, *спектральные функции*; в силу линейности преобразования Фурье спектральные функции или спектры в различных точках схемы рис. 8.1 связаны друг с другом следующим образом:

$$\dot{S}_1(\omega) = \dot{U}_{\text{ВХ}}(\omega) + \dot{S}_2(\omega), \quad (8.1)$$

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \dot{S}_1(\omega) \dot{K}(\omega), \quad (8.2)$$

$$\dot{S}_2(\omega) = \dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega) \dot{\beta}(\omega). \quad (8.3)$$

Исключим из системы уравнений (8.1) – (8.3) спектры сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, для чего подставим выражение (8.3) в формулу (8.1):

$$\dot{S}_1(\omega) = \dot{U}_{\text{ВХ}}(\omega) + \dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega) \dot{\beta}(\omega),$$

а полученный результат — в формулу (8.2):

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \dot{U}_{\text{ВХ}}(\omega) \dot{K}(\omega) + \dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega) \dot{K}(\omega) \dot{\beta}(\omega),$$

откуда следует выражение для комплексного коэффициента передачи устройства с ОС:

$$\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{\dot{U}_{\text{ВХ}}(\omega)} = \frac{\dot{K}(\omega)}{1 - \dot{K}(\omega) \dot{\beta}(\omega)}. \quad (8.4)$$

Произведение $\dot{K}(\omega) \dot{\beta}(\omega)$ является коэффициентом передачи устройства с разомкнутой ОС и называется *петлевым усилением*.

Виды обратной связи. Введем обозначения

$$\dot{K}(\omega) = K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)} \text{ и } \dot{\beta}(\omega) = \beta(\omega) e^{j\varphi_\beta(\omega)}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{ОС}}(\omega) &= \frac{K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)}}{1 - \beta(\omega) e^{j\varphi_\beta(\omega)} K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)}} = \\ &= \frac{K(\omega)}{1 - \beta(\omega) K(\omega) e^{j[\varphi_\beta(\omega) + \varphi_K(\omega)]}} e^{j\varphi_K(\omega)}. \end{aligned} \quad (8.5)$$

Соотношение (8.5) лежит в основе обычно используемой классификации видов обратной связи.

Положительная обратная связь. Если $\varphi_\beta(\omega) + \varphi_K(\omega) = 2\pi k$, где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, то сигнал обратной связи и входной сигнал складываются *синфазно*, при этом

$$|\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega)| = \frac{K(\omega)}{1 - \beta(\omega) K(\omega)} > K(\omega)$$

и обратная связь называется *положительной* (ПОС), причем при $\beta(\omega) K(\omega) \rightarrow 1$ имеем $|\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega)| \rightarrow \infty$ и состояние цепи с обратной связью приближается к *границе устойчивости*. При $\beta(\omega) K(\omega) > 1$ цепь *неустойчива*, т.е. в ней могут возникнуть незатухающие колебания.

Отрицательная обратная связь. Если $\varphi_\beta(\omega) + \varphi_K(\omega) = 2\pi k + \pi$, где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, то сигнал обратной связи и входной сигнал складываются *в противофазе*, при этом

$$|\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega)| = \frac{K(\omega)}{1 + \beta(\omega) K(\omega)} < K(\omega), \quad (8.6)$$

и обратная связь называется *отрицательной* (ООС), причем при $\beta(\omega)K(\omega) \rightarrow \infty$ получается, что

$$K_{\text{ОС}}(\omega) \approx 1/\beta(\omega), \quad (8.7)$$

т. е. коэффициент передачи устройства с ОС при этих условиях определяет канал (*четырёхполюсник*) обратной связи.

Реактивная обратная связь. Если $\varphi_{\beta}(\omega) + \varphi_K(\omega) = 2\pi k \pm \pi/2$, где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, то ОС называется *реактивной* (при этом фазовый сдвиг между входным сигналом и сигналом обратной связи составляет $\pm 90^\circ$). В остальных, не рассматриваемых здесь случаях, ОС называется *комплексной*.

Иногда, при рассмотрении конкретных устройств, подчеркивая свойства КОС, говорят о «частотно-зависимой» или «частотно-независимой» ОС.

Влияние ООС на характеристики устройства. Отрицательная обратная связь широко используется в радиотехнике. Ее применение позволяет, в частности, за счет снижения общего коэффициента передачи улучшить такие важные параметры устройства, как стабильность коэффициента усиления, частотную характеристику; уменьшить искажения.

Стабильность коэффициента передачи (усиления). Пусть на некоторой частоте КОС имеет средний коэффициент передачи β_0 , КПП — средний коэффициент усиления K_0 , причем нестабильность этого коэффициента составляет ΔK_0 . Относительная нестабильность равна, таким образом, $\Delta K_0/K_0$. Рассчитаем нестабильность коэффициента передачи для устройства с ООС. Среднее значение коэффициента передачи, согласно формуле (8.6):

$$K_{\text{ОС}_0} = K_0/(1 + \beta_0 K_0),$$

а нестабильность, вызванная изменением коэффициента усиления КПП на ΔK_0 , составит

$$\Delta K_{\text{ОС}_0} = \frac{dK_{\text{ОС}_0}}{dK_0} \Delta K_0 = \frac{(1 + \beta_0 K_0) - K_0 \beta_0}{(1 + \beta_0 K_0)^2} \Delta K_0 = \frac{1}{(1 + \beta_0 K_0)^2} \Delta K_0.$$

Относительная нестабильность коэффициента передачи для устройства с ООС, таким образом, определится как

$$\frac{\Delta K_{\text{ОС}_0}}{K_{\text{ОС}_0}} = \frac{1}{1 + \beta_0 K_0} \frac{\Delta K_0}{K_0}. \quad (8.8)$$

Из соотношения (8.8) следует, что за счет использования ООС относительная нестабильность коэффициента передачи, вызванная случайными изменениями температуры, напряжения питания устройства и т. п., *уменьшается* в $(1 + \beta_0 K_0)$ раз.

Коррекция частотной характеристики. Зависимость $K(\omega)$ — коэффициента передачи (усиления) КПП — от частоты *также можно рассматривать как проявление нестабильности*. Снижение при введении ООС относительного изменения коэффициента передачи устройства в $(1 + \beta_0 K_0)$ раз эквивалентно *расширению полосы пропускания* во столько же раз. Достигается это за счет снижения общего коэффициента усиления устройства

$$K_{\text{ОС}_0} = K_0/(1 + \beta_0 K_0).$$

Уменьшение искажений. Использование ООС дает возможность уменьшить возникающие в КПП (усилителе) по различным причинам искажения сигнала (влияние собственных шумов усилителя, появление высших гармоник и т. п.). Такие искажения можно представить как результат сложения с выходным сигналом КПП *внешней помехи* $u_{\Pi}(t)$ (рис. 8.2). В отсутствие ОС такая помеха беспрепятственно попадает на выход

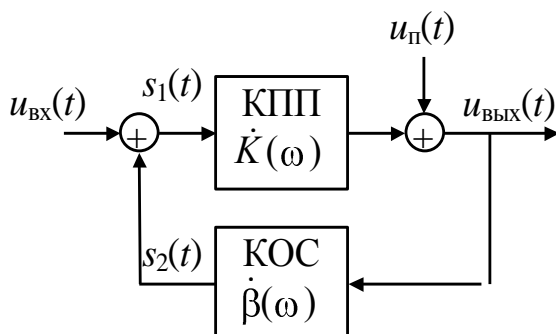


Рис. 8.2

устройства, но при введении в схему ООС положение меняется. Теперь сигнал помехи, пройдя по петле обратной связи, приобретает фазовый сдвиг, равный 180° , и складываясь в противофазе *сам с собой*, снижает уровень помехи на выходе устройства. Действительно, коэффициент передачи для помехи легко рассчитать, если заметить, что сигнал $u_{\Pi}(t)$ проходит на выход через такую цепь с ОС, в которой *усиление в КПП отсутствует* (иными словами, для помехи коэффициент передачи КПП равен 1, а коэффициент передачи КОС равен $K_0\beta_0$). В соответствии с формулой (8.6), коэффициент передачи для помехи

$$K_{\Pi} = 1/(1 + K_0\beta_0),$$

т. е. в $(1 + K_0\beta_0)$ раз меньше, чем при отсутствии ООС. Такой способ уменьшения искажений широко используется на практике.

Активные фильтры. Частотно-зависимая ОС используется, в частности, при создании так называемых *активных фильтров*. Создать катушку индуктивности в микроисполнении невозможно, но индуктивные элементы необходимы для построения избирательных цепей. Соответствующие устройства создают, используя сочетание активных элементов (чаще всего, *операционных усилителей*, ОУ) и пассивных RC -цепей.

Операционные усилители характеризуются большим коэффициентом усиления K_0 , высоким входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$ по инвертирующему (обеспечивающему 180° -фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами) и неинвертирующему входам и низким выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$. Приближенное рассмотрение схем с использованием ОУ часто проводят, полагая $K_0 \rightarrow \infty$, $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ и $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$. При этих предположениях нетрудно показать, что показанные на рис. 8.3, а, б устройства имеют комплексные коэффициенты передачи $\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega) = -\dot{Z}_2/\dot{Z}_1$ (рис. 8.3, а) и $\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega) = 1 + \dot{Z}_2/\dot{Z}_1$ (рис. 8.3, б).

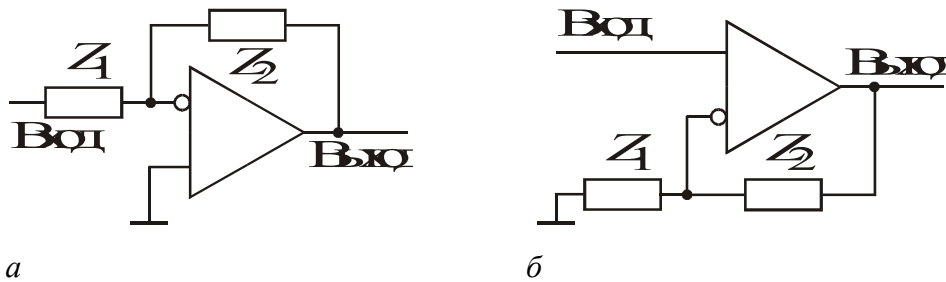


Рис. 8.3

Двойной Т-мост, схема которого приведена на рис. 8.4, часто используется в качестве четырехполюсника, реализующего КОС с характерной частотной зависимостью.

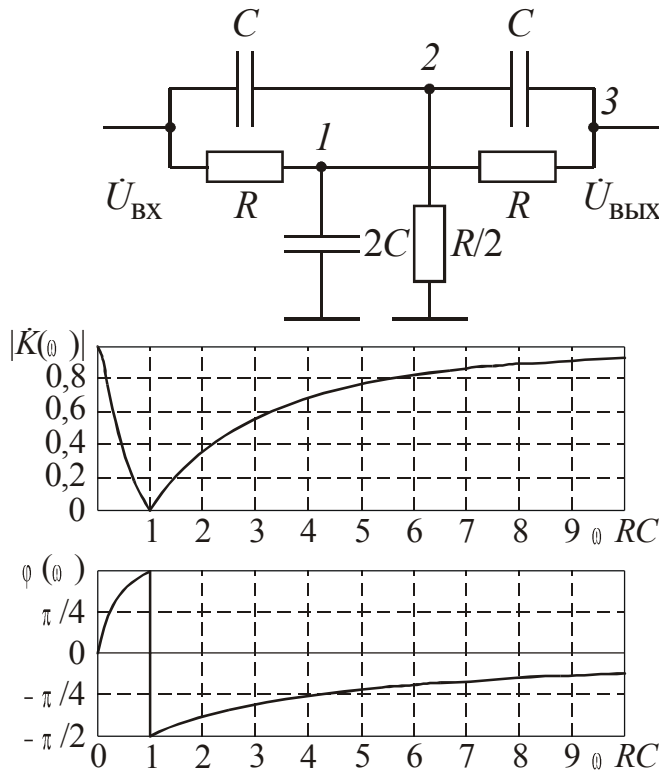


Рис. 8.4

Рис. 8.5

Для расчета АЧХ и ФЧХ четырехполюсника на рис. 8.4 используем метод узловых напряжений; в качестве узловых выберем точки 1, 2, 3. Предполагая, что мост нагружен на бесконечно большое сопротивление ($R_H \rightarrow \infty$), а выходное сопротивление генератора входного сигнала $R_T = 0$, запишем систему уравнений для комплексных амплитуд:

$$\text{узел 1: } \frac{\dot{U}_{\text{BX}} - \dot{U}_1}{R} + \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}} - \dot{U}_1}{R} - j2\omega C \dot{U}_1 = 0,$$

$$\text{узел 2: } j\omega C(\dot{U}_{\text{BX}} - \dot{U}_2) + j\omega C(\dot{U}_{\text{ВЫХ}} - \dot{U}_2) - 2\dot{U}_2/R = 0,$$

$$\text{узел 3: } j\omega C(\dot{U}_2 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}) + \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{R} = 0;$$

исключая из системы амплитуды \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , получим выражение для комплексного коэффициента передачи двойного Т-моста

$$\dot{K}(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \left(1 + j \frac{4}{\omega RC - 1/\omega RC} \right)^{-1}. \quad (8.9)$$

Графики соответствующих АЧХ и ФЧХ:

$$|\dot{K}(\omega)| = \frac{1 - (\omega RC)^2}{1 + j4\omega RC - (\omega RC)^2}, \quad \varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{4\omega RC}{(\omega RC)^2 - 1}$$

приведены на рис. 8.5. Частота $\omega_0 = 1/(RC)$ называется квазирезонансной.

Примеры радиотехнических устройств с обратной связью.

• Режекторный (не пропускающий сигнал в определенной полосе частот) активный фильтр (рис. 8.6) можно получить, используя комбинированную ОС: 100 %-ю ООС и двойной Т-мост в цепи ПОС.

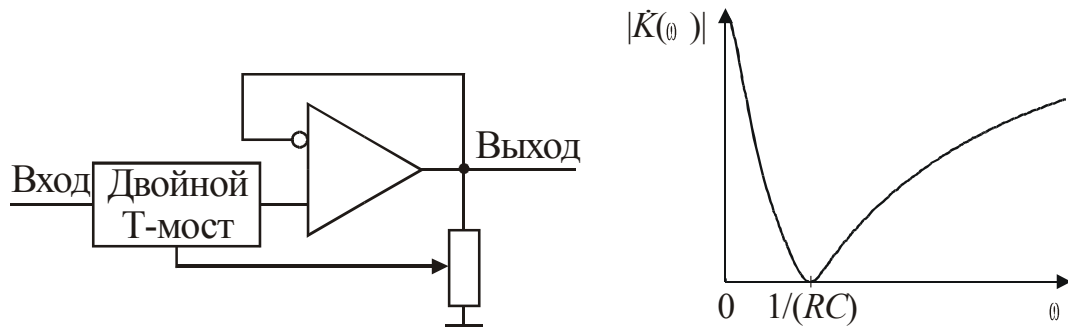


Рис. 8.6

• Полосовой («резонансный») усилитель (рис. 8.7). Такое устройство можно получить, используя двойной Т-мост в цепи ООС. Ширину полосы пропускания устройства меняют, регулируя глубину ОС.

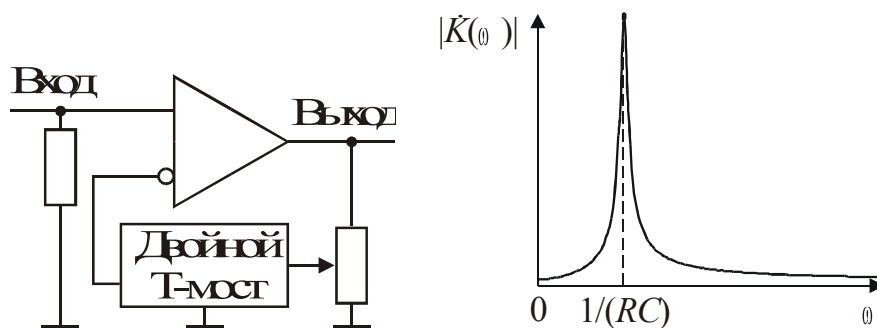


Рис. 8.7

• Активный гребенчатый фильтр (рис. 8.8) можно получить, используя в качестве КОС линию задержки (ЛЗ). Комплексный коэффициент передачи идеальной ЛЗ записывается как $\dot{\beta}(\omega) = e^{-j\omega\tau} = \cos \omega\tau - j \sin \omega\tau$ и является периодической функцией частоты. Этот коэффициент можно определить, рассматривая спектральную функцию сигнала, задержанного на время τ . Комплексный коэффициент передачи устройства на рис. 8.8 $\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega)$ и его модуль $|\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega)|$ можно записать как

$$\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{K_0}{1 - K_0 e^{-j\omega\tau}}, \quad |\dot{K}_{\text{ОС}}(\omega)| = 1 / \sqrt{1 + \frac{1}{K_0^2} - \frac{2}{K_0} \cos \omega\tau}. \quad (8.10)$$

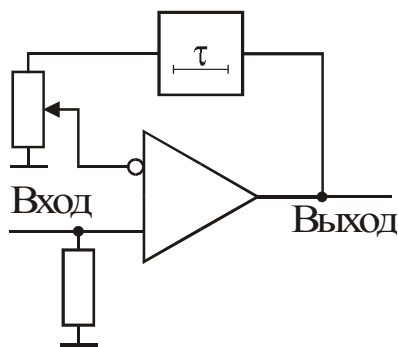


Рис. 8.8

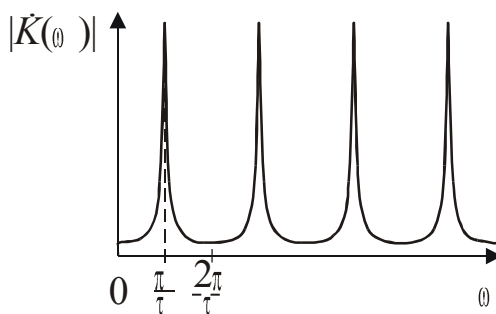


Рис. 8.9

АЧХ гребенчатого фильтра показана на рис. 8.9. Регулируя K_0 , можно получить необходимое значение отношения $K_{\text{ОСmax}}/K_{\text{ОСmin}}$. Если обеспечить выполнение условия $\dot{K}(\omega_0) \dot{\beta}(\omega_0) \geq 1$, т. е. $|\dot{K}\dot{\beta}| > 1$; $\varphi_K + \varphi_{\beta} = 2\pi n$, то устройство с ЛЗ в КОС будет работать как автогенератор.

3.6.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.

3.7 Практическое занятие №7-8 (4 часа).

Тема: Радиоприемные устройства

3.7.1 Задание для работы: изучить преобразования гармонического колебания в нелинейной безынерционной цепи

3.7.2 Краткое описание проводимого занятия:

Для преобразования и обработки сигналов наряду с линейными цепями широко применяются *нелинейные* цепи. Для линейных цепей справедлив принцип суперпозиции, который в общем виде математически выражается следующим образом:

$$L[s_1(t) + s_2(t) + \dots + s_n(t)] = L[s_1(t)] + L[s_2(t)] + \dots + L[s_n(t)], \quad (9.1)$$

где L — оператор, характеризующий преобразование сигнала $s(t)$ цепью.

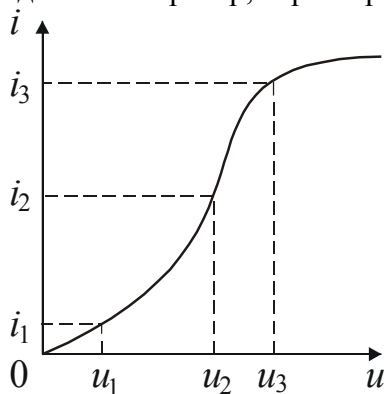


Рис. 9.1

Радиотехническая цепь является нелинейной, если в ее состав входят один или несколько элементов, для которых соотношение (9.1) несправедливо, т. е. параметры которых, а следовательно, и вид оператора L зависят от уровня входного сигнала. Простейшим примером нелинейного элемента является полупроводниковый диод, типичная вольт-амперная характеристика (ВАХ) $i = f(u)$ которого показана на рис. 9.1. Если предположить, что оператор L в формуле (9.1) выражает зависимость $i = f(u)$, то очевидно, что это соотношение не будет выполняться: именно, напряжению u_1 соответствует ток i_1 , напряжению u_2 — ток i_2 , но соответствующий напряжению $u_3 = u_1 + u_2$ ток $i_3 \neq i_1 + i_2$.

Различают *резистивные* (сопротивления) и *реактивные* (индуктивности и емкости) нелинейные элементы. Например, полупроводниковый диод при теоретическом анализе часто считают резистивным нелинейным элементом.

Здесь существенным является то обстоятельство, что ВАХ резистивного нелинейного элемента $i = f(u)$ не содержит в явном виде времени. Физически это означает *безынерционность* резистивного нелинейного элемента, т. е. мгновенно следующее за изменением внешнего входного воздействия установление выходной реакции. Кроме диодов, к резистивным нелинейным элементам при анализе часто относят биполярные и полевые транзисторы, электровакуумные приборы (лампы) и т. д.

К *инерционным* нелинейным элементам относятся нелинейные реактивные элементы. Примером такого элемента служит *варикап* — специальный полупроводниковый диод, используемый как конденсатор с электрически управляемой емкостью. Связь между током и напряжением на нелинейной емкости выражается формулой

$$i = \frac{dq}{dt} = C(u) \frac{du}{dt} + u \frac{dC(u)}{du} \frac{du}{dt},$$

в которую время входит явно.

Эквивалентная схема любого полупроводникового или электровакуумного элемента содержит так называемые *собственные (паразитные)* емкости и индуктивности. Поэтому безынерционных нелинейных элементов, строго говоря, не существует. Это представление удобно для теоретического анализа преобразований радиосигналов в нелинейных цепях. Соответствие такой модели по своим свойствам реальному элементу определяется частотным диапазоном, в котором будет работать содержащее элемент анализируемое устройство. При этих условиях такие радиотехнические преобразования сигналов, как некоторые виды усиления, модуляцию, детектирование, преобразование частоты, генерацию, чаще всего считают безынерционными нелинейными.

Неприменимость принципа суперпозиции существенно усложняет анализ воздействия сигнала на нелинейную цепь, так как выходной сигнал не может быть представлен в виде суммы реакций на элементарные входные сигналы, как это делается при анализе воздействия сигнала на линейную цепь. В связи с этим, неправомерно вычисление спектра выходного сигнала $\dot{S}_{\text{ВЫХ}}(\omega)$ по формуле $\dot{S}_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \dot{S}(\omega) \dot{K}(\omega)$ или вычисление временного отклика с помощью интеграла Дюамеля.

Аппроксимация нелинейных характеристик. Теоретический анализ позволяет определить лишь общий вид ВАХ нелинейного элемента, и практическая ценность таких характеристик для исследования поведения реальных нелинейных элементов в радиотехнических схемах невелика; практически полезные ВАХ, как правило, получают экспериментально. Однако эксперимент дает, по существу, табличное представление характеристики, в то время как для анализа и расчетов необходимо *аналитическое*, в виде формулы, представление ВАХ. Используются различные способы аппроксимации — замены таблично (а иногда и аналитически) заданной характеристики функциями, приближенно отражающими поведение реальной ВАХ нелинейного двухполюсника в представляющем интерес диапазоне изменения аргумента. При выборе вида аппроксимирующих функций учитывают требуемую точность результата, пределы изменения входного воздействия и удобство выбранной функции для аналитических расчетов. Наиболее распространенными видами аппроксимации являются *полиномиальная, кусочно-линейная и показательная*. После решения задачи аппроксимации отклик нелинейной системы на заданное воздействие описывается нелинейным дифференциальным уравнением, которое решается аналитически или численно. В настоящей работе рассматривается и используется кусочно-линейная аппроксимация.

Кусочно-линейная аппроксимация. В некоторых случаях (например, если u изменяется в достаточно больших пределах) ВАХ нелинейного элемента аппроксимируют двумя или более отрезками прямых.

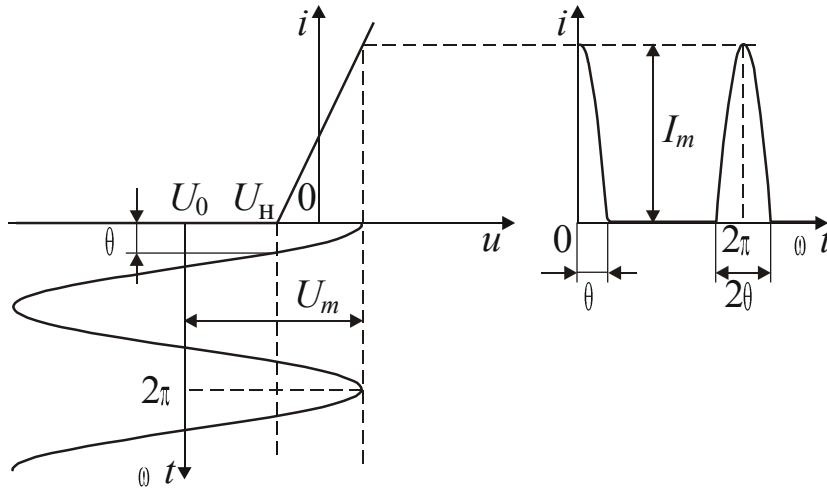


Рис. 9.2

Пример чаще всего встречающегося варианта кусочно-линейной аппроксимации ВАХ показан на рис. 9.2. Аппроксимирующее выражение записывается следующим образом:

$$i = \begin{cases} S(u - U_H), & u \geq U_H, \\ 0, & u < U_H. \end{cases} \quad (9.2)$$

Здесь константа S — *крутизна* линейной части аппроксимирующей функции, U_H — координата «начала» линейно возрастающей ветви ВАХ (напряжение отсечки).

Воздействие гармонического колебания на безынерционный нелинейный элемент. Рассмотрим воздействие на нелинейный элемент гармонического колебания в сумме со «смещением», задающим рабочую точку:

$$u(t) = U_0 + U_m \cos(\omega_1 t + \varphi_1). \quad (9.3)$$

Обратимся к рис. 9.2, иллюстрирующему типичное взаимное расположение ВАХ и сигнала (9.3), начальную фазу которого примем равной нулю ($\varphi_1 = 0$). Ток в цепи появляется только при $u \geq U_H$ и является периодической последовательностью импульсов:

$$i(t) = \begin{cases} S(U_0 + U_m \cos \omega_1 t - U_H) = S U_m \left(\cos \omega_1 t - \frac{U_H - U_0}{U_m} \right), & |\omega_1 t - 2k\pi| \leq \theta, \\ 0, & |\omega_1 t - 2k\pi| > \theta. \end{cases} \quad (9.4)$$

Введенный в выражение (9.4) параметр θ называется *углом отсечки*. Физический смысл угла отсечки иллюстрирует рис. 9.2 — очевидно, что по координате $\omega_1 t$ (линейная текущая фаза) косинусоидальный импульс тока имеет длительность 2θ . При $\omega_1 t = 2k\pi \pm \theta$ ток в цепи равен нулю; из уравнения

$$S U_m \left(\cos \theta - \frac{U_H - U_0}{U_m} \right) = 0$$

следуют часто используемые соотношения:

$$\cos \theta = \frac{U_H - U_0}{U_m}, \quad (9.5)$$

$$i(t) = SU_m(\cos \omega_1 t - \cos \theta). \quad (9.6)$$

Максимального значения I_m импульс тока достигает при $\omega_1 t = 2k\pi$, поэтому

$$I_m = SU_m(1 - \cos \theta), \quad SU_m = \frac{I_m}{1 - \cos \theta}. \quad (9.7)$$

Используя полученные соотношения, найдем коэффициенты разложения периодической (с периодом $T = 2\pi/\omega_1$) функции (9.6) в ряд Фурье в представлении

$$i(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t).$$

Так как функция четная, коэффициенты $b_k \equiv 0$. Коэффициенты a_k вычисляются по формуле

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i(t) \cos k\omega_1 t \, dt = \frac{2}{\omega_1 T} \int_{-\theta}^{\theta} i(t) \cos k\omega_1 t \, d(\omega_1 t).$$

Используя четность подынтегрального выражения, формулу (9.7) и соотношение $\omega_1 T = 2\pi$, перепишем последний интеграл:

$$a_k = \frac{2I_m}{\pi(1 - \cos \theta)} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos \omega_1 t - \cos \theta) \cos k\omega_1 t \, d(\omega_1 t).$$

Коэффициенты a_k для $k > 0$ являются амплитудами гармонических составляющих тока $i(t)$; постоянная составляющая $I_0 = a_0/2$. Интегрирование дает формулу для амплитуды k -й гармоники:

$$I_k = I_m \frac{2(\sin k\theta \cos \theta - k \cos k\theta \sin \theta)}{k\pi(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)}.$$

Приведем явные выражения для амплитуд некоторых гармоник:

$$I_0 = I_m \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = SU_m \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi},$$

$$I_1 = I_m \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = SU_m \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi},$$

$$I_2 = I_m \frac{2\sin^3 \theta}{3\pi(1 - \cos \theta)} = SU_m \frac{2}{3\pi} \sin^3 \theta.$$

Часто используются нормированные к I_m значения I_k , или *коэффициенты Берга*

$$\alpha_k(\theta) = \frac{I_k(\theta)}{I_m}, \quad I_k = \alpha_k(\theta)I_m,$$

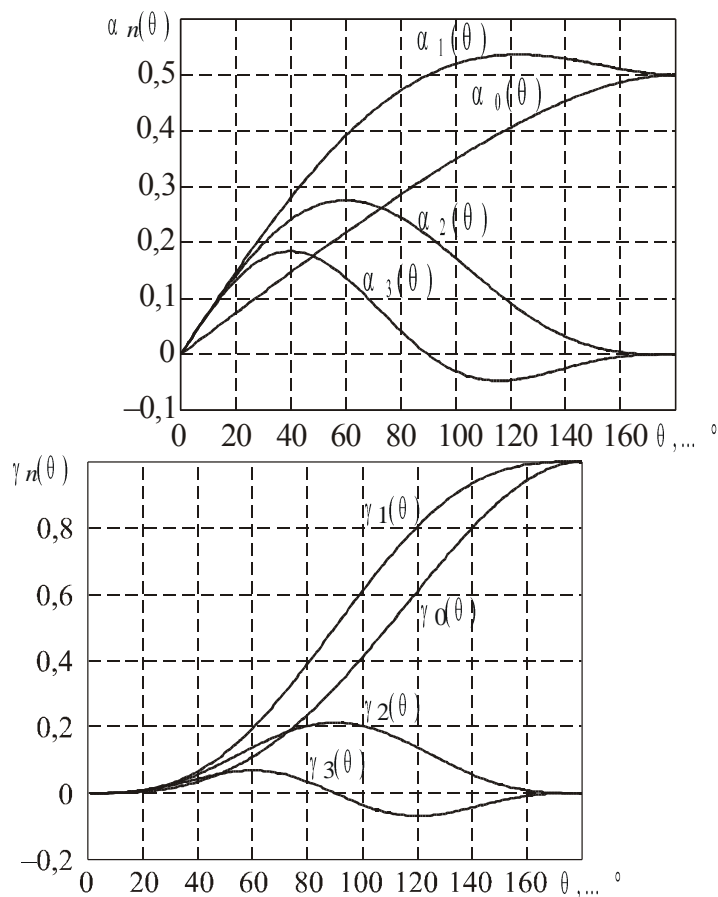


Рис. 9.3

Рис. 9.4

а также функции Берга

$$\gamma_k(\theta) = \frac{I_k}{SU_m}, \quad I_k = \gamma_k(\theta)SU_m.$$

Для ряда значений k коэффициенты и функции Берга табулированы. Графики $\alpha_k(\theta)$ и $\gamma_k(\theta)$ для $k = 0, 1, 2, 3$ приведены на рис. 9.3 и 9.4. Вид графиков указывает на возможность оптимизации процедуры нелинейного преобразования, так как при заданной ВАХ (фиксированном U_n) угол отсечки θ в соответствии с формулой (9.5) регулируется выбором амплитуды U_m и смещения U_0 .

Коэффициенты и функции Берга связаны друг с другом соотношением

$$\gamma_k(\theta) = (1 - \cos \theta)\alpha_k(\theta).$$

Таким образом, ток в цепи нелинейного двухполюсника при гармоническом воздействии представляется суммой постоянной I_0 и гармонических с амплитудами I_1, I_2, I_3, \dots и частотами $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$, кратными частоте приложенного напряжения, составляющих, т. е. *рядом Фурье*.

3.7.3 Результаты и выводы: в результате проделанной работы провели изучение соответствующего материала по теме практического занятия.