

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ»
ИРКУТСКИЙ ФИЛИАЛ

Факультет авиационных систем и комплексов
Кафедра авиационного радиоэлектронного оборудования

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

Учебно-методическое пособие
по выполнению контрольного
домашнего задания

для студентов специальности 250503
заочного обучения

Иркутск – 2020 г.

1. ДЕТЕРМИНИРОВАННЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

Термин «сигнал» происходит от латинского «signum» – знак и представляет собой физический процесс, изменяющийся во времени по закону передаваемого сообщения.

Для теоретического изучения и расчета сигналов создается математическая модель (ММ) исследуемого сигнала, что позволяет сравнивать сигналы между собой, выделять их основные свойства, проводить классификацию.

1.1. Классификация радиосигналов

1.1.1. Детерминированные и случайные сигналы

Детерминированный сигнал – это сигнал, мгновенное значение которого в любой момент времени можно предсказать с вероятностью равной единице. Примером детерминированного сигнала могут быть: последовательности импульсов (форма, амплитуда и положение во времени которых известны), непрерывные сигналы с заданными амплитудно-фазовыми соотношениями (рисунок 1, а, б).

Случайный сигнал – сигнал, мгновенное значение которого в любой момент времени заранее неизвестно, а может быть предсказано с некоторой вероятностью, меньше единицы.

Примером случайного сигнала может быть напряжение, соответствующее человеческой речи, музыке; последовательность радиоимпульсов на входе радиолокационного приемника; помехи, шумы (рисунок 1, в).

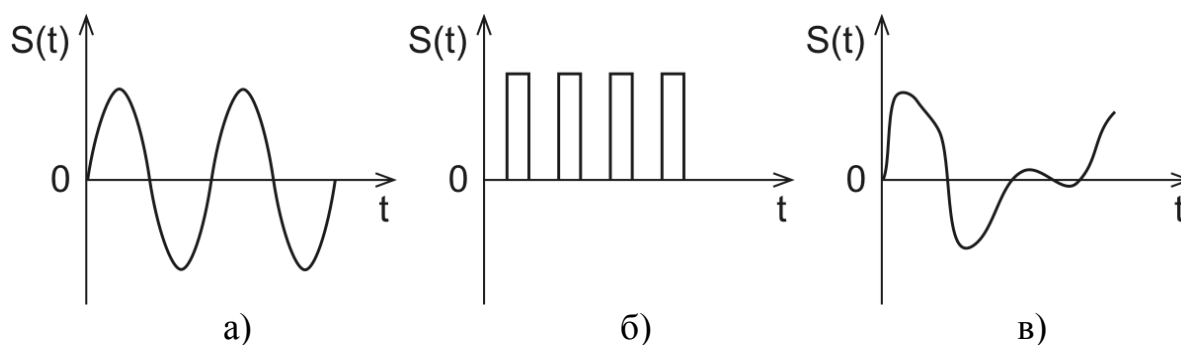


Рисунок 1. Детерминированные и случайные сигналы.

1.1.2. Сигналы, применяемые в радиоэлектронике

Непрерывные по величине (уровню) и непрерывные по времени (непрерывные или аналоговые) сигналы – принимают любые значения $s(t)$ и существуют в любой момент в заданном временном интервале (рисунок 1, а, в).

Непрерывные по величине и дискретные по времени сигналы заданы при дискретных значениях времени (на счетном множестве точек), величина сигнала

ла $s(t)$ в этих точках принимает любое значение в определенном интервале по оси ординат. Термин «дискретный» характеризует способ задания сигнала на оси времени (рисунок 2, а).

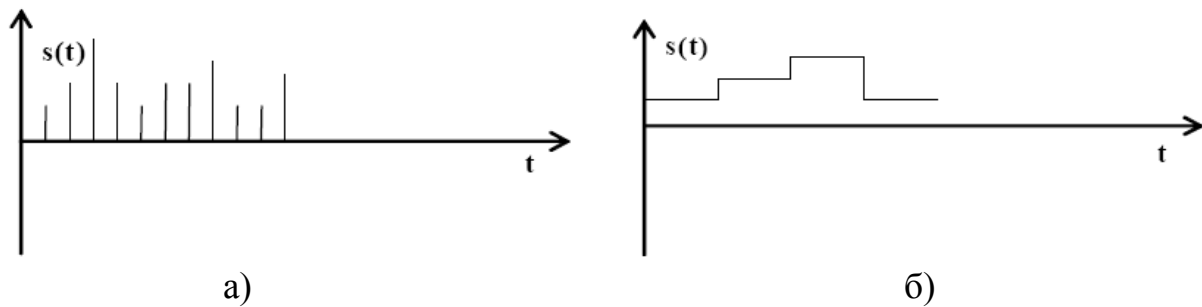


Рисунок 2. Дискретно-непрерывные сигналы:
а – дискретный по времени и непрерывный по величине
б – дискретный по величине и непрерывный по времени

Квантованные по величине и непрерывные по времени сигналы заданы на всей временной оси, но величина $s(t)$ может принимать лишь дискретные (квантованные) значения (рисунок 2, б).

Квантованные по величине и дискретные по времени (цифровые) сигналы – передаются значения уровней сигнала в цифровой форме (рисунок 3).

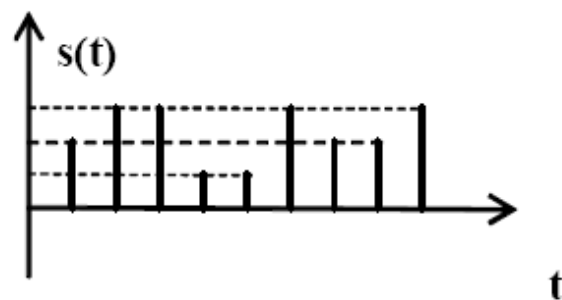


Рисунок 3. Цифровой сигнал.

1.1.3. Импульсные сигналы

Импульс – колебание, существующее лишь в пределах конечного отрезка времени. На рисунке 4 представлен видеоимпульс и радиоимпульс.

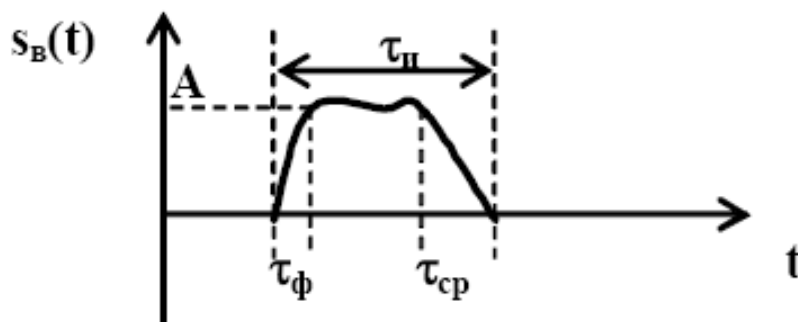


Рисунок 4. Цифровой сигнал.

Для трапециидального видеоимпульса вводят параметры:

A – амплитуда;

$\tau_{\text{и}}$ – длительность видеоимпульса;

$\tau_{\text{ф}}$ – длительность фронта;

$\tau_{\text{ср}}$ – длительность среза.

1.1.4. Специальные сигналы

Функция включения (единичная функция или функция Хевисайда) описывает процесс перехода некоторого физического объекта из «нулевого» в «единичное» состояние, причем этот переход совершается мгновенно (рисунок 5). Аналитическое представление функции включения имеет следующий вид:

$$\sigma(t) = 1(t) = \begin{cases} 0, t < 0 \\ 0.5, t = 0 \\ 1, t > 0 \end{cases} \quad (1)$$

С помощью функции включения удобно описывать разнообразные процессы коммутации в электрических цепях.

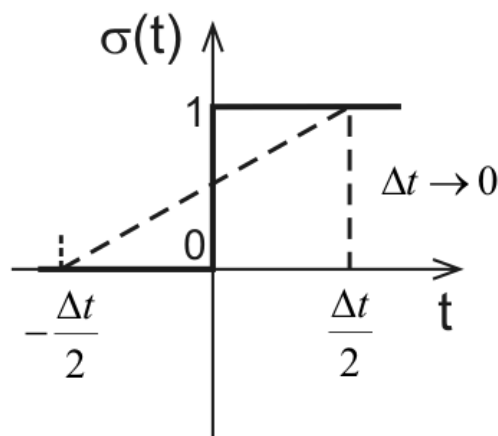


Рисунок 5. Функция включения.

Дельта-функция (Функция Дирака) является импульсом, длительность которого стремится к нулю, при этом высота импульса неограниченно возрастает. Принято говорить, что функция сосредоточена в этой точке. Аналитическое выражение, описывающее функцию Дирака, выглядит следующим образом:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, t = 0 \\ 0, t \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

Дельта-функция является полезной математической абстракцией. На практике такие функции не могут быть реализованы с абсолютной точностью,

так как невозможно реализовать амплитудное значение, равное бесконечности, в точке $\Delta t \rightarrow 0$ на аналоговой временной шкале.

При всей своей абстрактности дельта-функция имеет вполне определенный физический смысл. Представим себе импульсный сигнал прямоугольной формы длительностью t_u , амплитуда которого равна $\frac{1}{t_u}$, а площадь соответственно равна 1 (рисунок 6).

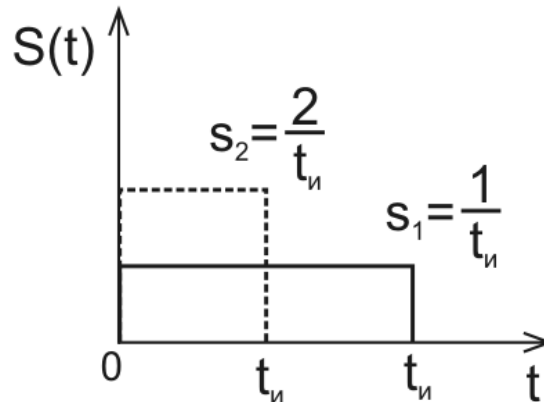


Рисунок 6. Пояснение смысла дельта-функции.

При уменьшении значения длительности t_u импульс, сокращаясь по длительности, сохраняет свою площадь, равную 1, и возрастает по амплитуде. Предел такой операции при $t_u \rightarrow 0$ и носит название дельта-импульса. Этот сигнал сосредоточен в одной координатной точке, конкретное амплитудное значение сигнала не определено, но площадь (интеграл) остается равной 1.

1.2. Методы представления сигналов

В результате развития радиотехники и математического анализа была создана теория сигналов на основе функционального анализа, в котором сигнал представляется как вектор в специальном бесконечномерном линейном пространстве. Это дало возможность говорить о величине сигнала, проводить сравнительный анализ сигналов и т. д. Линейное множество сигналов наделено специальной структурой, причем выбор структуры диктуется физическими соображениями (например, электрические сигналы складываются, умножаются и т. д.).

В *линейном пространстве* сигналов вводится *координатный базис* (координатные оси). Векторы координатного базиса e_i линейно независимы, то есть выполняется соотношение:

$$\sum_i c_i \cdot e_i = 0 \quad (3)$$

Если дано разложение сигнала $S(t)$ в виде:

$$S(t) = \sum_i c_i \cdot e_i, \quad (4)$$

то числа c_i являются проекциями сигнала $S(t)$ относительно выбранного базиса.

Норма – длина сигнала в линейном пространстве сигналов, вводится для количественной оценки сигналов. Понятие нормы применяется для:

– действительных аналоговых сигналов

$$\|S(t)\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt}, \quad (5)$$

– комплексных сигналов

$$\|S(t)\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S(t) S^*(t) dt}, \quad (6)$$

– дискретных сигналов

$$\|S(t)\| = \sqrt{\sum_{-\infty}^{\infty} S^2(t)}. \quad (7)$$

Ортогональные сигналы – пара сигналов, скалярное произведение которых (а также и взаимная энергия) равно нулю:

$$(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot v(t) dt = 0 \quad (8)$$

Обобщенный ряд Фурье. Произвольный сигнал $S(t)$ в Гильбертовом пространстве можно разложить в обобщенный ряд Фурье в выбранном базисе:

$$S(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i u_i(t), \quad (9)$$

где C_i – коэффициенты ряда, определяющиеся с учетом ортонормированности выбранного базиса (при $i = k$):

$$C_k = \int_{t_1}^{t_2} S(t) \cdot u_k(t) dt \quad (10)$$

Геометрическая интерпретация: C_k – проекция вектора на базисное направление.

1.3. Спектральное представление сигналов

В радиотехнике в качестве базиса ортогональных функций берутся гармонические функции, что связано с простотой их генерации, а также с тем, что эти сигналы инвариантны относительно преобразований в стандартных электрических цепях.

Спектральное разложение сигнала – это представление сигнала в виде суммы гармонических колебаний с различными частотами.

Частотный спектр (спектр) – набор отдельных гармонических компонент сигнала.

1.3.1. Ряд Фурье

Ряд Фурье для периодического сигнала (в ортонормированном базисе гармонических функций с учетом (9),(10)):

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) \quad (11)$$

С коэффициентами:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) dt \quad (12)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos n\omega_1 t dt \quad (13)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \sin n\omega_1 t dt \quad (14)$$

В общем случае периодический сигнал содержит постоянную составляющую и бесконечный набор гармонических колебаний – гармоник, с частотами $\omega_n = n\omega_1$, $n = 0, 1, \dots$, кратными основной частоте (ω_1) последовательности. Четный сигнал имеет только косинусоидальные составляющие, нечетный сигнал – синусоидальные.

Каждую гармонику можно описать ее амплитудой A_n и начальной фазой ϕ_n . Тогда коэффициенты ряда Фурье:

$$\begin{aligned} a_n &= A_n \cos \phi_n \\ b_n &= A_n \sin \phi_n \\ A_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ \operatorname{tg} \phi_n &= \frac{b_n}{a_n} \end{aligned} \quad (15)$$

и эквивалентная форма ряда Фурье:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega_1 t - \phi_n)) \quad (16)$$

Спектральная диаграмма периодического сигнала – это графическое изображение коэффициентов ряда Фурье для конкретного сигнала.

Спектральные диаграммы бывают амплитудные и фазовые (рисунок 7). По горизонтальной оси диаграмм в масштабе откладываются частоты гармоник, а по вертикальной – их амплитуды или начальные фазы.

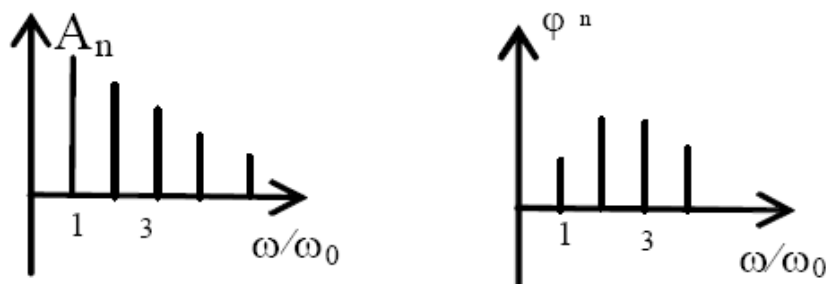


Рисунок 7. Амплитудная и фазовая спектральные диаграммы периодического сигнала.

1.3.2. Комплексная форма ряда Фурье

Спектральное разложение периодического сигнала можно провести в системе базисных функций, состоящих из экспонент с мнимыми показателями. Функции этого базиса периодичны с периодом T и ортонормированны на отрезке времени $[-T/2, T/2]$. Тогда комплексный ряд Фурье с учетом нормы комплексного сигнала:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t} \quad (17)$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) e^{-jn\omega_1 t} dt$$

При вычислениях нужно учитывать связь экспоненциальных функций с тригонометрическими:

$$e^{-jn\omega_1 t} = \cos n\omega_1 t - j \sin n\omega_1 t \quad (18)$$

$$\cos n\omega_1 t = \frac{e^{jn\omega_1 t} + e^{-jn\omega_1 t}}{2} \quad (19)$$

$$j \sin n\omega_1 t = \frac{e^{jn\omega_1 t} - e^{-jn\omega_1 t}}{2} \quad (20)$$

В случае экспоненциального представления спектр сигнала будет содержать гармоники в отрицательной области на оси частот, при этом нужно учитывать, что отрицательная частота это не физическое, а математическое понятие, определяемое представлением комплексных чисел.

1.3.3. Спектральное представление непериодических сигналов

Пусть существует одиночный импульсный сигнал $S(t)$ конечной длительности. Мысленно дополним его такими же сигналами, периодически следующими через некоторые интервалы времени – T . В результате получим периодическую последовательность $S_{\text{пер}}(t)$, которую можно представить в виде ряда Фурье (17).

Для перехода к одиночному импульсу увеличим до бесконечности период повторения импульсов T . При этом:

1) Частоты $n\omega_1$ и $(n+1)\omega_1$ окажутся сколь угодно близкими и поэтому дискретную переменную $n\omega_1$ можно заменить непрерывной – ω – текущей частотой.

2) Амплитудные коэффициенты C_n станут бесконечно малыми (стремящимися к нулю) из-за наличия $T \rightarrow \infty$ в знаменателе.

3) Рассмотрим интервал частот $\Delta\omega \rightarrow 0$ в окрестностях некоторой частоты ω_0 . В пределах этого интервала будет содержаться N отдельных пар спектральных составляющих, частоты которых будут отличаться друг от друга сколь угодно мало ($N = \Delta\omega/\omega_1 = \Delta\omega T/2\pi$).

4) В результате указанных предположений спектральные составляющие можно складывать так, как будто они имеют одну и ту же частоту и характеризуются одинаковыми комплексными амплитудами. Комплексная амплитуда эквивалентного гармонического сигнала внутри интервала $\Delta\omega$:

$$\Delta A\omega_0 = \frac{2N}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega_0 t} dt = \frac{\Delta\omega}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega_0 t} dt \quad (21)$$

Причем, величина

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt = S(\omega) \quad (22)$$

называется спектральной плотностью сигнала $S(t)$ (спектральной функцией или преобразованием Фурье данного сигнала).

С точки зрения физического смысла спектральная плотность $S(\omega_0) = S(2\pi f_0)$ – масштабный множитель, связывающий малую длину интервала частот Δf и отвечающую ему комплексную амплитуду ΔA_{f_0} гармонического сигнала на центральной частоте f_0 .

При решении обратной задачи, то есть нахождения сигнала по его спектральной плотности, необходимо воспользоваться обратным преобразованием Фурье для сигнала $S(t)$:

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (23)$$

Условие существования спектральной плотности сигнала: для того, чтобы сигналу $S(t)$ можно было бы сопоставить его спектральную плотность $S(\omega)$, необходимо, чтобы сигнал был абсолютно интегрируем, то есть, чтобы существовал интеграл:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < +\infty \quad (24)$$

Кратко изложенная теория спектрального анализа сигналов позволяет анализировать прохождение сигналов через радиотехнические цепи, устройства, системы.

2. ПРОХОЖДЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ СТАЦИОНАРНЫЕ ЦЕПИ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Любое радиотехническое устройство представляет собой систему, то есть совокупность физических объектов, между которыми существуют определенные взаимодействия.

В системе можно выделить вход, на который подается исходный сигнал, и выход, откуда снимается преобразованный сигнал.

Если интересует только связь между входными и выходными сигналами и не рассматривают внутренние процессы в системе, то систему рассматривают как «черный ящик» (рисунок 10).



Рисунок 10. Представление радиотехнической системы в виде «черного ящика».

Закон связи между входным сигналом $U_{\text{вх}}(t)$ и выходным сигналом (откликом, выходной реакцией системы) $U_{\text{вых}}(t)$ задается системным оператором T :

$$U_{\text{вых}}(t) = T U_{\text{вх}}(t) \quad (25)$$

При исследовании необходимо указывать и область допустимых входных $D_{вх}$ и выходных $D_{вых}$ воздействий, которые описывают характер сигналов (непрерывных, дискретных, детерминированных, случайных и т. д.).

Математической моделью (ММ) системы называют совокупность системного оператора T и областей допустимых сигналов $D_{вх}$, $D_{вых}$.

На основании свойств ММ можно проводить классификацию систем.

2.1. Классификация систем

2.1.1. Стационарные и нестационарные системы

Система стационарна, если ее выходная реакция не зависит от того, в какой момент времени поступает входной сигнал при любом значении t_0 .

$$U_{вых}(t \pm t_0) = TU_{вх}(t \pm t_0) \quad (26)$$

Если система не инвариантна относительно выбора начала отсчета времени (не выполняются равенства (25, 26)), то такая система называется *нестационарной* (системой с переменными во времени параметрами или *параметрической*).

2.1.2. Линейные и нелинейные системы

Данный принцип классификации основан на различной реакции системы на сложный суммарный сигнал.

Если оператор системы:

$$T(U_{вх1}(t) + U_{вх2}(t)) = TU_{вх1}(t) + TU_{вх2}(t) \quad (27)$$

$$T(\alpha U_{вх}) = \alpha TU_{вх}, \quad (28)$$

где α – произвольное число, то такая система называется линейной.

Система *линейная*, если выполняются условия (27, 28), то есть выполняется фундаментальный принцип суперпозиции.

Если принцип суперпозиции не выполняется, то система *нелинейная*.

2.1.3. Сосредоточенные и распределенные системы

Классификация основана на сопоставлении физических размеров системы и рабочей длины волны.

Если характерный размер системы (наибольшая длина соединительных проводников цепи) много меньше длины волны, то такая радиотехническая система является системой с сосредоточенными параметрами. В такой системе можно выделить физические области локализации электрического (конденсатор) и магнитного (катушка индуктивности) полей. Для описания таких систем используют ММ – принципиальные схемы. Область применения сосредоточенных систем до сотен МГц.

В диапазоне СВЧ размеры системы соизмеримы с длиной волны передаваемых колебаний, поэтому необходимо учитывать время распространения сигнала, такие системы называют системами с *распределенными параметрами*.

2.2. Спектральный метод анализа прохождения сигналов через линейные стационарные цепи

2.2.1. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристика цепи

Частотный коэффициент передачи $K(j\omega)$ имеет следующую интерпретацию: если на вход системы поступает гармонический сигнал с известной частотой ω и комплексной амплитудой $\dot{U}_{\text{вх}}$, то комплексная амплитуда выходного сигнала (отклика цепи):

$$\dot{U}_{\text{вых}} = K(j\omega)\dot{U}_{\text{вх}} \quad (29)$$

Представление $K(j\omega)$ в показательной форме:

$$K(j\omega) = |K(j\omega)|e^{j\phi_k(\omega)} \quad (30)$$

$$\phi_k(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}K(j\omega)}{\text{Re}K(j\omega)} \quad (31)$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ): $|K(j\omega)| = f(\omega)$,

Фазо-частотная характеристика (ФЧХ): $\phi(\omega) = f(\omega)$.

2.2.2. Спектральный метод анализа прохождения сигналов через линейные стационарные цепи

Если на входе некоторой линейной системы действует детерминированный сигнал $U_{\text{вх}}(t)$, для которого существует обратное преобразование Фурье

$$U_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{вх}}(\omega) d\omega, \quad (32)$$

то полагая, что известен $K(j\omega)$ системы, выходной сигнал можно представить как

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)U_{\text{вх}}(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (33)$$

2.2.3. Энергетическая интерпретация процесса преобразования сигнала в линейных стационарных цепях

Системный оператор T – это правило перехода от вектора $U_{\text{вх}}(t)$ линейного пространства сигналов к новому вектору $U_{\text{вых}}(t)$.

Спектральная плотность энергии (энергетический спектр сигнала на выходе системы):

$$W_{\text{вх}}(\omega) = U_{\text{вх}}(\omega)U_{\text{вх}}^*(\omega) .$$

Энергия комплексного выходного сигнала $U_{\text{вых}}(t)$:

$$E_{\text{вх}}(\omega) = \|U_{\text{вх}}\|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{вх}}(\omega)U_{\text{вх}}^*(\omega)d\omega \quad (34)$$

где $U_{\text{вх}}(\omega) = |K(j\omega)|U_{\text{вх}}(\omega)$; $W_{\text{вх}}(\omega) = |K(j\omega)|^2 W_{\text{вх}}(\omega)$.

Тогда

$$E_{\text{вх}}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 W_{\text{вх}}(\omega)d\omega . \quad (35)$$

Величина $K_p(\omega) = |K(j\omega)|^2$ частотный коэффициент передачи мощности системы на заданной частоте.

Частотный коэффициент передачи цепи определяется стандартными методами теории цепей.

3. КОНТРОЛЬНОЕ ДОМАШНЕЕ ЗАДАНИЕ – «РАСЧЕТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ЛИНЕЙНЫЕ СТАЦИОНАРНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ»

Выполнение контрольного домашнего задания является промежуточным этапом изучения дисциплины «Радиотехнические цепи и сигналы» и имеет своей целью:

- систематизацию, закрепление и расширение теоретических знаний студентов по дисциплине;
- углубленное изучение соответствующего раздела дисциплины;
- развитие навыков математического моделирования радиотехнических сигналов и цепей.

Контрольное домашнее задание должно решать следующие задачи:

- изучение характеристик радиотехнических сигналов и методов их математического описания;
- анализ преобразования сигналов в радиотехнических цепях;
- синтез радиотехнических цепей с заданными свойствами.

В соответствии с темой студенты должны выполнить следующие расчеты и графические построения:

- по известной форме и параметрам входного воздействия рассчитать и построить амплитудный и фазовый спектры входного сигнала;
- по заданной структуре линейной электрической цепи рассчитать и построить амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики электрической цепи;
- используя полученные на предыдущих этапах параметры и характеристики входного сигнала и электрической цепи, рассчитать и построить амплитудный и фазовый спектры отклика цепи.

3.1. Теоретическая часть

3.1.1. Расчет и построение амплитудного и фазового спектров входного сигнала

Если входной сигнал – периодическая функция времени (периодическая последовательность импульсов), то спектр его находится разложением в ряд Фурье (11). Коэффициенты a_0 , a_n и b_n определяются на основании (12-15). Если исходный сигнал представляет четную функцию времени, т.е. $S(t) = S(-t)$, то исходное разложение (11) будет содержать только косинусные составляющие. Для нечетных функций исходное разложение будет содержать только синусные составляющие.

В соответствии с назначенным вариантом (варианты заданий представлены ниже) записать математическую модель входного сигнала (аналитическое представление и осциллограмму) и рассчитать спектр периодической последовательности импульсов по формулам (11-16).

Построить в масштабе спектральные диаграммы входного сигнала. Количество гармоник выбирать так, чтобы на графиках спектров были полностью отображены главный лепесток спектральной характеристики.

3.1.2. Расчет и построение амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик электрической цепи

Частотный коэффициент передачи радиотехнической системы $K(j\omega)$ имеет следующую интерпретацию. Если на вход системы поступает гармонический сигнал с известной частотой ω и комплексной амплитудой $U_{вх}$, то комплексная амплитуда выходного сигнала (отклика цепи) определяется из соотношений (29-33).

В соответствии с назначенным вариантом рассчитать комплексный коэффициент передачи системы по формулам (29-33). Построить в масштабе АЧХ и ФЧХ системы.

При расчете обязательно определить значения коэффициента передачи системы на частотах рассчитанных гармоник спектра входного сигнала.

3.1.3. Расчет и построение амплитудного спектра отклика цепи

Отклик системы (выходной сигнал или реакция на входное воздействие) определяется выражением (29).

В соответствии с назначенным вариантом рассчитать отклик системы. Построить в масштабе амплитудную и фазовую спектральные диаграммы отклика. Количество гармоник для отображения выходного сигнала взять равным количеству гармоник входного сигнала.

На основании проведенных исследований письменно сделать заключение о возможности передачи входного сигнала через данную радиотехническую систему без искажений.

3.2. Заключение

В заключение обязательно необходимо указать требования к радиотехнической цепи по передаче сигналов без искажений для исследуемого случая.

3.3. Варианты заданий

Для всех вариантов заданий в качестве входного сигнала определен сигнал в виде последовательности прямоугольных импульсов. Его математическая модель имеет следующий вид:

$$U(t) = \begin{cases} 2E, & \text{при } 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \text{при } \tau < t \leq T \end{cases}.$$

Параметры сигнала определяются из таблицы 1 для каждого варианта задания.

Параметры элементов схемы определяются по порядковому номеру в общем списке учебного потока в соответствии с таблицей 1. Если в схеме имеется

несколько однотипных элементов, то параметры всех элементов выбираются равными.

Таблица № 1

№ варианта	Е, В	Т, мкс	τ , мкс	R, кОм	С, нФ	L, мГн
1	2	100	30	1	10	30
2	5	150	25	2	15	25
3	3	200	20	3	20	20
4	5	250	15	4	25	15
5	10	300	10	5	30	10
6	8	100	30	1	35	30
7	12	150	25	2	40	25
8	4	200	20	3	10	20
9	7	250	15	4	15	15
10	9	300	10	5	20	10
11	2	100	30	1	25	30
12	5	150	25	2	30	25
13	3	200	20	3	35	20
14	5	250	15	4	40	15
15	10	300	10	5	10	10
16	8	100	30	1	15	30
17	12	150	25	2	20	25
18	4	200	20	3	25	20
19	7	250	15	4	30	15
20	9	300	10	5	35	10
21	2	100	30	1	40	30
22	5	150	25	2	10	25
23	3	200	20	3	15	20
24	5	250	15	4	20	15
25	10	300	10	5	25	10
26	8	100	30	1	30	30
27	12	150	25	2	35	25
28	4	200	20	3	40	20
29	7	250	15	4	10	15
30	9	300	10	5	15	10
31	2	100	30	1	20	30
32	5	150	25	2	25	25
33	3	200	20	3	30	20
34	5	250	15	4	35	15
35	10	300	10	5	40	10
36	8	100	30	1	10	30
37	12	150	25	2	15	25

38	4	200	20	3	20	20
39	10	250	10	4	10	10
40	8	300	30	5	15	30

Варианты схем радиотехнических цепей приведены в таблице 2. Номер варианта задания соответствует сумме двух последних цифр номера зачетной книжки.

Таблица № 2

№ варианта	Схема цепи	№ варианта	Схема цепи
1		2	
3		4	
5		6	
7		8	

9		10	
11		12	
13		14	
15		16	
17		18	

3.4. Требования к оформлению пояснительной записки контрольного домашнего задания

Пояснительная записка должна содержать следующие разделы:

1. Содержание.
2. Задание.

3. Введение. Во введении содержатся общие теоретические сведения по теории исследуемых сигналов и радиотехнических цепей.

4. Теоретическая часть.

4.1. Расчет и построение амплитудного и фазового спектров входного сигнала.

4.2. Расчет и построение АЧХ цепи.

4.3. Расчет и построение амплитудного и фазового спектров отклика цепи.

4.4. Выводы по расчетам.

5. Заключение. В заключении проводится сравнительный анализ спектральных характеристик сигналов на входе и выходе цепи и делается вывод о том, какая цепь была исследована.

6. Список используемой литературы.

Работа выполняется на листах формата А4. Теоретические расчеты проводятся качественно (в общем виде). Вся графическая часть выполняется в масштабе. Для упрощения расчетов возможно использование программ математического моделирования, например, MathCAD.

Полученные результаты обязательно анализируются и на основании анализа обязательно письменно приводятся подробные выводы.

3.5. Пример выполнения расчетов

На вход цепи, содержащей $R = 2.5\text{кОм}$ и $C = 10\text{нФ}$ (рисунок 11), подается периодическая последовательность прямоугольных импульсов (рисунок 12):

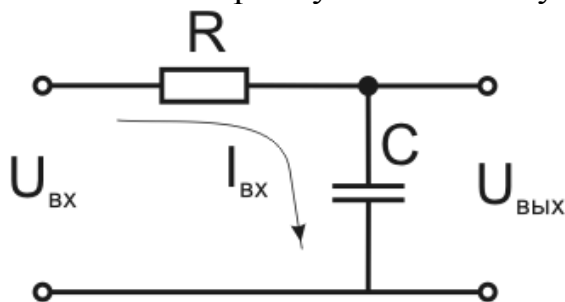


Рисунок 11. Схема электрической цепи.

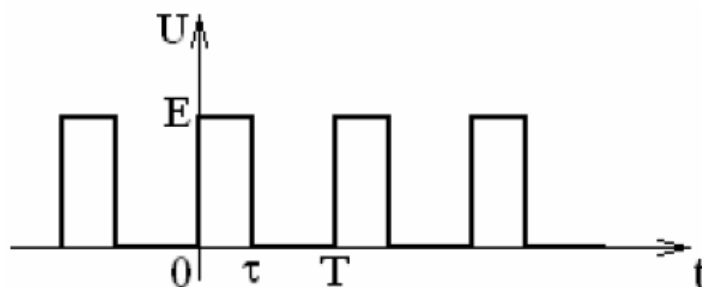


Рисунок 12. График входного воздействия.

Построить АЧХ, ФЧХ и переходную характеристику цепи. Найти спектр выходного сигнала и сравнить его со спектром входного.

3.5.1. Расчет спектральных характеристик входного воздействия

Входным воздействием цепи является периодическая последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой $E = 2$ В, длительностью импульса $\tau = 30$ мкс и периодом $T = 150$ мкс (рисунок 12).

Аналитически такой сигнал можно представить следующим образом:

$$U(t) = \begin{cases} 2, & \text{при } 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \text{при } \tau < t \leq T \end{cases}$$

На основании (16) спектр входного сигнала представляется разложением функции $U(t)$ в ряд Фурье:

$$U(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{n\text{вх}} \cos(n\omega_1 t - \phi_{n\text{вх}}),$$

где $A_{n\text{вх}}$ и $\phi_{n\text{вх}}$ определяются выражением (15), а коэффициенты a_0 , a_n и b_n определяются на основании (12-14).

Вычислим коэффициенты a_0 , a_n и b_n , учитывая, что сигнал $U(t)$ имеет значение, отличное от нуля только на интервале $0 \leq t \leq \tau$. При этом получим следующие значения коэффициентов:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\tau} E dt = \frac{2E\tau}{T} \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \cos n\omega_1 t dt = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cos n\omega_1 t dt = \frac{2E}{T} \int_0^{\tau} \cos n\omega_1 t dt = \\ &= \frac{2E}{T} \frac{\sin n\omega_1 t}{n\omega_1} \Big|_0^{\tau} = \frac{E}{\pi n} \sin n\omega_1 \tau \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \sin n\omega_1 t dt = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \sin n\omega_1 t dt = \frac{2E}{T} \int_0^{\tau} \sin n\omega_1 t dt = \\ &= -\frac{2E}{T} \frac{\cos n\omega_1 t}{n\omega_1} \Big|_0^{\tau} = -\frac{E}{\pi n} (\cos n\omega_1 \tau - 1) \end{aligned} \quad (36)$$

Подставляя значения коэффициентов в (15), найдем $A_{n\text{вх}}$ и $\phi_{n\text{вх}}$:

$$A_{n\text{ex}} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \sqrt{\left(\frac{E}{\pi n}\right)^2 \sin^2 n\omega_1\tau + \left(\frac{E}{\pi n}\right)^2 (\cos n\omega_1\tau - 1)^2} =$$

$$= \frac{E}{\pi n} \sqrt{2(1 - \cos n\omega_1\tau)} = \frac{E}{\pi n} \sqrt{4 \sin^2 \frac{n\omega_1\tau}{2}} = \frac{2E}{\pi n} \left| \sin \frac{n\omega_1\tau}{2} \right| \quad (37)$$

$$\phi_{n\text{ex}} = \arctg \frac{b_n}{a_n} = \arctg \frac{-\frac{E}{\pi n} (\cos n\omega_1\tau - 1)}{\frac{E}{\pi n} \sin n\omega_1\tau} = \arctg \frac{1 - \cos n\omega_1\tau}{\sin n\omega_1\tau} =$$

$$= \arctg \frac{2 \sin^2 \frac{n\omega_1\tau}{2}}{2 \sin \frac{n\omega_1\tau}{2} \cos \frac{n\omega_1\tau}{2}} = \arctg \frac{\sin \frac{n\omega_1\tau}{2}}{\cos \frac{n\omega_1\tau}{2}} = \arctg \left(\tg \frac{n\omega_1\tau}{2} \right) = \frac{n\omega_1\tau}{2} \quad (38)$$

Таким образом, $A_{n\text{ex}} = \frac{2E}{\pi n} \left| \sin \frac{n\omega_1\tau}{2} \right|$ – амплитудный спектр входного сигнала,

а $\phi_{n\text{ex}} = \frac{n\omega_1\tau}{2}$ – фазовый спектр.

Подставляя в (36-38) исходные значения параметров входного сигнала, рассчитаем значения спектральной характеристики для первых семи гармоник:

$$a_0 = \frac{2 * 2 * 30 * 10^{-6}}{150 * 10^{-6}} = 0.8 \text{ B}$$

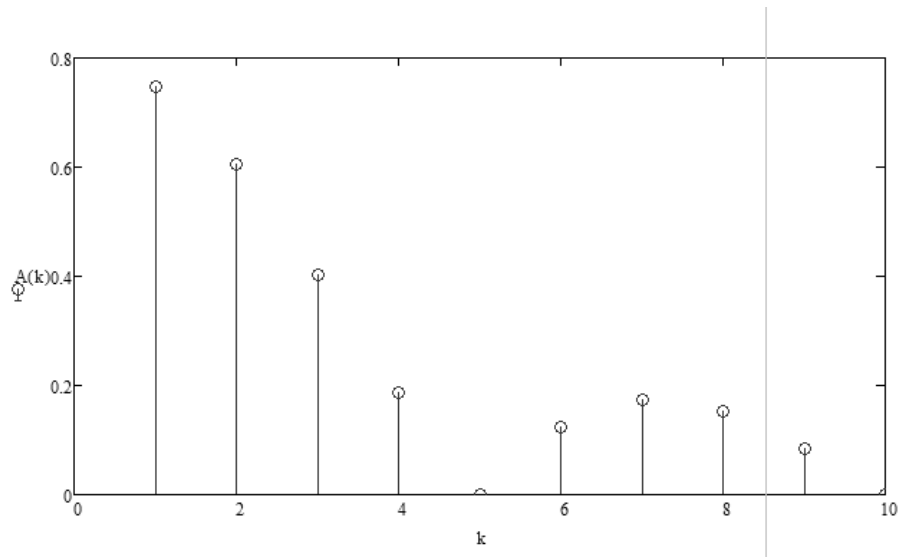
$$A_{n\text{ex}} = \frac{2E}{\pi n} \left| \sin \frac{n\omega_1\tau}{2} \right| = \frac{2 * 2}{\pi} \left| \sin \frac{\pi n}{N} \right| \text{ B}$$

$$\phi_{n\text{ex}} = \frac{n\omega_1\tau}{2} = \frac{\pi n}{N} \text{ рад}$$

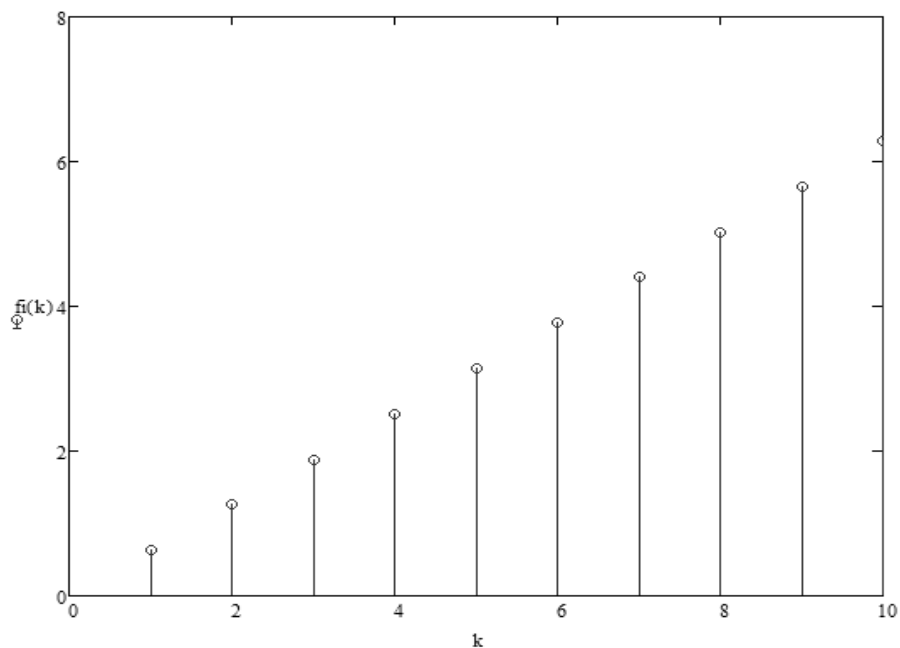
где N – скважность, n – номер гармоники.

n	$A_{n\text{ex}} = \frac{2E}{\pi n} \left \sin \frac{n\omega_1\tau}{2} \right = \frac{2 * 2}{\pi} \left \sin \frac{\pi n}{N} \right , \text{ B}$	$\phi_{n\text{ex}} = \frac{n\omega_1\tau}{2} = \frac{\pi n}{N} \frac{180}{\pi}, \text{ град}$
1	0,75	6,283
2	0,61	12,566
3	0,4	18,85
4	0,19	25,133
5	0	31,416
6	0,12	37,699
7	0,17	43,982

Графики амплитудного и фазового спектров приведены на рисунках ниже.



Амплитудный спектр входного сигнала



Фазовый спектр входного сигнала

3.5.2. Расчет АЧХ и ФЧХ системы

Важнейшим условием использования спектрального метода является знание комплексного коэффициента передачи исследуемой цепи. Найти комплексный коэффициент передачи можно, используя методы теории цепей (метод узловых потенциалов или метод контурных токов).

Частотный коэффициент передачи $K(j\omega)$ (КЧХ) имеет следующую интерпретацию: если на вход системы поступает гармонический сигнал с известной

частотой ω и комплексной амплитудой $\dot{U}_{\text{вх}}$, то комплексная амплитуда выходного сигнала (отклика цепи) равна:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = K(j\omega)\dot{U}_{\text{вх}} \quad (39)$$

В выражении (39) присутствует комплексная величина $K(j\omega)$, равная

$$K(j\omega) = \text{Re}(K(j\omega)) + j\text{Im}(K(j\omega)).$$

Частотный коэффициент передачи $K(j\omega)$ представляется двумя составляющими:

– амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), которая определяется, как модуль КЧХ

$$|K(j\omega)| = K(\omega) = \sqrt{\text{Re}(K(j\omega))^2 + \text{Im}(K(j\omega))^2} \quad (40)$$

Полученная зависимость является функцией частоты и определяет, как изменяется амплитуда сигнала на выходе цепи при изменении частоты входного сигнала.

– фазо-частотной характеристикой (ФЧХ), которая является аргументом КЧХ

$$\phi(\omega) = \arg(K(j\omega)) = \arctg \frac{\text{Im } K(j\omega)}{\text{Re } K(j\omega)} \quad (41)$$

Фазо-частотная характеристика также является функцией частоты – $\phi(\omega) = f(\omega)$ и характеризует изменение фазы выходного сигнала относительно фазы входного.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики (АЧХ и ФЧХ) могут быть определены следующим образом:

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{j\text{Arg}(K(j\omega))} = K(\omega) e^{j\Phi(\omega)},$$

где $K(\omega) = |K(j\omega)|$ – АЧХ, а $\Phi(\omega) = \text{Arg}(K(j\omega))$ – ФЧХ.

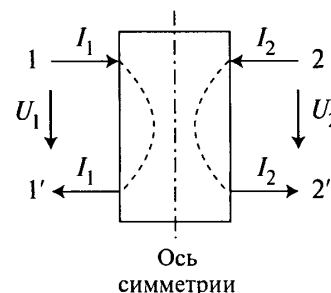
Найдем $K(j\omega)$, выразив его из (39):

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}. \quad (42)$$

Такую интерпретацию коэффициента передачи $K(j\omega)$ удобно применять, если рассматривать электрическую цепь в виде четырехполюсника. Четырехполюсник (ЧП) – это электрическая цепь, имеющая две пары полюсов (зажимов, точек подключения к другим цепям), причем в каждой паре полюсов протекает свой ток. Условно ЧП изображают в виде прямоугольника с двумя парами полюсов.

Левую пару полюсов (1-1') называют входом ЧП, а правую (2-2') – выходом.

К входу ЧП обычно подключают воздействие $v_{вз}$, а на выходе анализируют отклик $v_{от}$. В качестве воздействия и отклика используют напряжения U_1 и U_2 или токи I_1 и I_2 .



Понятие «четыреполюсник» широко используется при анализе передаточных свойств и синтезе электрических фильтров, усилителей и других звеньев электрических цепей.

Предполагая, что в общем случае о внутренней структуре ЧП ничего не известно, а известны (или могут быть измерены) только входные (U_1, I_1) и выходные (U_2, I_2) параметры, то теория ЧП может быть построена на основе анализа комбинаций этих параметров.

Одна из комбинаций представлена следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} U_1 = A_{11}U_2 + A_{12}I_2 \\ I_1 = A_{21}U_2 + A_{22}I_2 \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [A] \times \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix},$$

где $[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$ – матрица А-параметров, элементы которой опре-

деляются следующими соотношениями:

$A_{11} = \frac{U_1}{U_2}$ (при $I_2 = 0$) – величина обратная коэффициенту передачи по на-

пряжению при холостом ходе (ХХ) на выходе;

$A_{21} = \frac{I_1}{U_2}$ (при $I_2 = 0$) – передаточная проводимость при холостом ходе

на выходе;

$A_{12} = \frac{U_1}{I_2}$ (при $U_2 = 0$) – передаточное сопротивление при коротком за-

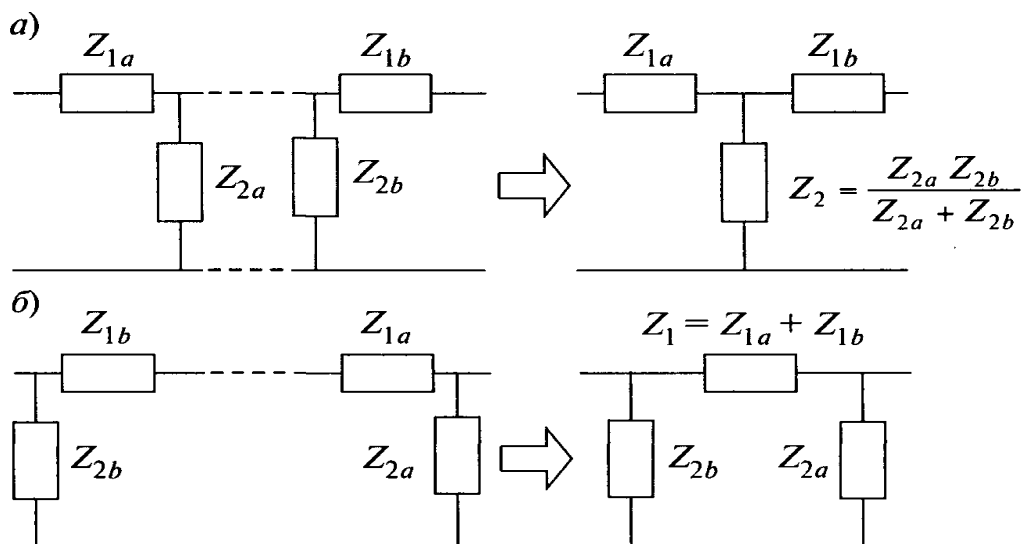
мыкании на выходе;

$A_{22} = \frac{I_1}{I_2}$ (при $U_2 = 0$) – величина, обратная коэффициенту передачи по

току при коротком замыкании на выходе.

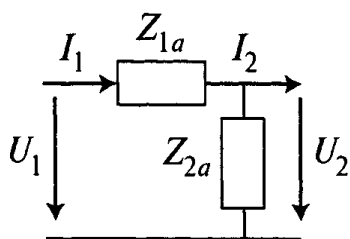
Первичные параметры ЧП определяются инвариантно к их структуре. Однако при реализации конкретных видов ЧП необходимо задаваться их структурой (топологией), при этом обычно их представляют в виде двух различных Г-образных полувзвеньев, Т-, П-образных и мостовых звеньев.

Каскадное соединение двух разных Г-образных полувзвеньев образует Т-образное (рисунок а) или П-образное (рисунок б) звено:



А-параметры этих схем замещения имеют следующий вид:

Полузвено а-типа



$$A_{11a} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{Z_{1a} + Z_{2a}}{Z_{2a}}$$

$$A_{21a} = \frac{I_1}{U_2} = \frac{1}{Z_{2a}}$$

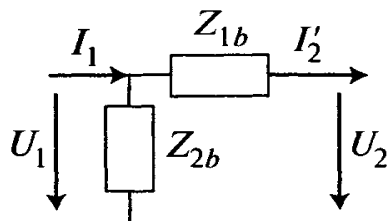
$$A_{12a} = \frac{U_1}{I_2} = Z_{1a}$$

$$A_{22a} = 1$$

следовательно,

$$[A_a] = \begin{bmatrix} A_{11a} & A_{12a} \\ A_{21a} & A_{22a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{1a} + Z_{2a}}{Z_{2a}} & Z_{1a} \\ \frac{1}{Z_{2a}} & 1 \end{bmatrix}.$$

Для полувена b-типа



матрица А-параметров будет выглядеть следующим образом

$$[A_b] = \begin{bmatrix} A_{11b} & A_{12b} \\ A_{21b} & A_{22b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{1b} \\ \frac{1}{Z_{2b}} & \frac{Z_{1b} + Z_{2b}}{Z_{2b}} \end{bmatrix}.$$

Тогда для Т-образного звена матрица $[A] = [A_a] \times [A_b]$, а для П-образного – $[A] = [A_b] \times [A_a]$.

Операция перемножения двух матриц для Т-образного звена сводится к выполнению следующих действий:

$$[A] = [A_a] \times [A_b] = \begin{bmatrix} A_{11a} & A_{12a} \\ A_{21a} & A_{22a} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{11b} & A_{12b} \\ A_{21b} & A_{22b} \end{bmatrix} =$$

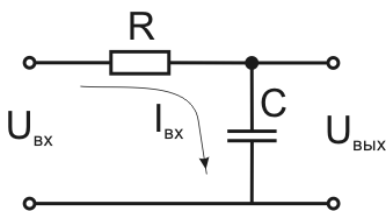
$$= \begin{bmatrix} A_{11a}A_{11b} + A_{12a}A_{21b} & A_{11a}A_{12b} + A_{12a}A_{22b} \\ A_{21a}A_{11b} + A_{22a}A_{21b} & A_{21a}A_{12b} + A_{22a}A_{22b} \end{bmatrix}.$$

Аналогичный результат можно получить для случая П-образного звена, учитывая, что исходные перемножаемые матрицы меняются местами.

В случае, если электрическая цепь представлена одним единственным полужвеном – а-типа или b-типа – второй множитель в произведении заменяется единицей.

Если цепь представлена последовательным соединением однотипных звеньев с коэффициентами передачи $K_1(j\omega), K_2(j\omega) \dots K_M(j\omega)$, то общий коэффициент передачи $K(j\omega) = K_1(j\omega) \times K_2(j\omega) \times \dots \times K_M(j\omega)$.

На основании приведенных рассуждений рассчитаем составляющие матрицы А-параметров для электрической цепи, приведенной на рисунке 11. Такая цепь представляет собой одно единственно звено, и это звено а-типа. Тогда коэффициенты матрицы А-параметров будут выглядеть следующим образом:



$$A_{11a} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{вх}} \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)}{I_{\text{вх}} \frac{1}{j\omega C}} = 1 + j\omega RC$$

$$A_{21a} = \frac{I_1}{U_2} = \frac{I_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}} \frac{1}{j\omega C}} = j\omega C$$

$$A_{12a} = \frac{U_1}{I_2} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вых}}} = Z_{1a} = R$$

$$A_{22a} = 1$$

Поскольку коэффициент A_{11a} представляет собой величину, обратную коэффициенту передачи цепи, то определим коэффициент передачи как

$$K(j\omega) = \frac{1}{A_{11a}} :$$

$$K(j\omega) = \frac{1}{A_{11a}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

Амплитудно-частотная характеристика определяется как модуль $|K(j\omega)|$.

Для комплексного выражения, заданного в виде $z = \frac{1}{a + jb}$, модуль определяется следующим выражением:

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\omega RC)^2}},$$

а аргумент:

$$\Phi(\omega) = \text{Arg}(z) = -\text{arctg} \frac{b}{a} = -\text{arctg} \frac{\omega RC}{1}.$$

Вычислим $K(\omega)$ и $\Phi(\omega)$ для первых семи гармоник входного сигнала

n	$\omega_n = \frac{2\pi n}{T}$	$K(\omega)$	$\Phi(\omega)$
1	$4.189 \cdot 10^4$	0.691	-46.321
2	$8.378 \cdot 10^4$	0.431	-64.477
3	$1.257 \cdot 10^5$	0.303	-72.343
4	$1.676 \cdot 10^5$	0.232	-76.573
5	$2.094 \cdot 10^5$	0.188	-79.188
6	$2.513 \cdot 10^5$	0.157	-80.957
7	$2.932 \cdot 10^5$	0.135	-82.232

Графики АЧХ и ФЧХ приведены ниже

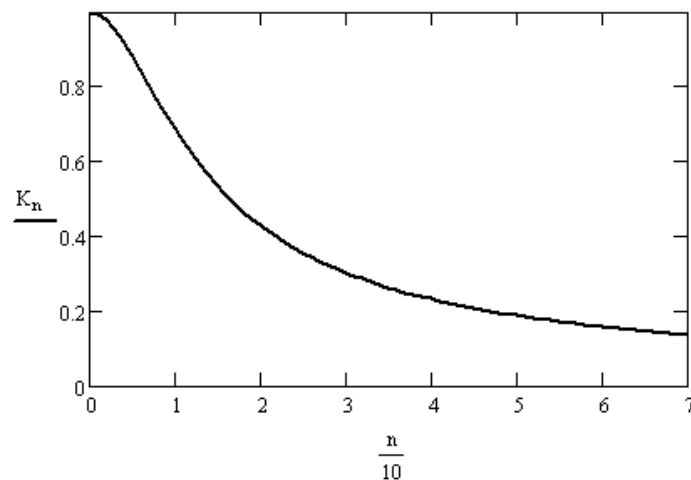


График амплитудно-частотной характеристики

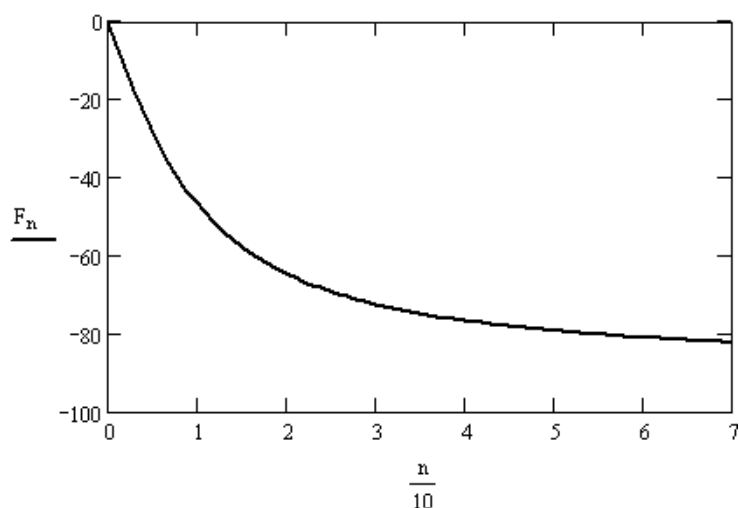


График фазо-частотной характеристики

3.5.3. Расчет спектральных характеристик отклика

Амплитудный и фазовый спектры выходного сигнала находим, зная амплитудный и фазовый спектры входного сигнала и частотный коэффициент передачи, по следующим формулам:

$$A_{n\text{вых}} = A_{n\text{вх}} |K(j\omega)| = \frac{2E}{\pi n} \left| \sin \frac{n\omega_1\tau}{2} \right| \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\omega RC)^2}}$$

$$\phi_{n\text{вых}} = \phi_{n\text{вх}} + \Phi(\omega) = \frac{n\omega_1\tau}{2} - \arctg \frac{\omega RC}{1}$$

Вычислим $A_{n\text{вых}}$ и $\phi_{n\text{вых}}$ для первых семи гармоник входного сигнала

n	$\omega_n = \frac{2\pi n}{T}$	$A_{n\text{вых}}$	$\phi_{n\text{вых}}$
1	$4.189 \cdot 10^4$	0.517	-40.038
2	$8.378 \cdot 10^4$	0.261	-51.911
3	$1.257 \cdot 10^5$	0.122	-53.494
4	$1.676 \cdot 10^5$	0.043	-51.44
5	$2.094 \cdot 10^5$	0	-47.772
6	$2.513 \cdot 10^5$	0.02	-43.258
7	$2.932 \cdot 10^5$	0.023	-38.249

Графики спектральных характеристик отклика цепи приведены ниже. Для оценки изменений спектральных характеристик выходного и входного сигналов, пунктирной линией на графиках изображены спектральные характеристики входного воздействия.

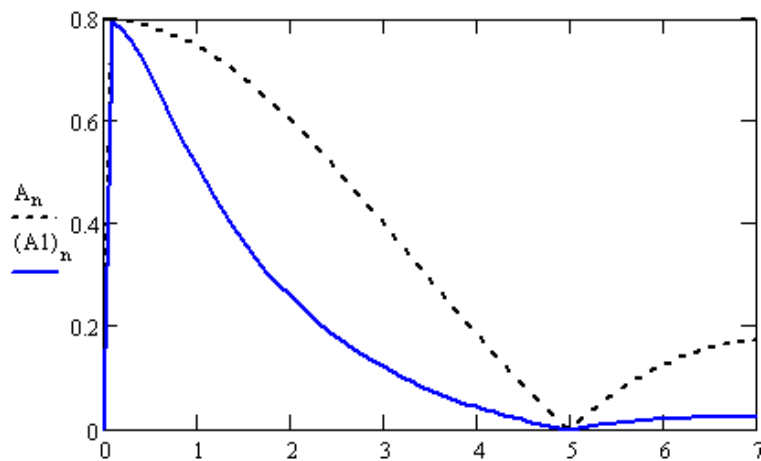


График амплитудного спектра выходного сигнала

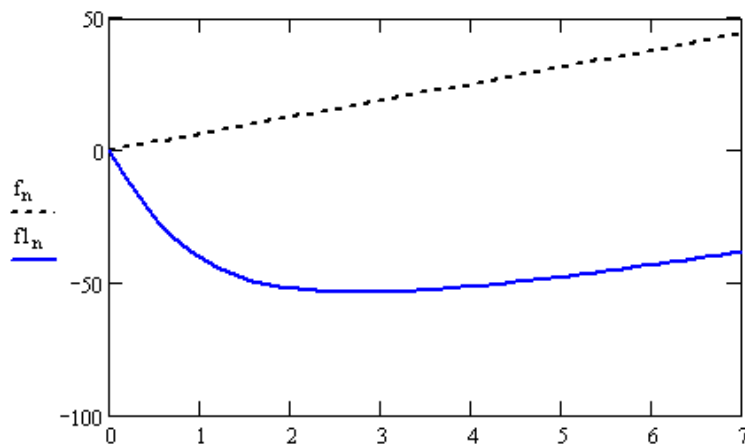


График фазового спектра выходного сигнала

3.5.4. Выводы по результатам расчетов

По форме АЧХ можно судить о том, какую функцию выполняет цепь. Заданная цепь является фильтром нижних частот. Нахождение спектра входного сигнала основано на разложении его в ряд Фурье. При построении спектра входного сигнала (амплитудного и фазового) по оси абсцисс откладывались номера гармоник n .

Нахождение амплитудного спектра выходного сигнала основано на перемножении величины каждой из гармоник на соответствующее значение АЧХ. В соответствии с графиком амплитудного спектра выходного сигнала напряжение на выходе определяется в основном первой гармоникой, следовательно, форма выходного сигнала будет схожа с гармонической.

Данная схема может использоваться в аудиотехнике как фильтр нижних частот. Также эту схему можно использовать как простейший преобразователь синусоидального сигнала из прямоугольного. Если выбрать скважность и период входного сигнала таким образом, что частота первой гармоники соответствует точке, где ФЧХ равно 0, а также, чтобы первая гармоника ослаблялась гораздо меньше по сравнению с остальными гармониками.

4. ЛИТЕРАТУРА

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. – М.: Высш. Школа., 2000. – 462 с.
2. Worldwide Technical Support and Product Information. NI Circuit Design Suite.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. ДЕТЕРМИНИРОВАННЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ	2
1.1. Классификация радиосигналов	2
1.1.1. Детерминированные и случайные сигналы	2
1.1.2. Сигналы, применяемые в радиоэлектронике	2
1.1.3. Импульсные сигналы	3
1.1.4. Специальные сигналы	4
1.2. Методы представления сигналов	5
1.3. Спектральное представление сигналов	7
1.3.1. Ряд Фурье	7
1.3.2. Комплексная форма ряда Фурье	8
1.3.3. Спектральное представление непериодических сигналов	9
2. ПРОХОЖДЕНИЕ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ СТАЦИОНАРНЫЕ ЦЕПИ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	10
2.1. Классификация систем	11
2.1.1. Стационарные и нестационарные системы	11
2.1.2. Линейные и нелинейные системы	11
2.1.3. Сосредоточенные и распределенные системы	11
2.2. Спектральный метод анализа прохождения сигналов через линейные стационарные цепи	12
2.2.1. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристика цепи	12
2.2.2. Спектральный метод анализа прохождения сигналов через линейные стационарные цепи	12
2.2.3. Энергетическая интерпретация процесса преобразования сигнала в линейных стационарных цепях	12
3. КУРСОВАЯ РАБОТА – «РАСЧЕТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ЛИНЕЙНЫЕ СТАЦИОНАРНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ (СИСТЕМЫ)»	18
3.1. Теоретическая часть	18
3.1.1. Расчет и построение амплитудного и фазового спектров входного сигнала	18
3.1.2. Расчет и построение амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик электрической цепи	19
3.1.3. Расчет и построение амплитудного спектра отклика цепи	19
3.2. Заключение	19
3.3. Варианты заданий	19
3.4. Требования к оформлению курсовой работы	22
3.5. Пример выполнения расчетов	23
3.5.1. Расчет спектральных характеристик входного воздействия	24
3.5.2. Расчет АЧХ и ФЧХ системы	26
3.5.3. Расчет спектральных характеристик отклика	32
3.5.4. Выводы по результатам расчетов	33
4. ЛИТЕРАТУРА	32