



**Министерство образования и науки Украины
Севастопольский национальный технический университет**

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

**Методические рекомендации
к выполнению курсовой работы по дисциплине
«СИГНАЛЫ И ПРОЦЕССЫ В РАДИОТЕХНИКЕ»**

**для студентов дневной формы обучения
направления 6.050901 — «Радиотехника»**

**Севастополь
2013**

Методические указания «Методические рекомендации к выполнению курсовой работы по дисциплине «Сигналы и процессы в радиотехнике» для студентов дневной формы обучения направления 6.050901 — «Радиотехника» / СевНТУ; сост. Ю.Б. Гимпилевич, И.В. Сердюк — Севастополь: СевНТУ, 2013. — 24 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам дневной формы обучения направления 6.050901 — «Радиотехника» в выполнении курсовой работы по дисциплине «Сигналы и процессы в радиотехнике», а также в приобретении навыков практических расчетов и анализа характеристик радиотехнических сигналов и цепей.

Методические указания рассмотрены и утверждены на заседании кафедры радиотехники и телекоммуникаций (протокол № 5 от 23.01.13).

Допущено учебно-методическим центром СевНТУ в качестве методических указаний.

Рецензент:

кандидат технических наук, доцент Зиборов С.Р.

Ответственный за выпуск:

заведующий кафедрой радиотехники и телекоммуникаций,
доктор технических наук, профессор Гимпилевич Ю.Б.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1. Задание №1	5
1.1. Условие.....	5
1.2. Указания к выполнению задания №1	6
2. Задание №2	8
2.1. Условие.....	8
2.2. Указания к выполнению задания №2	9
3. Задание №3	11
3.1. Условие.....	11
3.2. Указания к выполнению задания №3	12
4. Задание №4	14
4.1. Условие.....	14
4.2. Указания к выполнению задания №4	15
5. Задание №5	17
5.1. Условие.....	17
5.2. Указания к выполнению задания №5	19
6. Задание №6	21
6.1. Условие.....	21
6.2. Указания к выполнению задания №6	21
Библиографический список.....	24

ВВЕДЕНИЕ

Курсовая работа выполняется на заключительном этапе изучения дисциплины «Сигналы и процессы в радиотехнике» и имеет своей целью: закрепление теоретических знаний, овладение методами анализа сигналов и радиотехнических цепей, освоение расчётов, связанных с обработкой и преобразованием сигналов.

Номер варианта выбирается студентом в соответствии с его порядковым номером в журнале группы.

Курсовая работа представляется в виде пояснительной записки объёмом 25-30 страниц на листах белой бумаги формата А4 с одной стороны листа. Записка оформляется в соответствии с требованиями, изложенными в [5].

Текст пояснительной записки набирается в программе «*Microsoft Office Word*». Для проведения расчетов необходимо использовать пакет математических прикладных программ, например «*MathCAD*». Графики, полученные в математическом пакете при проведении расчетов, вставляются в текст пояснительной записки.

Пояснительная записка должна содержать следующее: титульный лист; содержание; задание 1, задание 2 и т.д.; выводы; библиографический список. Каждое задание выполняется как раздел работы и завершается частными выводами.

Расчеты должны сопровождаться пояснениями и математическими выкладками с обязательным описанием используемых величин и указанием их размерности. При написании формул следует использовать редактор формул «*Microsoft Equation*».

В тексте записки необходимо делать ссылки на источники, из которых заимствованы метод расчета или расчетная формула. Ссылки приводятся в квадратных скобках: $[n]$, где n — порядковый номер источника в библиографическом списке.

Все страницы курсовой работы нумеруются по порядку в верхнем правом углу листа. Первой страницей считается титульный лист, на ней цифра «1» не ставится.

Курсовая работа выполняется в 5 семестре и требует затрат времени порядка 3-4 часов в неделю. На протяжении семестра студент обязан регулярно консультироваться у ведущего преподавателя. Цель консультаций состоит в обеспечении плановости выполнения курсовой работы, получении методических указаний и разъяснении вопросов, вызвавших затруднения.

На четырнадцатой неделе семестра курсовая работа должна быть завершена и представлена к защите. Защита курсовой работы осуществляется в форме беседы, в процессе которой преподаватель задает вопросы по существу работы, а студент отвечает на эти вопросы, обращаясь при необходимости к пояснительной записке.

1. ЗАДАНИЕ №1

«АНАЛИЗ БЕЗЫНЕРЦИОННОГО НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА В РЕЖИМЕ РАБОТЫ С ОТСЕЧКОЙ ТОКА»

1.1. Условие

На безынерционный нелинейный элемент, ВАХ которого аппроксимирована кусочно - линейной функцией с крутизной нарастающего участка S и напряжением отсечки U_1 (см. рис. 1.1) подано напряжение $u(t) = U_0 + U_m \cos \omega_1 t$.

Требуется:

- 1) Составить уравнение ВАХ нелинейного элемента.
- 2) Рассчитать амплитуды спектральных составляющих тока, протекающего через нелинейный элемент, вплоть до десятой гармоники и построить спектрограмму амплитуд.
- 3) Построить на одном рисунке временные диаграммы входного напряжения, тока, протекающего через нелинейный элемент, и его первых четырёх гармоник.
- 4) Определить углы отсечки и напряжения смещения U_0 , при которых в спектре тока отсутствует: а) вторая гармоника; б) третья гармоника.
- 5) Найти угол отсечки и напряжение смещения U_0 , соответствующие максимуму амплитуды третьей гармоники для случая $U_m = \text{const}$.
- 6) Построить колебательную характеристику и описать её особенности.

Исходные данные приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 — Исходные данные к заданию №1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
S , мА/В	60	20	80	45	50	100	15	10	70	30
U_1 , В	1	0,5	1,5	−3	0,7	2	−4	1	0,2	0,8
U_0 , В	0,5	0	1,5	−2	0,5	1	−6	0	0,1	1
U_m , В	1	1	1,8	2	0,4	2	4	2	0,2	0,5

Таблица 1.1 — Продолжение

Вариант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
S , мА/В	90	40	80	60	25	40	120	20	10	50
U_1 , В	1,5	−4	−8	3	0,1	1	3	−2	0,5	4
U_0 , В	1	−3	−5	4	0	0,5	3	−3	0,8	1
U_m , В	1,2	2	6	3	0,3	1	2	4	0,6	4

Таблица 1.1 — Продолжение

Вариант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
S , мА/В	80	100	30	60	40	45	60	40	15	80
U_1 , В	–6	2	0,7	0,2	0,4	–1	2	0,5	–1	0
U_0 , В	–9	3	2	–1	–1	0,5	0	–1	–2	–1
U_m , В	6	3	5	1,5	3	2,5	3	2	2	1,5

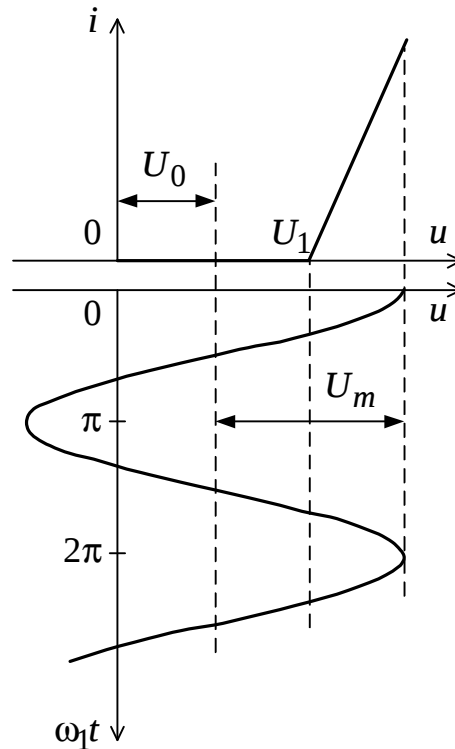


Рис. 1.1 — Пояснение к заданию №1

1.2. Указания к выполнению задания №1

Амплитуды гармоник тока рассчитайте по одной из формул [1, 2]

$$I_k = I_m |\alpha_k(\theta)| \text{ или } I_k = S U_m |\gamma_k(\theta)|, \quad (1.1)$$

где I_k — амплитуда k -ой гармоники тока; I_m — амплитуда импульсов тока; k — номер гармоники ($k = 0, 1, \mathbf{K}$); θ — угол отсечки тока; $\alpha_k(\theta)$ и $\gamma_k(\theta)$ — коэффициенты Берга, которые рассчитайте по формулам, приведенным в [1, 2].

Коэффициенты Берга $\alpha_k(\theta)$ и $\gamma_k(\theta)$ связаны соотношением

$$\gamma_k(\theta) = \alpha_k(\theta) \cdot (1 - \cos \theta). \quad (1.2)$$

Угол отсечки θ , определите по формуле [1, 2]

$$\theta = \arccos \frac{U_1 - U_0}{U_m}. \quad (1.3)$$

Угол отсечки, при котором в спектре тока отсутствует k -я гармоника, в соответствии с (1.1), можно определить путём решения уравнения

$$\alpha_k(\theta) = 0 \text{ или } \gamma_k(\theta) = 0. \quad (1.4)$$

Определить этот угол отсечки для второй ($k = 2$) и для третьей ($k = 3$) гармоник можно либо аналитически, либо с использованием графиков зависимости коэффициентов Берга от угла отсечки, приведенных в [1, 2].

Угол отсечки, соответствующий максимуму k -ой гармоники в спектре тока (при $U_m = \text{const}$), определяется по формуле [1, 3]

$$\theta_{\text{опт}}^\gamma = 180^\circ / k. \quad (1.5)$$

Колебательной характеристикой называют зависимость амплитуды первой гармоники тока I_1 , протекающего через нелинейный элемент, от амплитуды входного напряжения U_m :

$$I_1 = f(U_m).$$

Вид колебательной характеристики зависит от положения точки покоя, то есть от начального смещения U_0 :

а) если $U_0 \leq U_1$, то уравнение колебательной характеристики имеет вид:

$$I_1 = \begin{cases} 0, & \text{при } U_m \leq |U_1 - U_0|; \\ S_{\text{ср}} U_m, & \text{при } U_m > |U_1 - U_0|, \end{cases} \quad (1.6)$$

б) если $U_0 > U_1$, то уравнение колебательной характеристики имеет вид:

$$I_1 = \begin{cases} S U_m, & \text{при } U_m \leq |U_1 - U_0|; \\ S_{\text{ср}} U_m, & \text{при } U_m > |U_1 - U_0|, \end{cases} \quad (1.7)$$

в) если $U_0 = U_1$, то уравнение колебательной характеристики имеет вид:

$$I_1 = S_{\text{ср}} U_m = \frac{1}{2} S U_m, \quad (1.8)$$

где $S_{\text{ср}}$ — средняя крутизна, определяемая соотношением

$$S_{\text{ср}} = S \frac{\arccos \frac{U_1 - U_0}{U_m} - \sin \left(\arccos \frac{U_1 - U_0}{U_m} \right) \frac{U_1 - U_0}{U_m}}{\pi}. \quad (1.9)$$

Колебательную характеристику следует построить в диапазоне изменения U_m от нуля до 10 В.

2. ЗАДАНИЕ №2

«АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНОГО УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ»

2.1. Условие

На вход резонансного умножителя частоты, выполненного на полевом транзисторе (рис. 2.1) подано напряжение $u(t) = U_0 + U_m \cos(\omega_1 t)$, где $\omega_1 = 2\pi f_1$ — круговая частота. Нагрузкой транзистора является колебательный контур с резонансной частотой $f_p = 2f_1$, ёмкостью C и добротностью $Q = 60$. Коэффициент включения катушки индуктивности — p . Сток - затворная характеристика транзистора задана таблицей 2.1 и ее можно аппроксимировать в районе U_0 полиномом второй степени

$$i(u) = a_0 + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2. \quad (2.1)$$

Требуется:

- 1) Построить, используя таблицу 2.1, исходную ВАХ полевого транзистора.
- 2) Определить коэффициенты a_0 , a_1 , a_2 полинома (2.1) и построить аппроксимированную ВАХ на том же рисунке, что и исходная ВАХ.
- 3) На одном рисунке изобразить аппроксимированную ВАХ, временные диаграммы входного напряжения, тока стока и выходного напряжения.
- 4) Рассчитать амплитуды спектральных составляющих тока стока и выходного напряжения умножителя. Определить коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения.
- 5) На одном рисунке друг под другом в едином частотном масштабе построить спектрограммы тока стока и выходного напряжения, а так же АЧХ контура.
- 6) Рассчитать индуктивность и полосу пропускания контура.

Исходные данные приведены в таблице 2.2.

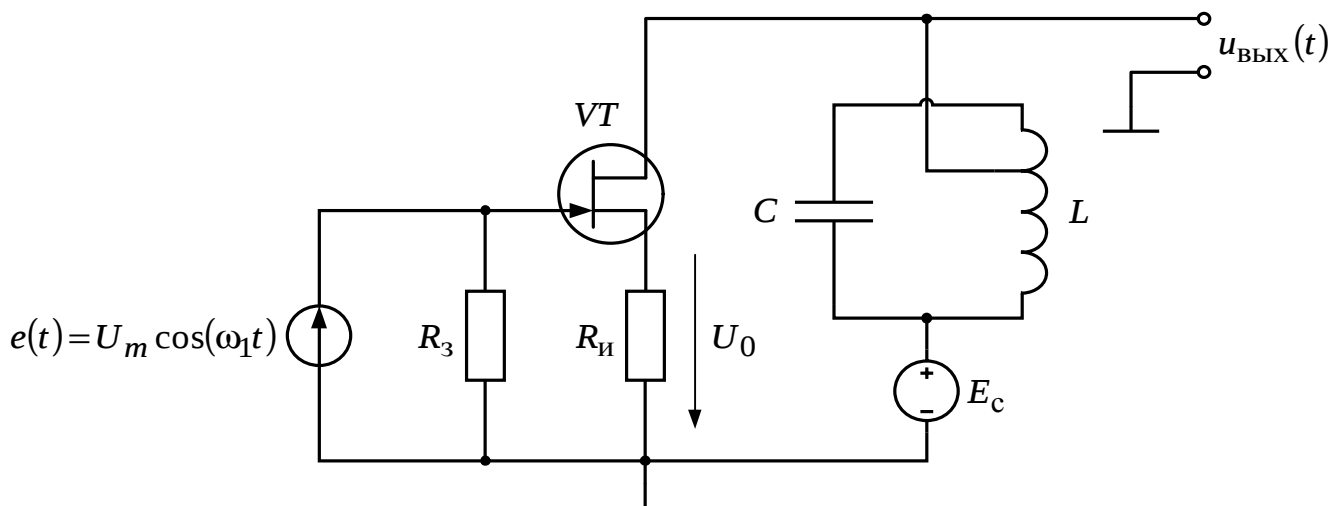


Рис. 2.1 — Схема резонансного удвоителя частоты

Таблица 2.1 — Сток - затворная характеристика транзистора к заданию №2

$U_{зи}, В$	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
$i_c, мА$	1,6	1,8	2,1	2,5	3	3,8	4,8	6	7,5	9	12	15	20

Таблица 2.2 — Исходные данные к заданию №2

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_0, В$	-1,5	-5,0	-2,5	-3,5	-3,0	-4,0	-1,0	-2,0	-5,0	-3,0
$U_m, В$	1,5	2,5	2,0	3,0	2,5	3,5	1,0	2,0	4,0	2,0
$f_1, МГц$	0,2	1	0,5	2	0,7	1,2	3	5	10	4
$C, пФ$	800	150	350	120	200	150	90	60	35	60
p	0,15	0,30	0,25	0,2	0,15	0,1	0,3	0,2	0,1	0,3

Таблица 2.2 — Продолжение

Вариант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U_0, В$	-4,5	-5,5	-2,5	-4,0	-6,5	-6,0	-7,5	-3,0	-7,0	-4,5
$U_m, В$	2,0	4,0	2,0	3,0	3,5	2,0	4,0	2,0	4,0	3,0
$f_1, МГц$	0,3	0,4	2,5	12	6	0,3	2	0,5	7	4
$C, пФ$	400	250	150	25	50	400	90	300	50	120
p	0,20	0,15	0,50	0,20	0,30	0,40	0,25	0,15	0,10	0,20

Таблица 2.2 — Продолжение

Вариант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$U_0, В$	-8,0	-8,5	-9,0	-6,0	-2,5	-3,5	-2,5	-5,5	-5,0	-4,0
$U_m, В$	4,0	3,5	3,0	2,5	2,5	3,2	1,5	2,5	3,5	3,0
$f_1, МГц$	8	1,5	3	9	6	1	0,6	0,2	5	3,5
$C, пФ$	70	180	100	40	70	300	450	950	100	200
p	0,3	0,5	0,6	0,2	0,3	0,2	0,3	0,3	0,1	0,3

2.2. Указания к выполнению задания №2

Коэффициенты a_0 , a_1 , a_2 аппроксимирующего полинома следует определить, используя метод узловых точек. Выберите три точки, в которых аппроксимирующий полином должен совпадать с аппроксимируемой ВАХ. Подставляя в (2.1) значения тока и напряжения, соответствующие этим точкам, получаете три уравнения:

$$\begin{cases} i(u_1) = a_0 + a_1(u_1 - U_0) + a_2(u_1 - U_0)^2 ; \\ i(u_2) = a_0 + a_1(u_2 - U_0) + a_2(u_2 - U_0)^2 ; \\ i(u_3) = a_0 + a_1(u_3 - U_0) + a_2(u_3 - U_0)^2 . \end{cases} \quad (2.2)$$

Напряжения u_0 , u_1 , u_2 следует выбрать равными: U_0 , $U_0 - U_m$, $U_0 + U_m$. Если U_0 попадает между отсчетами ВАХ, приведенными в таблице 2.1, то следует значение тока выбрать как среднее арифметическое между ближайшими отсчетами.

Решая систему уравнений (2.2), определите коэффициенты a_0 , a_1 , a_2 . Затем рассчитайте аппроксимирующую характеристику (2.1) в диапазоне напряжений от $U_0 - U_m$ до $U_0 + U_m$ и постройте её на том же рисунке, что и исходная ВАХ.

Спектральный состав тока стока рассчитайте методом кратного аргумента. Для этого входное напряжение подставьте в аппроксимирующий полином (2.1) и приведите результат к виду

$$i = I_0 + I_1 \cos(\omega_1 t) + I_2 \cos(2\omega_1 t) , \quad (2.3)$$

где I_0 — постоянная составляющая; I_1 , I_2 — амплитуды первой и второй гармоник.

Переменная составляющая выходного напряжения создаётся током (2.3) и также содержит две гармоники с амплитудами U_1 , U_2 и начальными фазами φ_1 и φ_2 :

$$u_{\text{вых}}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(2\omega_1 t + \varphi_2) , \quad (2.4)$$

где U_1 , U_2 , φ_1 , φ_2 — определяют по формулам [3]:

$$U_1 = I_1 \frac{R_0 p^2}{\sqrt{1 + \xi_1^2}} ; \quad U_2 = I_2 \frac{R_0 p^2}{\sqrt{1 + \xi_2^2}} ; \quad (2.5)$$

$$\varphi_1 = \pi - \arctg(\xi_1) ; \quad \varphi_2 = \pi - \arctg(\xi_2) , \quad (2.6)$$

где $R_0 = \rho Q$ — резонансное сопротивление контура при полном включении; ρ — характеристическое сопротивление контура, которое можно определить по формуле

$$\rho = 1/2\pi f_p C ; \quad (2.7)$$

ξ_1 и ξ_2 — обобщенные расстройки контура для первой и второй гармоник соответственно, которые определяют по формулам [4]:

$$\xi_1 = Q \left(\frac{f_1}{f_p} - \frac{f_p}{f_1} \right) ; \quad \xi_2 = Q \left(\frac{2f_1}{f_p} - \frac{f_p}{2f_1} \right) \quad (2.8)$$

Нормированную АЧХ контура рассчитайте по формуле [4]:

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right) \right]^2}} \quad (2.9)$$

3. ЗАДАНИЕ №3

«АНАЛИЗ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ»

3.1. Условие

На вход амплитудного детектора вещательного приёмника, содержащего диод с внутренним сопротивлением в открытом состоянии R_i и RC - фильтр нижних частот, подаётся сигнал $u_{\text{вх}}(t) = U_{m0}(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$ и узкополосный шум с равномерным энергетическим спектром $W_x(\omega) = W_0 = \text{const}$ в полосе частот, равной полосе пропускания тракта промежуточной частоты приёмника и дисперсией $D_x = 0,01U_{m0}^2$.

Требуется:

- 1) Привести схему детектора и определить ёмкость C фильтра нижних частот.
- 2) Рассчитать дисперсию входного шума и амплитуду несущего колебания U_{m0} .
- 3) Определить отношение сигнал/шум по мощности на входе и выходе детектора в отсутствии модуляции.
- 4) Рассчитать постоянную составляющую и амплитуду переменной составляющей выходного сигнала.
- 5) Построить на одном рисунке ВАХ диода, полагая напряжение отсечки равным нулю, а также временные диаграммы выходного напряжения, тока диода и напряжения на диоде.

Исходные данные приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 — Исходные данные к заданию №3

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_i , Ом	10^3	50	30	100	75	60	20	10^3	150	80
R , кОм	150	8	2	10	5	12	1,5	200	20	4
M , %	100	40	50	30	60	35	50	20	60	40
$W_0 \cdot 10^6$, В ² /Гц	2,9	1,7	2,4	4,6	3,0	1,5	4,0	9,0	8,0	3,5

Таблица 3.1 — Продолжение

Вариант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
R_i , Ом	300	80	200	40	100	120	50	200	500	10^3
R , кОм	15	4	6	2	12	10	12	25	35	100
M , %	25	80	25	20	30	10	30	60	45	70
$W_0 \cdot 10^6$, В ² /Гц	4,5	12,0	11,0	10,5	13,0	12,5	11,5	7,0	8,0	6,0

Таблица 3.1 — Продолжение

Вариант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
R_i , Ом	25	400	40	300	100	60	80	300	150	350
R , кОм	6	40	8	16	12	4	6	20	100	80
M , %	50	25	30	30	85	100	40	30	60	20
$W_0 \cdot 10^6$, В ² /Гц	6,5	8,5	7,5	2,5	3,0	3,5	4,0	5,0	4,5	6,0

3.2. Указания к выполнению задания №3

Постоянную времени фильтра детектора $\tau = RC$ выберите из условия [1]:

$$\frac{1}{\omega_0} \ll \tau_d \ll \frac{1}{\Omega_{\max}}, \quad (3.1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая частота несущего колебания; $\Omega_{\max} = 2\pi F_{\max}$ — максимальная круговая частота в спектре модулирующего сигнала.

Для того чтобы удовлетворить условию (3.1) следует выбрать τ как среднее геометрическое [1]:

$$\tau_d = \sqrt{\frac{1}{\omega_0 \Omega_{\max}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{f_0 F_{\max}}}. \quad (3.2)$$

Поскольку речь идёт о вещательном приёмнике, то следует взять $f_{\text{пр}} = 465$ кГц (промежуточная частота для вещательного приемника АМ колебаний), $F_{\max} = 5$ кГц. Рассчитав τ по формуле (3.2), определите ёмкость фильтра C как

$$C = \frac{\tau}{R}. \quad (3.3)$$

Дисперсию входного шума определите по формуле [3]:

$$D_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} W_x(\omega) d\omega, \quad (3.4)$$

где $W_x(\omega)$ — энергетический спектр шума. При интегрировании следует учесть, что по условию задачи в полосе частот $\omega_0 - \Omega_{\max}$ — $\omega_0 + \Omega_{\max}$ спектр шума равномерен, а за пределами этой полосы — равен нулю. Амплитуду несущего колебания U_{m0} в соответствии с условием задачи определите как

$$U_{m0} = \sqrt{\frac{D_x}{0,01}} = 10\sqrt{D_x}. \quad (3.5)$$

Отношение сигнал/шум на входе детектора h^2 (h — отношение сигнал/шум на входе по напряжению) определите по формуле [1]:

$$h^2 = \left(\frac{C}{\Pi} \right)_{\text{вх}} = \frac{P_c}{D_x} = \frac{U_{m0}^2/2}{D_x} . \quad (3.6)$$

Отношение сигнал/шум на выходе детектора определите по формуле [1]:

$$\left(\frac{C}{\Pi} \right)_{\text{вых}} = \frac{\left(U_0 - \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_x \right)^2}{2\sigma_x^2 + U_{m0}^2 - U_0^2} , \quad (3.7)$$

где $\sigma_x = \sqrt{D_x}$ — среднеквадратическое отклонение входного шума; U_0 — постоянная составляющая выходного напряжения детектора при одновременном воздействии сигнала (несущей) и шума.

Постоянную составляющую U_0 рассчитайте по формуле [1]:

$$U_0 = \sigma_x \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[J_0 \left(\frac{h^2}{2} \right) + h^2 \left(J_0 \left(\frac{h^2}{2} \right) + J_1 \left(\frac{h^2}{2} \right) \right) \right] \exp \left(-\frac{h^2}{2} \right) , \quad (3.8)$$

где J_0, J_1 — модифицированные функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков соответственно.

Напряжение на выходе детектора в отсутствии шума должно быть прямо пропорционально амплитуде $U_m(t)$ входного сигнала, то есть

$$u_{\text{вых}}(t) = k_{\text{ад}} U_m(t) = k_{\text{ад}} U_{m0} (1 + M \cos(\Omega t)) , \quad (3.9)$$

где $k_{\text{ад}}$ — коэффициент преобразования амплитудного детектора, который равен [1]:

$$k_{\text{ад}} = \cos \theta . \quad (3.10)$$

Угол отсечки тока θ определите, решая трансцендентное уравнение [1]:

$$\frac{R_i}{R} = \frac{\text{tg} \theta - \theta}{\pi} . \quad (3.11)$$

Решение уравнения (3.11) следует провести на ЭВМ.

Раскрыв скобки в выражении (3.9), приведите выражение для выходного напряжения к виду

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{0\text{вых}} + U_{m\text{вых}} \cos(\Omega t) , \quad (3.12)$$

где $U_{0\text{вых}}$ — постоянная составляющая выходного напряжения; $U_{m\text{вых}}$ — амплитуда выходного напряжения.

При построении требуемых графиков следует учесть, что током диода управляет напряжение на диоде $u_d(t)$, которое равно

$$u_d(t) = u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t) . \quad (3.13)$$

4. ЗАДАНИЕ №4

«АНАЛИЗ LC-АВТОГЕНЕРАТОРА ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ»

4.1. Условие

LC - автогенератор на полевом транзисторе с контуром в цепи стока генерирует гармоническое колебание частотой f_r . Контур состоит из индуктивности L , ёмкости C и имеет добротность Q . Крутизна сток - затворной характеристики транзистора в рабочей точке равна S .

Требуется:

1. Изобразить электрическую схему автогенератора.
2. Вывести условие его самовозбуждения относительно взаимной индуктивности M для схемы с трансформаторной обратной связью либо относительно коэффициента включения p реактивного элемента контура для трехточечной схемы.
3. Определить критическое значение $M_{кр}$ (либо $p_{кр}$ для трехточечной схемы), которому соответствует граница устойчивости.
4. Выбрать значение p (либо M) обеспечивающее устойчивую генерацию и рассчитать неизвестный элемент контура.
5. Изобразить качественно процесс установления колебаний в автогенераторе, указать области нестационарного и стационарного режимов.

Исходные данные приведены в таблице 4.1.

В этой таблице: И — индуктивная трёхточка; Е — ёмкостная трёхточка; Т — трансформаторная обратная связь.

Таблица 4.1 — Исходные данные к заданию №4

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип схемы	И	Е	Т	И	Е	Т	И	Е	Т	И
S , мА/В	5	5	5	6	6	6	7	7	7	8
Q	50	80	40	60	50	70	40	30	60	70
f_r , МГц	0,5	0,7	0,8	1	1,2	1,5	1,0	2	2,5	3
L , мкГн	—	400	—	—	300	—	—	250	—	—
C , пФ	200	—	180	150	—	120	110	—	85	80

Таблица 4.1 — Продолжение

Вариант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип схемы	Е	Т	И	Е	Т	И	Е	Т	И	Е
S , мА/В	8	8	9	9	9	10	10	10	9	9
Q	50	80	40	30	60	60	50	40	60	40
f_r , МГц	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8
L , мкГн	150	—	—	50	—	—	30	—	—	20
C , пФ	—	75	60	—	50	50	—	40	35	—

Таблица 4.1 — Продолжение

Вариант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип схемы	Т	И	Е	Т	И	Е	Т	И	Е	Т
S , мА/В	9	8	8	8	7	7	7	6	6	6
Q	30	50	60	45	40	30	35	25	30	20
f_r , МГц	8,5	9	9,5	10	11	12	13	14	15	16
L , мкГн	—	—	16	—	—	18	—	—	15	—
C , пФ	30	25	—	20	17	—	15	12	—	10

4.2. Указания к выполнению задания №4

Условие самовозбуждения автогенератора выглядит следующим образом [1]:

$$K_y(\omega_r)K_{oc}(\omega_r) > 1, \quad (4.1)$$

где $K_y(\omega_r)$, $K_{oc}(\omega_r)$ — коэффициент усиления и коэффициент обратной связи на частоте генерации ω_r .

Для схемы с трансформаторной обратной связью

$$K_y(\omega_r) = SQ\rho, \quad K_{oc}(\omega_r) = M/L, \quad (4.2)$$

где ρ — характеристическое сопротивление контура.

Для индуктивной трёхточки

$$K_{oc}(\omega_r) = SQ\rho p^2, \quad K_{oc}(\omega_r) = L_2/L_1 = (1-p)/p, \quad (4.3)$$

где $p = L_1/L$ — коэффициент включения индуктивности контура; L_2 — индуктивность катушки, с которой снимается напряжение обратной связи; $L = L_1 + L_2$ — полная индуктивность контура.

Для емкостной трёхточки

$$K_{oc}(\omega_r) = SQ\rho p^2, \quad K_{oc}(\omega_r) = C_1/C_2 = (1-p)/p, \quad (4.4)$$

где $p = C/C_1$ — коэффициент включения ёмкости контура; C_2 — ёмкость, с которой снимается напряжение обратной связи; $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ — полная ёмкость контура.

Подставляя в (4.1) выражения для $K_y(\omega_r)$ и $K_{oc}(\omega_r)$ и решая полученное неравенство относительно p (либо M), определяем область допустимых значений p (либо M), а также критические значения этих параметров на границе области генерации. Следует отметить, что для трёхточечной схемы существует два критических значения: $p_{кр1}$ и $p_{кр2}$. Далее следует выбрать значения M (либо p), обеспечивающих самовозбуждение.

Для схемы с трансформаторной обратной связью следует выбрать $M > M_{кр}$, а для трёхточечных схем — $p_{кр1} < p < p_{кр2}$. Причём желательно p выбрать в районе большего значения ($p_{кр2}$), что обеспечит большую амплитуду автоколебаний.

5. ЗАДАНИЕ №5

«ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ДИСКРЕТИЗАЦИИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ»

5.1. Условие

Аналоговый сигнал $s(t)$ (см. рис. 5.1) длительностью $t_c = 1\text{мс}$ подвергнут дискретизации путём умножения на последовательность δ -импульсов. Интервал дискретизации T_d .

Требуется:

- 1) Рассчитать и построить график зависимости модуля спектральной плотности аналогового сигнала $s(t)$ от частоты (спектрограмму модуля).
- 2) Определить максимальную частоту в спектре аналогового сигнала f_m , ограничив спектр в соответствии с одним из известных критериев [3].
- 3) Рассчитать интервал дискретизации T_d и число выборок N .
- 4) Рассчитать отсчеты аналогового сигнала $s(kT_d)$ и изобразить их под временной диаграммой аналогового сигнала в едином временном масштабе.
- 5) Записать выражение для дискретного сигнала $s_T(t)$ и определить спектральную плотность этого сигнала.
- 6) Провести прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ) и определить коэффициенты ДПФ.
- 7) На одном рисунке друг под другом в едином частотном масштабе построить: спектрограммы модулей: исходного аналогового сигнала; сигнала с ограниченным спектром; дискретного сигнала; коэффициентов ДПФ.
- 8) Записать выражение для z - преобразования дискретного сигнала, приведя его к рациональной дроби.

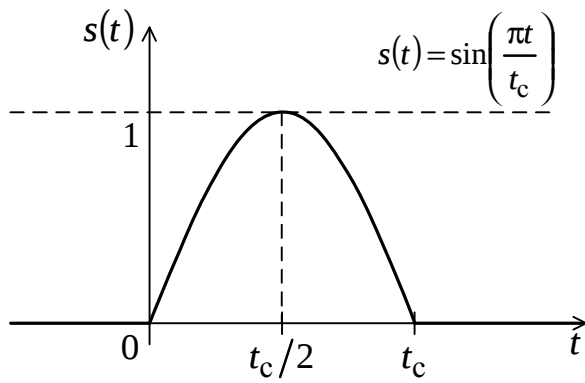
Исходные данные приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 — Исходные данные к заданию №5

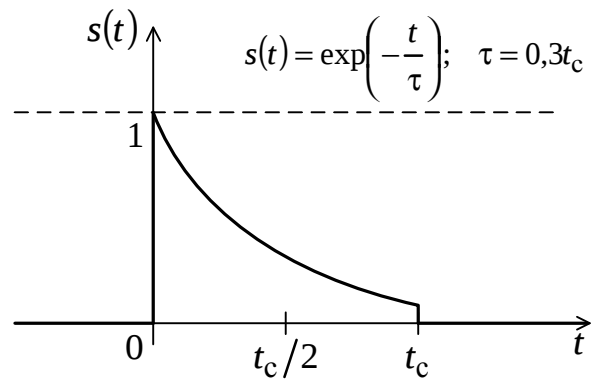
Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Сигнал	а	б	в	г	д	е	ж	з	и	к	а	б	в	г	д

Таблица 5.1 — Продолжение

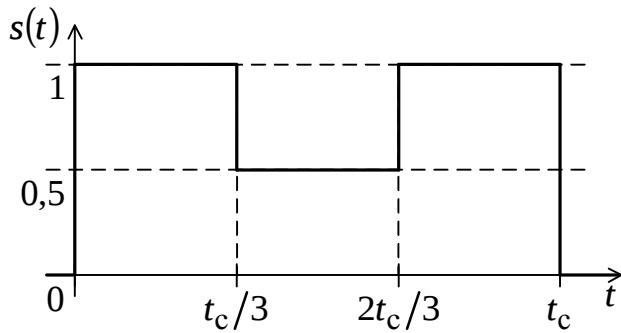
Вариант	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Сигнал	е	ж	з	и	к	а	б	в	г	д	е	ж	з	и	к



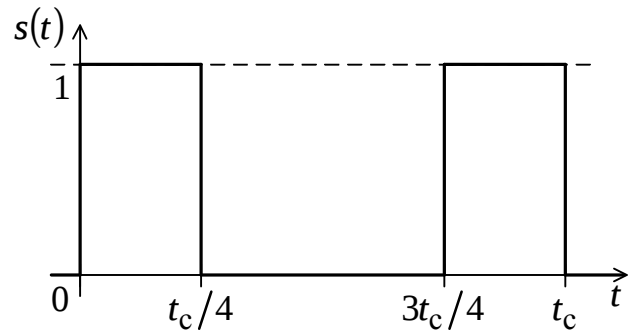
а)



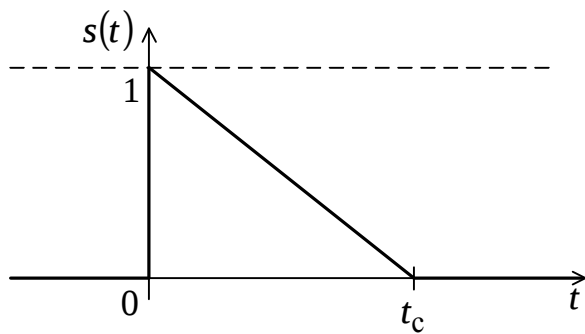
б)



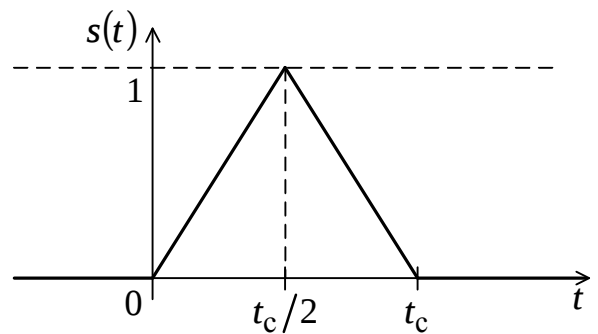
в)



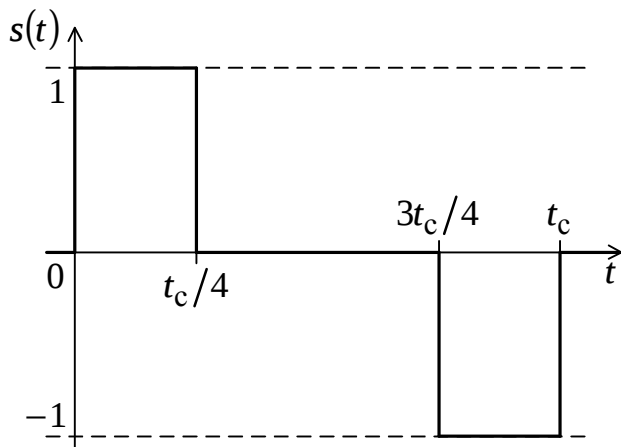
г)



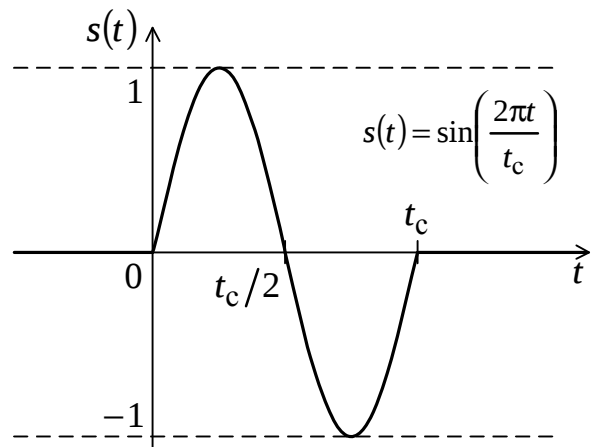
д)



е)



ж)



з)

Рис. 5.1 — Аналоговые сигналы к заданию №5

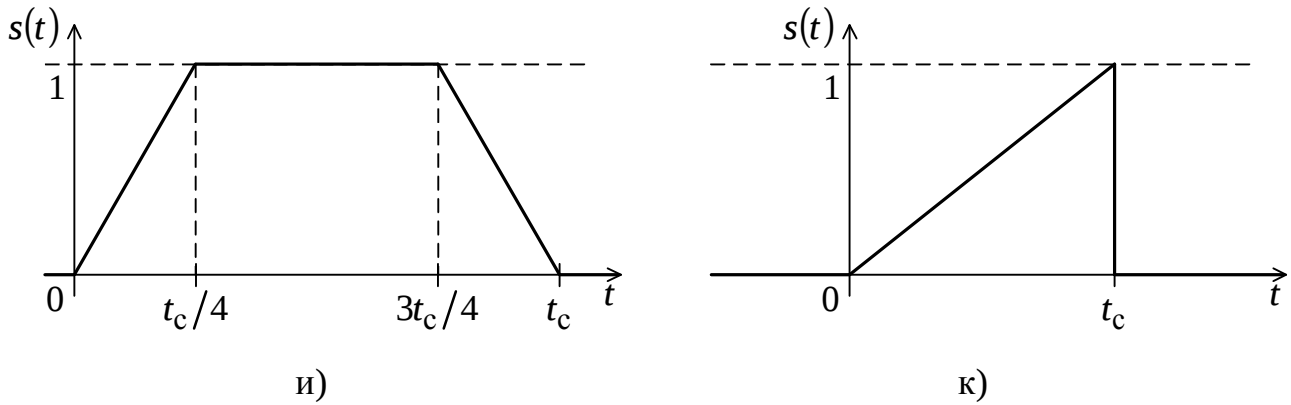


Рис. 5.1 — Продолжение

5.2. Указания к выполнению задания №5

Исходя из рис. 5.1, запишите аналитическое выражение, описывающее аналоговый сигнал $s(t)$.

Применяя к этому сигналу прямое преобразование Фурье [1-3], определите его спектральную плотность и постройте спектрограмму модуля.

Максимальную частоту спектра аналогового сигнала f_m определите, ограничив спектр на уровне $\approx 0,1$ от его максимального значения (возможно применение и других критериев).

Интервал дискретизации T_d выберите, исходя из теоремы Котельникова, [3]:

$$T_d \leq 1/2 f_m . \quad (5.1)$$

Зная T_d , определите частоту дискретизации $f_d = 1/T_d$ и рассчитайте число выборок N как

$$N = t_c/T_d + 1 . \quad (5.2)$$

Следует выбрать интервал дискретизации T_d таким образом, чтобы число выборок N было бы целым.

Выборочные значения $s(kT_d)$ рассчитайте, заменив непрерывную переменную t в аналитической записи аналогового сигнала $s(t)$ на kT_d . Это позволит записать аналитическое выражение для дискретного сигнала $s_T(t)$ в виде

$$s_T(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s(kT_d) \delta(t - kT_d), \quad (5.3)$$

где k — номер временного отсчёта дискретного сигнала; $k = 0, 1, 2 \dots N-1$.

Спектральную плотность дискретного сигнала определите, используя соотношение [1]:

$$\underline{S}_T(j\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} s(kT_d) e^{-j\omega kT_d} . \quad (5.4)$$

Спектральная плотность дискретного сигнала, определяемая соотношением (5.4), является непрерывной периодической функцией частоты. Поскольку период этой функции равен круговой частоте дискретизации $\omega_d = 2\pi f_d$, то достаточно построить спектрограмму модуля дискретного сигнала в диапазоне частот $0 \leq \omega \leq \omega_d$.

Прямое дискретное преобразование Фурье проведите, используя формулу [1]:

$$\underline{S}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} nk\right), \quad (5.5)$$

где n — номер отсчёта спектральной плотности; $n = 0, 1, 2 \dots N-1$.

Отсчёты спектральной плотности, определяемые формулой (5.5) следуют через интервалы $\Delta\omega_d = \omega_d/N$. Спектрограмму модулей коэффициентов ДПФ, следует построить, разместив отсчёты на оси частот через интервалы, кратные $\Delta\omega_d$.

Z-преобразование дискретного сигнала определите, применяя соотношение [1]:

$$\underline{S}(z) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) z^{-k}, \quad (5.6)$$

где $z = x + jy$ — комплексная переменная, вводимая как $z = \exp(pT_d)$.

Приведите полученное выражение к общему знаменателю, что приведет к общепринятой записи для z-преобразования в виде рациональной дроби.

6. ЗАДАНИЕ №6

«СИНТЕЗ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА»

6.1. Условие

Синтезировать согласованный фильтр для заданного сигнала. При этом:

- 1) Построить временную диаграмму входного сигнала $s_{\text{вх}}(t)$, полагая длительность импульса в пачке $t_1 = 10^{-3}$ с, несущую частоту $f_0 = 5$ кГц, амплитуду импульса $E = 1$ В.
- 2) Рассчитать спектральную плотность входного сигнала $s_{\text{вх}}(t)$ и построить спектрограмму его модуля. Определить ширину спектра и базу этого сигнала.
- 3) Определить комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра и построить график его АЧХ под спектрограммой модуля входного сигнала.
- 4) Синтезировать структурную схему фильтра.
- 5) Определить выходной сигнал $s_{\text{вых}}(t)$ и построить его под временной диаграммой входного сигнала в том же временном масштабе.
- 6) Определить выигрыш в отношении сигнал/шум, который обеспечивает согласованный фильтр.

Исходные данные приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 — Исходные данные к заданию №6

Вариант	Последняя цифра зачетной книжки									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
n	4	5	7	11	13	3	4	5	6	7
Вид сигнала	Пачка из n фазоманипулированных по коду Баркера радиоимпульсов с прямоугольной огибающей и скважностью, равной единице					Когерентная пачка из n радиоимпульсов с прямоугольной огибающей и скважностью, равной n				

6.2. Указания к выполнению задания №6

Коды Баркера с числом элементов n , обладают наилучшими корреляционными свойствами, а именно: уровень локальных максимумов автокорреляционной функции минимален и не превышает единицы относительно уровня глобального максимума, который равен n .

При фазовом кодировании по Баркеру пачка радиоимпульсов состоит из n отрезков гармонического колебания (позиций) одинаковой амплитуды и частоты, на-

чальные фазы которых изменяются на π , если значение кода Баркера в данной позиции равно -1 . Описание такого сигнала можно найти в [1-3]. Коды Баркера и их автокорреляционные функции (АКФ) приведены в таблице 6.2.

Таблица 6.2 — Коды Баркера и их автокорреляционные функции

Число элементов	Коды Баркера	АКФ
4	1, 1, 1, -1	4, 1, 0, -1
5	1, 1, 1, -1 , 1	5, 0, 1, 0, 1
7	1, 1, 1, -1 , -1 , 1, -1	7, 0, -1 , 0, -1 , 0, -1
11	1, 1, 1, -1 , -1 , -1 , 1, -1 , -1 , 1, -1	11, 0, -1 , 0, -1 , 0, -1 , 0, -1 , 0, -1
13	1, 1, 1, 1, 1, -1 , -1 , 1, 1, -1 , 1, -1 , 1	13, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1

Примечание: значения АКФ даны для отчётов $\tau = kt_1$ ($k = 0, 1, 2, \dots$). При $\tau < 0$ АКФ продлевается чётным способом.

Радиосигнал в виде когерентной пачки радиоимпульсов состоит из n одинаковых по амплитуде, частоте и начальной фазе отрезков гармонического колебания. Описание такого сигнала можно найти в [1-3].

Сначала следует записать аналитическое выражение для заданного сигнала $s_{\text{вх}}(t)$ и построить его график. Проще всего это сделать, если задать сначала первый элемент (позицию) $s_1(t)$ в виде радиоимпульса амплитудой E , длительностью t_1 , частотой осцилляций f_0 и произвольной начальной фазой. Затем в зависимости от варианта можно записать входной сигнал $s_{\text{вх}}(t)$ как конечную сумму сдвинутых во времени импульсов $s_1(t)$. В случае фазоманипулированного входного сигнала в позиции, соответствующей -1 , следует провести инверсию (смену знака).

Спектральную плотность входного сигнала $\underline{S}_{\text{вх}}(j\omega)$ определите с помощью прямого преобразования Фурье [1-3] временной функции $s_{\text{вх}}(t)$. После чего с использованием энергетического критерия определите эффективную ширину спектра $\Delta f_{\text{эф}}$ и рассчитайте базу сигнала по формуле [3]

$$N = 2T_c \Delta f. \quad (6.1)$$

где T_c — длительность сигнала.

Величина T_c для фазоманипулированного сигнала определяется по формуле

$$T_c = nt_1, \quad (6.2)$$

а для когерентной пачки радиоимпульсов по формуле

$$T_c = (n-1)T + t_1, \quad (6.3)$$

где $T = t_1 Q_{\Pi}$ — интервал следования импульсов в пачке; Q_{Π} — скважность (по условию $Q_{\Pi} = n$).

Выражение для комплексного коэффициент передачи согласованного фильтра записывается в виде [1, 3]

$$K(j\omega) = A \underline{S}_{\text{BX}}^*(j\omega) e^{-j\omega t_0} , \quad (6.4)$$

где A — постоянный коэффициент; $\underline{S}_{\text{BX}}^*(j\omega)$ — функция, комплексно сопряжённая со спектральной плотностью входного сигнала; t_0 — время задержки пика выходного сигнала, которое не может быть меньше длительности сигнала, то есть $t_0 \geq T_c$ (обычно t_0 полагают равным длительности сигнала $t_0 = T_c$).

АЧХ согласованного фильтра определите взятием модуля выражения (6.4).

Синтез структурной схемы согласованного фильтра проведите, исходя из выражения (6.4) для его комплексного коэффициента передачи, которое может быть представлено в виде [3]

$$K(j\omega) = K_1(j\omega) K_2(j\omega) , \quad (6.5)$$

где $K_1(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи синхронного накопителя; $K_2(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи фильтра, согласованного с одной позицией радиосигнала.

Из (6.5) следует, что структурная схема согласованного фильтра будет представлять собой каскадное соединение двух вышеупомянутых фильтров.

Структурные схемы синхронных накопителей, а также фильтра, согласованного с радиоимпульсом с прямоугольной огибающей, можно найти в [3].

При определении выходного сигнала следует помнить, что он по форме (с точностью до постоянного коэффициента) совпадает с автокорреляционной функцией $B_{\text{BX}}(\tau)$ входного сигнала, сдвинутой в сторону запаздывания на время t_0

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = A B_{\text{BX}}(t - t_0) , \quad (6.6)$$

Выходной сигнал также можно получить, если построить сигналы на всех входах сумматора синхронного накопителя, затем просуммировать эти сигналы, а затем «пропустить» полученную сумму через фильтр, согласованный с одной позицией радиосигнала [3]. Эти построения рекомендуется провести, поскольку они раскрывают физический смысл процесса формирования выходного сигнала.

Выигрыш в отношении сигнал/шум, который обеспечивает согласованный фильтр, определите по формуле [3]:

$$q = \sqrt{N} , \quad (6.7)$$

Полученное с помощью формулы (6.7) значение следует сравнить с приближенным значением, которое следует рассчитать по формулам, приведенным в [3].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. — М.: Радио и связь, 1986. — 512 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. — М.: Высш. шк., 2003. — 462 с.
3. Гимпилевич Ю.Б. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие для ВУЗов: Часть 1/ Ю.Б. Гимпилевич. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2003. — 272 с.
4. Попов В.П. Основы теории цепей / В.П. Попов. — М.: Высш. Шк., 1985. — 496 с.
5. Методические указания по оформлению текстовых работ для студентов дневной и заочной форм обучения направления 6.0509.01 — «Радиотехника» / СевНТУ; сост. В.Г. Слезкин. — Севастополь: Изд. СевНТУ, 2009. — 20 с.

Заказ № от . Тираж экз.
Издательство СевНТУ