

УЗБЕКСКОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ И ИНФОРМАТИЗАЦИИ
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

КАФЕДРА
«ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ»

МЕТОДИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО
К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ
ПО КУРСУ
ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ
ЧАСТЬ 2

для студентов, обучающихся по направлениям:
5140900 - «Профессиональное образования (Телекоммуникация)»,
5522000 – «Радиотехника»,
5522100 - «Телевидение, радиосвязь и радиовещание»,
5522200 «Телекоммуникация», 5524400 - «Мобильная связь»

ТАШКЕНТ - 2010

ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

До начала выполнения работ на лабораторных стендах студенты обязаны ознакомиться с правилами внутреннего распорядка и техники безопасности и строго выполнять их. После инструктажа по технике безопасности необходимо расписаться в соответствующем журнале.

При выполнении лабораторных работ студенческая группа делится на бригады, которые затем распределяются по лабораторным установкам.

Лабораторные работы по ТЭЦ выполняются студентами на универсальных лабораторных установках, содержащих комплекс контрольно-измерительной аппаратуры (источники постоянного и переменного напряжения, цифровые вольтметры постоянного и переменного напряжения, двухканальный осциллограф). Подробное описание универсальных лабораторных установок содержится в «Методическом руководстве к выполнению лабораторных работ по курсу Теория электрических цепей, часть 1». Ташкент: ТУИТ, 2010 г.

Проведению каждой лабораторной работы должна предшествовать предварительная подготовка. Для этого студент обязан изучить методические указания к данной работе, повторить соответствующие разделы рекомендуемой литературы. Перед выполнением работы преподаватель проверяет готовность студентов.

Неподготовленные студенты к выполнению лабораторной работы не допускаются.

Перед сборкой электрической схемы студенты должны ознакомиться с электрическим оборудованием и измерительными приборами, используемыми в данной работе.

Студенты, получившие допуск к эксперименту, составляют рабочую схему, определяют параметры элементов цепи, согласно заданного варианта. После утверждения материалов преподавателем получают под документ комплект проводов и приступают к сборке исследуемой цепи. Собранный цепь предъявляют для проверки преподавателю и после его разрешения проводят эксперимент, результаты которого каждый студент заносит в свой дневник лабораторных работ.

Включение электрической цепи под напряжение производится только с разрешения и в присутствии преподавателя.

Разбирать электрическую цепь после выполнения отдельных этапов работы и собирать новую можно только после предварительного ознакомления преподавателя с полученными экспериментальными данными.

По каждой выполненной лабораторной работе составляется отчет. Отчет по работе оформляется с одной стороны листов формата А4 по стандартной форме и должен быть написан четким почерком. На титульном листе отчета должно содержаться: название агентства, наименование института (университета), наименование факультета, кафедры, номер группы, ФИО студента,

выполнившего работу и его подпись, ФИО преподавателя, проводившего занятие и его подпись, номер и наименование лабораторной работы, и дату её выполнения. **Отчёт должен содержать:** цель выполнения работы; исходные данные для предварительного расчёта; аналитический расчёт исследуемых характеристик электрических цепей (по указанию преподавателя); схемы исследования; расчетные формулы; таблицы с рассчитанными и измеренными величинами; анализ полученных результатов; графики; диаграммы; выводы по работе.

Схемы и графики выполняются карандашом с применением чертежных принадлежностей и с соблюдением ГОСТов. **Графики выполняются на клетчатой бумаге.** В одной системе координат можно изображать несколько кривых, но при этом необходимо строить дополнительные шкалы параллельно основному. По осям откладываются в определенном масштабе соответствующие стандартные обозначения величин параметров и единицы измерения в соответствии с ГОСТом, как правило, начиная с нулевого значения. По оси абсцисс откладывают независимую переменную величину. **На графиках должны быть указаны экспериментальные точки.**

Не исключена возможность, что опытные и расчетные данные не совпадут, это связано с колебаниями напряжения в сети, погрешностью при измерениях. Студенты должны уметь эти явления объяснять.

После окончания работы в лаборатории рабочее место должно быть приведено в порядок. Комплект соединительных проводников должен быть аккуратно сложен и возвращен лаборанту.

Студент считается выполнившим лабораторную работу после предъявления экспериментальных данных в черновике и подписи их преподавателем.

Отчет по работе с черновиком студент должен представить преподавателю на следующем занятии и защитить его. Работа считается защищенной, если аккуратно и с верными результатами выполнен отчет и даны правильные ответы на контрольные вопросы, заданные преподавателем.

Только после этого студент может приступать к выполнению следующей лабораторной работы.

Студент не допускается к выполнению следующей лабораторной работе, если он к ней не подготовлен и не представил отчет по предыдущей лабораторной работе.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №9
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Цель работы – теоретическое и экспериментальное исследование пассивных и активных дифференцирующих электрических цепей при различной форме входных сигналов.

1. Теоретические сведения

Дифференцирующими цепями (ДЦ) называют такие четырехполюсники (ЧП), напряжение на выходе которых пропорционально производной от входного напряжения $u_2 = a \frac{du_1}{dt}$, где a – постоянный коэффициент.

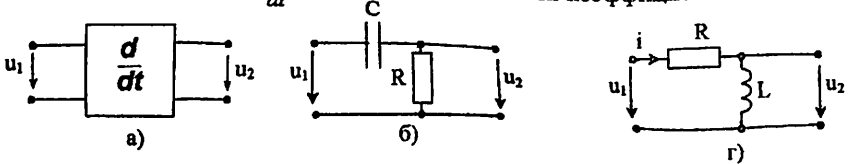


Рис. 9.1. Общее обозначения ДЦ (а), пассивная RC (б) и RL (в) ДЦ.

Различают пассивные и активные ДЦ. Простейшие двухэлементные RC и RL цепи (рис. 9.1, б, в) при определенных условиях являются пассивными ДЦ. Наибольшее применение находит RC-цепь (рис. 9.1, б), для которой

$$u_1 = u_C + u_R = \frac{1}{C} \int idt + Ri.$$

При $u_R \ll u_C$

$$\begin{aligned} u_1 &\approx u_C = \frac{1}{C} \int idt; \\ \frac{du_1}{dt} &\approx \frac{i}{C} = \frac{iR}{RC} = \frac{u_R}{RC}; \\ u_2 \approx u_R &= RC \frac{du_1}{dt} = \tau \frac{du_1}{dt}, \end{aligned} \quad (9.1)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени цепи.

Видно, что RC-цепь является дифференцирующей, когда $u_R \ll u_C$; при этом постоянная времени цепи много меньше длительности $\tau \ll t_m$ сигналов.

При установившемся гармоническом режиме комплексная передаточная функция RC-цепи (рис. 9.1, б)

$$H(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = H(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (9.2)$$

При $\omega RC \ll 1$; $\omega\tau \ll 1$; $\tau \ll \frac{1}{\omega}$; $\tau \ll T$ комплексная передаточная функция RC ДЦ

$$H(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = j\omega RC = H(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (9.3)$$

где

$$H(\omega) \approx \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \omega RC = \omega\tau - \text{АЧХ цепи,}$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} = 90^\circ - \text{ФЧХ цепи.}$$

Недостатком пассивной RC-цепи является то, что для удовлетворительного дифференцирования требуется малая постоянная времени $\tau = RC$ и как следствие очень малое значение емкости C и сильное ослабление дифференцированного сигнала.

Значительно меньшей погрешностью дифференцирования обладает активная ДЦ на операционном усилителе (ОУ) (рис. 9.2, а).

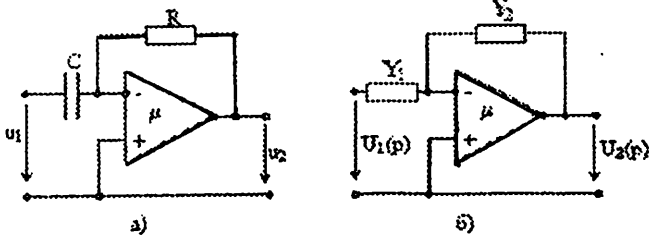


Рис. 9.2. Активная ДЦ на ОУ (а) и ее операторная схема замещения (б)

Операторная передаточная функция получена из схемы замещения (рис.9.2,б)

$$H_a(p) = \frac{-\mu Y_1}{Y_1 + (1 + \mu)Y_2},$$

где μ – коэффициент усиления ОУ по напряжению;

$$Y_1 = Cp; \quad Y_2 = G = \frac{1}{R} - \text{операторные проводимости ветвей ДЦ.}$$

Операторная передаточная функция активной RC ДЦ на ОУ определяется выражением

$$H_a(p) = \frac{-\mu Cp}{Cp + (1 + \mu)G} = \frac{F_1(p)}{F_2(p)}.$$

Характеристическое уравнение цепи (рис. 9.2,а): $F_2(p) = 0; \quad Cp + (1 + \mu)G = 0.$

$$\text{Корень характеристического уравнения} \quad p_1 = -\frac{1 + \mu}{C}G = -\frac{1 + \mu}{RC}.$$

При $\mu \approx 10^5$ постоянная времени активной дифференцирующей RC-цепи

$$\tau_a = \frac{1}{|p_1|} = \frac{RC}{1 + \mu} = \frac{\tau}{1 + \mu} \approx \frac{\tau}{\mu},$$

много меньше постоянной времени пассивной RC-цепи $\tau_a \ll \tau$.

Из (9.5) следует, что при $\mu \rightarrow \infty$ комплексная передаточная функция активной ДЦ (рис. 9.2,а)

$$H_a(j\omega) = -j\omega CR = -j\omega\tau$$

отличается от пассивной (9.3) лишь знаком «минус», обусловленным использованием ОУ с инверсией.

Следует отметить, что активная ДЦ на ОУ (рис.9.2,а) практически не применяется в связи с её низкой помехозащищённостью, обусловленной очень большим усилением напряжения ($\mu = 10^5 - 10^6$) и большим входным сопротивлением ОУ ($R_{вх} = 1 \dots 3 \text{ МОм}$).

Для определения формы сигнала на выходе ДЦ необходимо построить кривую, соответствующую производной по времени от входного сигнала. Для

этого следует в ряде точек кривой входного напряжения повести касательные и построить кривые мгновенных значений, которые пропорциональны тангенсу угла наклона. Примеры кривых показаны на рис. 9.3.

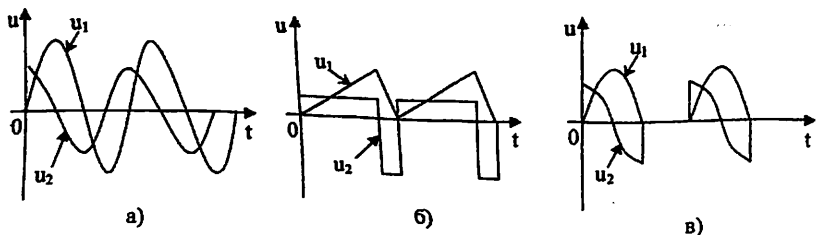


Рис. 9.3. Временные диаграммы напряжений на входе u_1 и их производные $u_2 = a \cdot du_1 / dt$.

На рис. 9.4 представлены напряжения на выходе u_2 пассивной ДЦ (рис. 9.1,б) при подаче на её вход напряжения u_1 в виде периодической последовательности однополярных прямоугольных импульсов и разных значениях постоянной времени цепи $\tau = RC$.

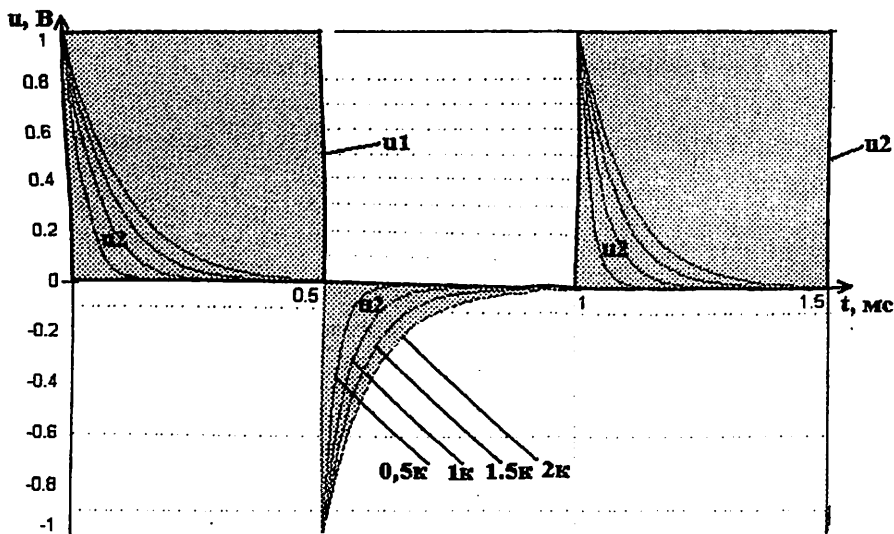


Рис. 9.4. Временные диаграммы напряжения на входе (u_1) и выходе (u_2) ДЦ при $C=50$ нФ и $R=(0,5; 1; 1,5; 2)$ кОм, $U=1$ В и $f=1$ кГц.

Наибольшее применение в импульсной технике находят режимы работы, когда $\tau \ll t_n$ (см. рис. 9.4). В первом случае ДЦ используется для преобразования прямоугольных импульсов в короткие биполярные импульсы. Во втором случае ДЦ используется как разделительная цепь.

2. Предварительный расчёт

2.1. По заданному варианту исходных данных (табл. 9.1) рассчитать:

а) постоянную времени $\tau = T/20 = 1/20f$, при $f = 2 \text{ кГц}$

$$\tau = 1/(10 \cdot 2000) = 5 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

б) сопротивление резистора $R = \tau/C$, значение C берётся из табл. 9.1.

Таблица 9.1

Параметры емкостей пассивных дифференцирующих RC - цепей												
Вар. №	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
С, нФ	5	10	15	20	25	30	35	50	60	70	80	100

2.2. Нарисовать примерную форму напряжения на выходе идеальной ДЦ (рис. 9.2), если входное напряжение в виде: а) синусоиды; б) последовательности положительных прямоугольных импульсов; в) последовательности биполярных треугольных импульсов.

3. Выполнение работы

3.1. Исследование пассивной дифференцирующей RC-цепи при синусоидальном входном напряжении

3.1.1. Собрать цепь по схеме, представленной на рис. 9.5.

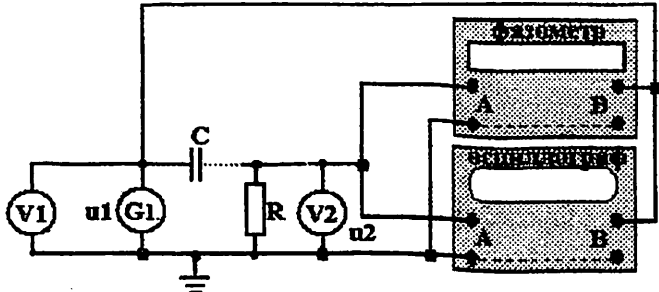


Рис. 9.5. Схема исследования пассивной дифференцирующей RC - цепи

3.1.2. Установить значение сопротивления R полученное при предварительном расчете. Включить генератор гармонического (синусоидального) напряжения $G1$, осциллограф. Установить частоту генератора $G1$ $f = 2 \text{ кГц}$ и напряжение на его выходе $U_1 = 1 \text{ В}$. Регулировкой скорости развертки, усиления и синхронизации осциллографа добиться на его экране неподвижной и удобной для исследования осциллограмм входного u_1 и выходного u_2 напряжений. С экрана осциллографа аккуратно зарисовать (на клетчатой бумаге) осциллограммы входного $u_1(t)$ и выходного $u_2(t)$ напряжений. С помощью вольтметров $V1$ и $V2$ измерить действующие значения напряжений на входе и выходе ДЦ. С помощью фазометра измерить сдвиг фаз φ между входным и выходным напряжениями. Результаты измерений занести в табл. 9.2. Обра-

тратить внимание на сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями. При хорошем качестве дифференцирования этот сдвиг фаз близок к 90° .

3.1.3. Уменьшить сопротивление резистора R в 5 раз. При этом уровень выходного напряжения уменьшается, а качество дифференцирования улучшается. Зарисовать осциллограммы входного и выходного напряжений. Показания вольтметров V_1 , V_2 и фазометра занести в табл. 9.2.

3.1.4. Увеличить сопротивления R в 5 раз по сравнению с расчетным. Зарисовать осциллограммы входного и выходного напряжений. Показания вольтметров V_1 , V_2 и фазометра занести в табл. 9.2.

Таблица 9.2

	$R, \text{кОм}$	$U_1, \text{В}$	$U_2, \text{В}$	U_2/U_1	$\varphi = \psi_A - \psi_B =$ $= \psi_{u_2} - \psi_{u_1}$, град
R/5					
R					
5R					

3.2. Исследование пассивной дифференцирующей RC-цепи при входном напряжении в виде периодической последовательности положительных прямоугольных импульсов

3.2.1. Собрать схему, приведённую на рис. 9.6.

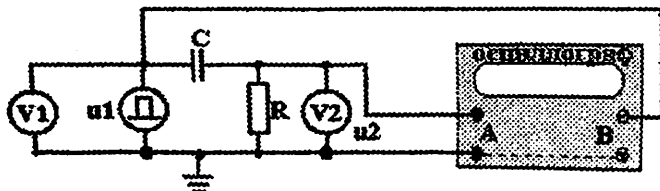


Рис. 9.6. Схема исследования RC-ДС при импульсном воздействии

3.2.2. К входу схемы подключить генератор положительных прямоугольных импульсов. Генератор формирует прямоугольные положительные импульсы с длительностью $t_d = T/2$, изменяемой резистором «ДЛИТ.», в пределах от 200 мкс до 1000 мкс. Амплитуда импульсов регулируется в пределах $U_1 = 0 - 1,5 \text{ В}$. Выходное сопротивление генератора 5,0 Ом. Выход генератора защищен от короткого замыкания в течение не более 30 секунд.

3.2.2. Установить на выходе генератора $t_d = 250 \text{ мкс}$ (соответствует частоте $f = 2 \text{ кГц}$) с амплитудой, равной $U_1 = 1 \text{ В}$. Выполнить эксперименты, аналогичные приведенным в п.3.1.

3.3. Исследование пассивной дифференцирующей RC-цепи при входном напряжении в виде периодической последовательности биполярных пилообразных импульсов

3.2.1. В схеме рис 9.6 заменить источник напряжения положительных прямоугольных импульсов на источник напряжения биполярных пилообразных импульсов в результате получится схема, приведённая на рис. 9.7.

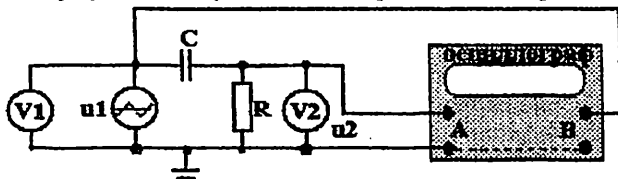


Рис. 9.7. Схема исследования RC-ДЦ при воздействии на неё напряжения в виде периодической последовательности биполярных треугольных импульсов

Этот генератор вырабатывает симметричное относительно 0 В пилообразное напряжение u_1 с регулируемой амплитудой $1,5\text{ В}$. Крутизна пилообразного напряжения изменяется переменным резистором «ДЛИТ». Выходное сопротивление генератора 1000 Ом . Выход защищен от короткого замыкания без ограничения длительности. Для учёта внутреннего сопротивления источника сопротивление R должно быть на 1000 Ом меньше полученного в результате предварительного расчёта. Срисовать с экрана осциллографа графики на входе $u_1(t)$ и выходе $u_2(t)$ ДЦ для трёх сопротивлений $R=1000$, указанных в п.3.1.

3.4. Дополнительное задание

Исследование активной дифференцирующей RC-цепи

Собрать цепь, приведённую на рис. 9.6. Значение емкости C и сопротивления R взять такими же, как в предварительном расчёте.

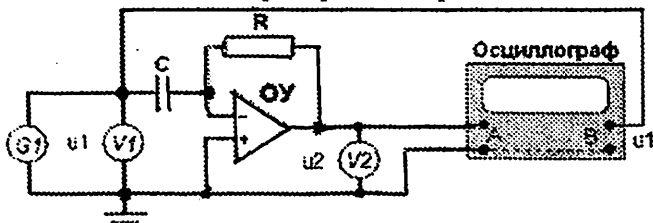


Рис. 9.6. Схема исследования ARC ДЦ.

Срисовать с экрана осциллографа изображения напряжений на входе и выходе активной ДЦ при синусоидальном входном напряжении от источника $G1$ $U_1=0,5\text{ В}$. Увеличивая и уменьшая сопротивление обратной связи R в 2 раза. Убедиться, что при указанных выше изменениях сопротивления R в активной дифференцирующей RC - цепи форма выходного напряжения не из-

меняется и сдвиг фаз между напряжением на входе и выходе во всех трёх случаях близок к 90° .

4. Обработка результатов исследований

- 4.1. Сравните графики напряжений на входе u_1 и выходе u_2 ДЦ.
 4.2. Рассчитать коэффициент качества дифференцирования для всех случаев $Q = T/\tau$, где $T=1/f$; $f=2 \text{ кГц}$. Значение Q привести на всех графиках!!

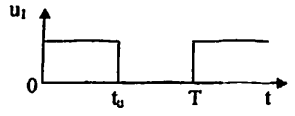
5. Содержание отчёта

- 5.1. Название и цель работы.
- 5.2. Схемы исследуемых цепей и параметры элементов.
- 5.3. Результаты предварительного расчёта.
- 5.4. Графики входных и выходных напряжений исследуемых цепей.
- 5.5. Выводы по результатам расчётов и измерений.

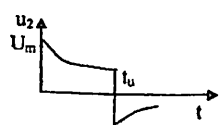
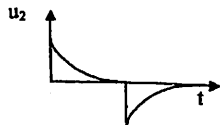
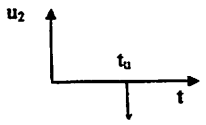
6. Контрольные вопросы и задачи

6.1. Входное напряжение, имеющее форму последовательности прямоугольных импульсов u_1 , подаётся на вход ДЦ. Установить соответствие между качеством дифференцирования и выходным напряжением u_2 .

Качество дифференцирования

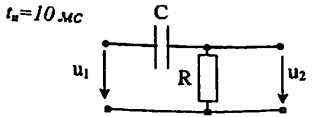
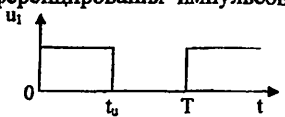


1. Идеальное
2. Удовлетворительное
3. Неудовлетворительное



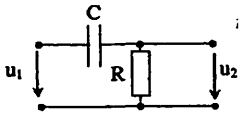
Ответы: а) 1-а; 2-б; 3-в. б) 1-б; 2-в; 3-а. в) 1-в; 2-а; 3-б.

6.2. Выбрать значения τ для RC ДЦ удовлетворительного дифференцирования импульсов $t_u=10 \text{ мс}$



Ответы: а) $\tau=10 \text{ мс}$; б) $\tau=100 \text{ мс}$; в) $\tau=15 \text{ мс}$; г) $\tau=0,1 \text{ мс}$; д) $\tau=1 \text{ мс}$.

6.3. Укажите соотношение между величинами постоянной времени τ и длительностью входного импульса t_u для удовлетворительного дифференцирования.

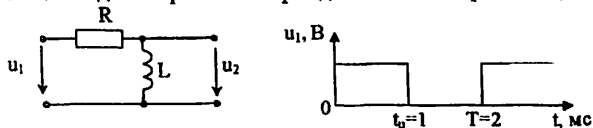


Ответы: а) $RC < t_u$; б) $RC \ll t_u$; в) $RC = t_u$; г) $RC > t_u$; д) $RC \gg t_u$.

6.4. Укажите значение постоянной времени τ в RL -цепи, чтобы цепь была дифференцирующей при подаче на вход последовательности прямоугольных импульсов с периодом $T=5 \text{ мс}$ и скважностью $q=T/t_w=2$.

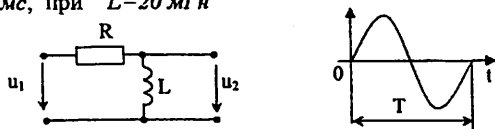
Ответы: а) $\tau=2,5 \text{ мс}$; б) $\tau=5 \text{ мс}$; в) $\tau=10 \text{ мс}$; г) $\tau=25 \text{ мс}$; д) $\tau=2,5 \text{ мкс}$.

6.5. Укажите значение L в RL -цепи, чтобы цепь была дифференцирующей при подаче на вход Π -образного периодического напряжения, если $R=1 \text{ кОм}$.



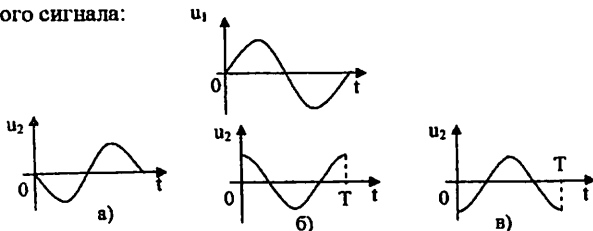
Ответы: а) 1 Гн ; б) 10 Гн ; в) $0,5 \text{ Гн}$; г) 10 мГн ; д) $0,2 \text{ Гн}$.

6.6. Укажите значение R в RL -цепи, чтобы цепь была дифференцирующей при подаче на вход синусоидального напряжения u_1 с периодом $T=2 \text{ мс}$, при $L=20 \text{ мГн}$



Ответы: а) 1 Ом ; б) 10 Ом ; в) 1 кОм ; г) 20 Ом ; д) 15 Ом .

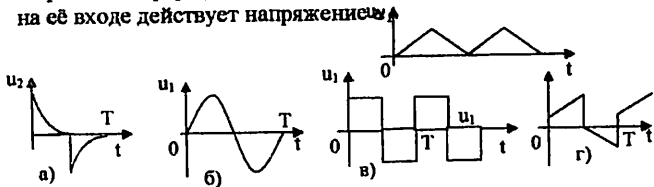
6.7. Определить выходное напряжение u_2 при идеальном дифференцировании данного сигнала:



6.8. При каком периоде T синусоидального напряжения на входе u_1 RC -цепь с параметрами $R=10 \text{ кОм}$, $C=1 \text{ нФ}$, получится наилучшее дифференцирование.

Ответы: а) $T=1 \text{ мкс}$; б) $T=1 \text{ мс}$; в) $T=10 \text{ мкс}$; г) $T=5 \text{ мкс}$; д) $T=1 \text{ с}$.

6.9. Определить форму напряжения на выходе u_2 идеальной ДЦ, если на её входе действует напряжение



ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №10 ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Цель работы

1. Ознакомиться с практическими схемами пассивных и активных интегрирующих цепей (ИЦ).
2. Экспериментально исследовать форму сигналов на выход ИЦ при различных входных напряжениях и параметрах элементов ИЦ.

1. Теоретические сведения

В современных радиотехнических устройствах, импульсной технике и в аналоговых и цифровых электронно-вычислительных машинах широко применяются линейные электрические цепи (ЛЭЦ), у которых напряжение на выходе пропорционально интегралу от входного напряжения

$$u_2 = k \int u_1(t) dt,$$

где k - коэффициент пропорциональности.

Такие ЛЭЦ называются интегрирующими цепями (ИЦ).

Наиболее часто применяется пассивная ИЦ, состоящая из последовательно соединённых резистора и конденсатора (рис. 10.1,а). Выходное напряжение u_2 снимается с ёмкости C .

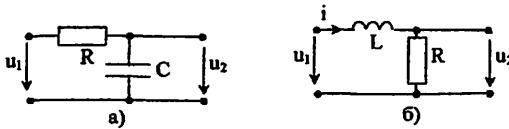


Рис. 10.1 Схемы пассивных ИЦ: а) RC -цепь; б) RL -цепь

Передаточная функция RC -цепи (рис.10.1,а) имеет вид

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1/Cp}{R+1/Cp} = \frac{1}{RCp+1} = \frac{F_1(p)}{F_2(p)}. \quad (10.1)$$

Характеристическое уравнение $F_2(p) = 0$, то есть

$$RCp + 1 = 0$$

имеет один корень

$$p_1 = -1/RC = -1/\tau,$$

где

$$\tau = 1/|p_1| = RC - \text{постоянная времени } RC\text{- цепи.}$$

Для осуществления удовлетворительного интегрирования необходимо чтобы постоянная времени цепи была много больше длительности импульса

$$\tau = RC \gg t_w,$$

где t_w - длительность входного сигнала.

Чем больше постоянная времени цепи $\tau = RC$ или $\tau = L/R$, тем точнее интегрирование. Однако постоянная времени не должна быть очень большой, поскольку при этом выходное напряжение будет слишком малой величиной. На рис.10.2. представлены графики напряжений на входе u_1 и выходе u_2 пассивной RC и активной ДЦ при воздействии на неё одиночного положительного прямоугольного импульса u_1 (рис. 10.2, а) и биполярного

прямоугольного импульса (рис. 10.2, б, в).

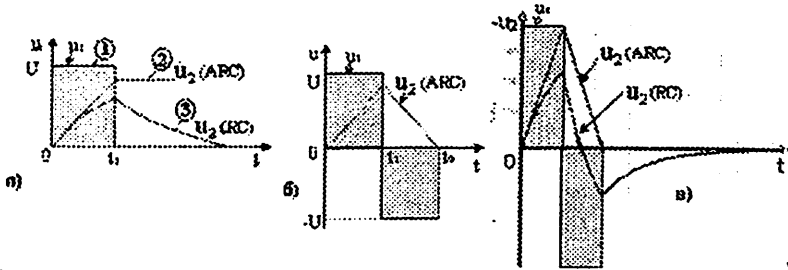


Рис 10.2 Временные диаграммы напряжения на входе u_1 и выходе u_2 пассивной и активной интегрирующей цепи

Операция интегрирования напряжения в комплексной форме соответствует делению комплексного напряжения на множитель $j\omega$, поэтому интегрирующим будет любой четырёхполюсник, для которого выполняется условие

$$U_2(j\omega) \approx U_1(j\omega)/j\omega$$

или, что одно и то же $H(j\omega) \approx U_2(j\omega)/U_1(j\omega) = 1/j\omega = (1/\omega) \exp(-90^\circ)$.

Для цепи рис. 10.1,а

$$H(j\omega) = H(p)|_{p=j\omega} = \frac{1}{1 + jaRC} = H(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \dots \quad (10.2)$$

Очевидно, что идеальная ИЦ должна иметь АЧХ $H(\omega) \approx 1/\omega$ в том случае, если выполняется неравенство

$$\omega RC \gg 1, \text{ или } f \gg 1/2\pi RC = 1/2\pi\tau = f_0/2\pi. \quad (10.3)$$

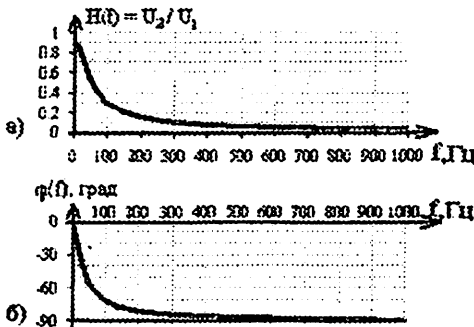


Рис. 10.3 АЧХ(а) и ФЧХ(б) пассивной интегрирующей RC-цепи при $R=100 \text{ к}\Omega$, $C=50 \text{ пФ}$, $\tau=5 \text{ нс}$, $f_0=1/\tau=200 \text{ Гц}$

Из ФЧХ (рис. 10.3,б) интегрирующей RC-цепи (рис. 10.1,а) видно, что на частоте $f = f_0 = 1/\tau = 1/RC = 200 \text{ Гц}$ сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями равен $\varphi(f_0) = 80^\circ$ при коэффициенте передачи напряжения $H(f_0) = U_2/U_1 = 0,155$, а на удвоенной частоте $f = 2f_0 = 400 \text{ Гц}$ сдвиг фаз достигает $\varphi(2f_0) = 85^\circ$ при коэффициенте передачи напряжения $H(2f_0) = U_2/U_1 = 0,08$

и достаточно хорошее интегрирование. Десятикратное ослабление напряжения получается на частоте $f=300 \text{ Гц}$ при фазовом сдвиге $\varphi = 83^\circ$. Из изложенного следует, что для определения постоянной времени τ при заданной частоте f пассивной интегрирующей RC-цепи примем второй вариант, при котором $f = 2f_0 = 2/\tau$, откуда

$$\tau = 2/f = 2T, \quad (10.4)$$

при этом напряжение на выходе ИЦ будет в $U_1/U_2 = 12,5$ раза меньше входного.

ИЦ используют для получения сигналов на выходе, длительность которых больше, чем у входных, а крутизна фронтов меньше. Такие цепи выполняют разнообразные функции, например, позволяют уменьшить воздействие импульсных помех, преобразуют сигналы, отличающиеся по длительности, в сигналы, отличающиеся по амплитуде и т.д. При воздействии коротких импульсов конденсатор не успевает полностью зарядиться, а при воздействии длительного – успевает, за счёт чего возникает разница в напряжениях на выходе цепи (рис. 10.3).

В связи с тем, что пассивные ИЦ (рис.10.1) имеет малую точность интегрирования, на практике в аналоговой вычислительной технике применяют активные интегрирующие цепи (АИЦ), выполняемые на основе инвертирующего операционного усилителя (ОУ) и RC-цепи.

Упрощённая принципиальная схема ИЦ на инвертирующем ОУ приведена на рис.10.4

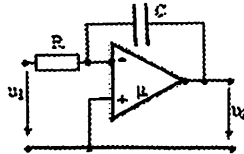


Рис 10.4 Схема активной ИЦ на ОУ.

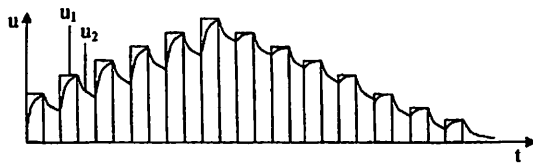


Рис. 10.5. Процесс выделения огибающей амплитудно-модулированных прямоугольных импульсов с помощью ИЦ (рис. 10.1,а)

Операторная передаточная функция АРС интегратора (рис.10.3) имеет вид

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{-\mu}{(1+\mu)RCp+1} = \frac{F_1(p)}{F_2(p)}. \quad (10.5)$$

Характеристическое уравнение $F_2(p)=0$, т.е.

$$(1+\mu)RCp+1=0$$

имеет корень

$$p_1 = -1/(1+\mu)RC = -1/(1+\mu)\tau$$

и при

$$\mu \gg 1, \quad p_1 \approx -1/\mu\tau$$

Видно, что применение ОУ приводит к увеличению постоянной времени

в μ раз, т.е.

$$\tau_a = 1/|p_1| \approx \mu\tau$$

Так как в ОУ значение μ составляет несколько сотен тысяч единиц, то интервал времени, в котором с той же точностью, как и в пассивной ИЦ, осуществляется интегрирование, существенно увеличивается.

Напряжение на выходе такой ИЦ определяется выражением

$$u_2 = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt + u_C(0). \quad (10.6)$$

Постоянный член $u_C(0)$ есть напряжению на ёмкости в начальный момент времени ($t=0$) определяет начальное условие интегрирования. С помощью специальных мер можно реализовать любые начальные условия. В дальнейшем будем считать $u_C(0) = 0$.

Если входное напряжение постоянно $u_1(t) = U = const$,

то изменение выходного напряжения описывается формулой

$$u_2(t) = U \frac{t}{RC} = U \frac{t}{\tau}, \quad (10.7)$$

т.е. выходной сигнал линейно возрастает со временем (см. рис. 10.2,а). Поэтому, рассмотренная схема оказывается пригодной для формирования линейно нарастающего, линейно спадающего или пилообразного напряжения (рис. 10.2,б).

2. Предварительный расчет

Рассчитать напряжение на выходе u_{max} пассивной (рис. 10.2, а) RC-цепи (рис. 10.2) при воздействии на неё напряжения u_{ex} в виде периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 10.2) с амплитудой $U = 1$ В и длительностью. $t_n = 250$ мкс. Значение емкости C выбирается из табл. 10.1.

Таблица 9.1

Параметры емкостей пассивных дифференцирующих RC-цепей

Вар. №	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
C, нФ	5	10	15	20	25	30	35	50	60	70	80	100

При $f=2$ кГц $\tau = 2T = 2/f = 2/2000 = 1 \cdot 10^{-3}$ с и $C=50$ нФ

значение сопротивления R определяется из условия (10.4) по формуле

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-9}} = 20 \text{ кОм.}$$

в интервале $0 \leq t \leq t_n$ напряжения на выходе пассивной RC-цепи (рис. 10.1, а)

рассчитывается по формуле $u_{max} = U(1 - \exp(-t/\tau))$.

При $t > t_n$ напряжение на выходе пассивной RC-цепи рассчитывается по формуле

$$u_{\text{вых}} = U(1 - \exp(-t_n/\tau))\exp(-(t-t_n)/\tau).$$

Результаты расчета занести в табл. 10.1

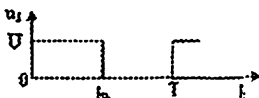


Рис. 10.6. График входного напряжения в виде последовательности положительных прямоугольных импульсов.

Таблица 10.1

Результаты предварительного расчёта

t	0	0,2 t _n	0,4 t _n	0,6 t _n	t _n	1,2 t _n	1,4 t _n	1,6 t _n	2 t _n
t, мкс	0	50	100	150	250	300	350	400	500
u ₁ , В (рис.10.2,а)									
u ₂ , В (рис.10.4)									

По результатам расчёта построить графики напряжений на входе и выходе пассивной RC-интегрирующей цепи.

3. Выполнение работы

3.1. Исследование пассивной интегрирующей RC-цепи при синусоидальном входном напряжении

3.1.1. Собрать цепь по схеме, представленной на рис. 10.7.

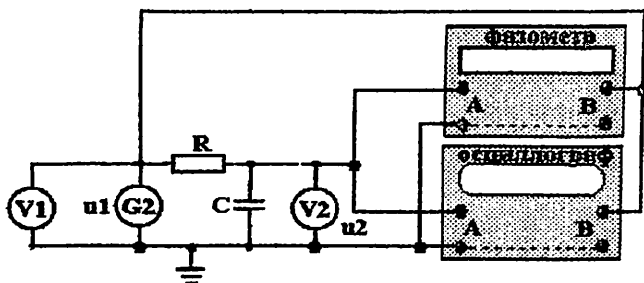


Рис. 10.7. Схема исследования пассивной интегрирующей RC - цепи

3.1.2. Установить сопротивление R на 600 Ом меньше значения сопротивления, полученного при предварительном расчете. Это необходимо сделать для учёта влияния внутреннего сопротивления генератора гармонического напряжения $G2$, которое равно 600 Ом . Включить генератор гармонического (синусоидального) напряжения $G2$, осциллограф. Установить частоту генератора $G2$

$$f = 2 \text{ кГц} \text{ и напряжение на его выходе } U_1 = 5 \text{ В. Регулировкой}$$

скорости развёртки, усиления и синхронизации осциллографа добиться на его экране неподвижной и удобной для исследования осциллограмм входного u_1 и выходного u_2 напряжений. С экрана осциллографа аккуратно срисовать (на клетчаточную бумагу) осциллограммы входного $u_1(t)$ и выходного напряжений $u_2(t)$. С помощью вольтметров V1 и V2 измерить действующие значения напряжений на входе и выходе ИЦ. С помощью фазометра измерить сдвиг фаз φ между входным и выходным напряжениями. Результаты измерений занести в табл. 10.2. Обратить внимание на сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями. При хорошем качестве интегрирования этот сдвиг фаз близок к 90° .

3.1.3. Уменьшить сопротивление резистора R в 5 раз. При этом уровень выходного напряжения увеличится, но качество интегрирования ухудшится. Зарисовать осциллограммы входного и выходного напряжений. Показания вольтметров V1, V2 и фазометра занести в табл. 10.2.

3.1.4. Увеличить сопротивления R в 5 раз по сравнению с расчетным. Зарисовать осциллограммы входного и выходного напряжений. Показания вольтметров V1, V2 и фазометра занести в табл. 10.2.

Таблица 10.2

	$R, \text{кОм}$	$U_1, \text{В}$	$U_2, \text{В}$	U_2/U_1	$\varphi = \psi_A - \psi_B = \psi_{u_2} - \psi_{u_1}$, град
R/5					
R					
5R					

3.2. Исследование пассивной дифференцирующей RC-цепи при входном напряжении в виде периодической последовательности положительных прямоугольных импульсов

3.2.1. Собрать схему, приведённую на рис. 10.8.

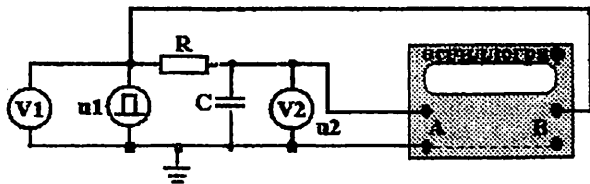


Рис. 10.8. Схема исследования ИЦ RC при воздействии на неё периодической последовательности положительных прямоугольных импульсов

3.2.2. К входу схемы подключить генератор положительных прямоугольных импульсов. Генератор формирует прямоугольные положительные импульсы с длительностью $t_{\text{и}} = T/2$, изменяемой резистором «ДЛИТ.», в пределах от 200 мкс до 1000 мкс. Амплитуда импульсов регулируется в пределах $U_1 = 0-1,5 \text{ В}$. Выходное сопротивление генератора 5 Ом. Выход генератора защищен от короткого замыкания в течение не более 30 секунд.

3.2.2. Установить на выходе генератора $t_0=250 \text{ мкс}$ (соответствует частоте $f=2 \text{ кГц}$) с амплитудой, равной $U = 1 \text{ В}$. Выполнить эксперименты, аналогичные приведенным в п.3.1.

3.3. Исследование пассивной интегрирующей RC-цепи при входном напряжении в виде периодической последовательности биполярных пилообразных импульсов

3.2.1. В схеме рис 10.8 заменить источник напряжения положительных прямоугольных импульсов на источник напряжения биполярных пилообразных импульсов в результате получится схема, приведенная на рис. 10.9.

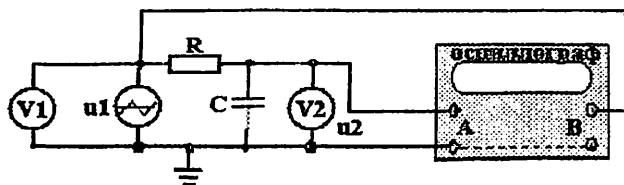


Рис.10.9. Схема исследования ИЦ RC при воздействии на неё периодической последовательности пилообразных биполярных импульсов

Этот генератор вырабатывает симметричное относительно 0 В пилообразное напряжение $u_1(t)$ с нерегулируемой амплитудой $1,5 \text{ В}$. Крутизна пилообразного напряжения изменяется переменным резистором «ДЛИТ». Выходное сопротивление генератора 1000 Ом . Выход защищен от короткого замыкания без ограничения длительности. Для учёта внутреннего сопротивления источника сопротивление R должно быть на 1000 Ом меньше полученного в результате предварительного расчёта. Срисовать с экрана осциллографа графики на входе $u_1(t)$ и выходе $u_2(t)$ ИЦ для трёх сопротивлений $R-1000$, указанных в п.3.1.

4. Содержание отчета

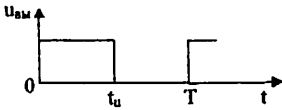
- 4.1. Название и цель работы.
- 4.2. Исследуемые схемы интегрирующих цепей.
- 4.3. Результаты предварительного расчёта, представленные в виде табл. 10.1. и графики $u_{\text{вх}}(t)$.
- 4.4. Схемы измерений.
- 4.5. Графики напряжений на входе $u_{\text{вх}}(t)$ и на выходе $u_{\text{вых}}(t)$ интегрирующей цепи с указанием ее параметров и постоянной времени для каждого случая.
- 4.6. Выводы по результатам выполненной работы.

5. Контрольные вопросы

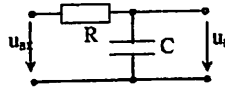
- 5.1. Что называется электрической интегрирующей цепью.
- 5.2. Изобразите схемы простейших пассивных интегрирующих цепей и запишите условия, при которых они будут хорошо выполнять свою функцию.

5.3. Изобразите схему простейшей активной интегрирующей цепи на операционном усилителе, и какими свойствами она обладает.

5.4. Выберите значение τ ИЦ для удовлетворительного интегрирования

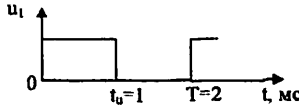
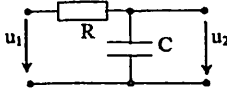


$t_u = 10 \text{ мс}$



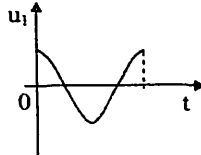
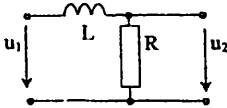
Ответы: А) 100 мс; Б) 10 мс; В) 1 мкс; Г) 10 мкс; Д) 1 мс.

5.5. Определите емкости C в RC -цепи, чтобы цепь была удовлетворительно интегрирующей, если $R = 1 \text{ кОм}$



Ответы: А) 10 мкФ; Б) 10 нФ; В) 1 нФ; Г) 1 мкФ; Д) 100 пФ.

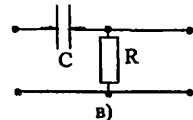
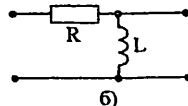
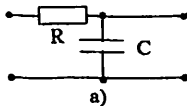
5.6. Определите значение R в RL -цепи, чтобы цепь была интегрирующей при подаче на вход синусоидального напряжения с периодом $T = 1 \text{ мс}$, при $L = 20 \text{ мГн}$.



Ответы: А) 100 Ом; Б) 2 Ом; В) 20 Ом; Г) 1 кОм; Д) 2 кОм.

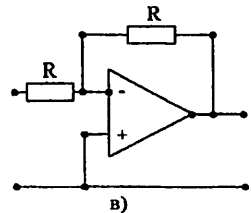
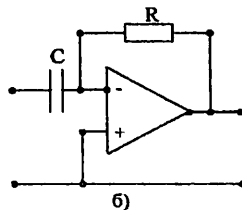
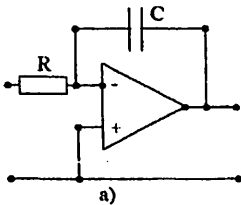
5.7. Укажите вид пассивной простейшей интегрирующей цепи.

Ответы:

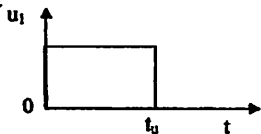


5.8. Вид простейшей активной интегрирующей цепи.

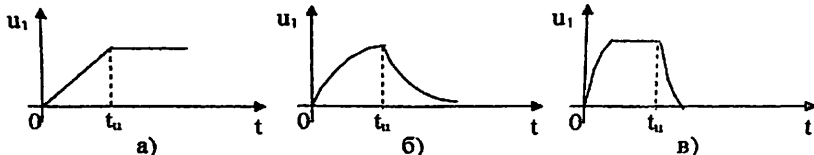
Ответы:



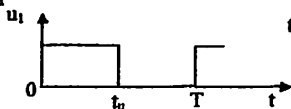
5.9. Прямоугольный импульс напряжения u_1 , подаётся на вход ИЦ. Установить соответствие между выходным напряжением u_2 и качеством интегрирования:



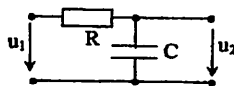
Качество интегрирования:
 а) удовлетворительное;
 б) идеальное;
 в) неудовлетворительное.



5.10. Выберите значение τ ИЦ для получения удовлетворительного интегрирования

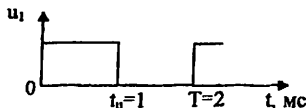
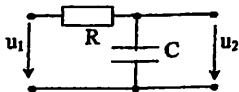


$t_u = 10 \text{ мс}$



Ответы: а). 100 мс; б). 10 мс; в). 1 мкс; г). 10 мкс; д). 1 мс.

5.11. Определите значение ёмкости C в RC -цепи, чтобы цепь удовлетворительно интегрировала, если $R=1 \text{ к}\Omega$



Ответы: а). 10 мкФ; б). 10 нФ; в). 1 нФ; г). 1 мкФ; д). 100 нФ.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №11 ИССЛЕДОВАНИЕ ОУ С ЦЕПЬЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Цель работы

1. Исследовать работу неинвертирующего и инвертирующего усилителей, построенных на базе операционного усилителя (ОУ) с внешней глубокой отрицательной обратной связью (ООС).
2. Исследовать работу инвертирующего сумматора на ОУ.
3. Исследовать использование ОУ в качестве компаратора.

1. Теоретические сведения

Наиболее распространенной усилительной интегральной микросхемой (ИМС) является операционный усилитель (ОУ), в котором сосредоточены основные достоинства аналоговых усилительных схем. ОУ принято называть дифференциальный усилитель постоянного тока (УПТ) с двумя входами и одним выходом с большим коэффициентом усиления по напряжению, а также большим входным и малым выходным сопротивлениями. Обычно ОУ используется с внешней глубокой отрицательной обратной связью (ООС), определяющей его результирующие характеристики.

На рис. 11.1, а показано условное графическое обозначение ОУ. При подаче сигнала напряжения $u_{в1}$ на вход 1 на выходе получается напряжение $u_{вых} = K_U u_{в1}$. При подаче сигнала напряжения $u_{в2}$ на инвертирующий вход 2 на выходе ОУ получается напряжение $u_{вых} = -K_U u_{в2}$.

Свойства реальных ОУ приближаются к свойствам идеального усилителя имеющего $K_U = \frac{u_{вых}}{u_{в}} \rightarrow \infty, R_{в} \rightarrow \infty, R_{вых} \rightarrow 0$. Так, например, ОУ типа КР140УД8 имеет следующие параметры:

$\mu = 5 \cdot 10^4$ - коэффициент усиления напряжения на низкой частоте (НЧ);

$f_j = 1 \text{ МГц}$ - частота, при которой $\mu = 1$;

$R_{в} \geq 10^3 \text{ МОм}$ - входное сопротивление.

Обобщенная линейная схема ОУ по переменной составляющей представлена на рис.11.1,б. При подаче на вход напряжения $u_{в} = u_{в1} - u_{в2}$ на выходе ОУ образуется напряжение $u_{вых} = \mu(u_{в1} - u_{в2})$. Во многих случаях можно использовать идеализированную схему замещения ОУ (рис.11.1,в).

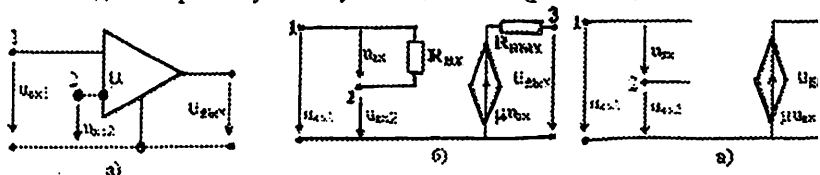


Рис. 11.1. Обозначение операционного усилителя (а)
и его схемы замещения (б, в)

Неинвертирующая схема усилителя с конечным коэффициентом усиления

напряжения на ОУ показана на рис. 11.2,а

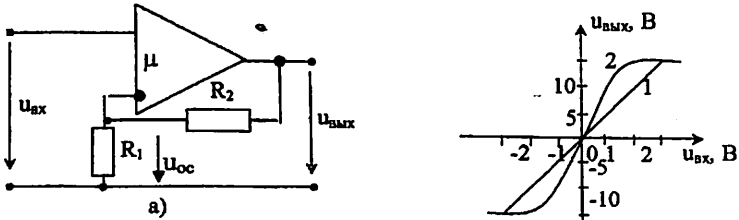


Рис. 11.2. Неинвертирующий усилитель на ОУ (а) и его передаточная характеристика (б).

Полагая, что $R_{вх} \gg R_{вых}$; $R_{вх} \gg R_1$; $R_2 \gg R_{вых}$ (эти условия легко выполняются в реальном ОУ), получим напряжение обратной связи (ОС) на входе усилителя

$$u_{вх2} = u_{ос} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{вых} = \beta u_{вых} \quad (11.1)$$

Выходное напряжение определяется разностью напряжений на входе ОУ

$$u_{вых} = \mu (u_{вх} - u_{ос}) = \mu (u_{вх} - \beta u_{вых}) \quad (11.2)$$

Результирующий коэффициент усиления напряжения с учетом ОС

$$K_{убо} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu}{1 + \beta \mu}, \quad (11.3)$$

т.е. меньше чем без ОС.

При $\mu \rightarrow \infty$ получаем

$$K_{убо} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (11.4)$$

Хотя коэффициент усиления $K_{убо}$ зависит лишь от отношения сопротивления R_2/R_1 , это не означает, что они могут быть выбраны совершенно произвольно. В практических схемах эти сопротивления выбирают в пределах $10^3 + 10^6 \text{ Ом}$.

При введении глубокой ООС выходное сопротивление усилителя становится много меньше выходного сопротивления самого ОУ ($R_{вых ос} \ll R_{вых}$).

Входное сопротивление усилителя, охваченного глубокой ООС, становится много больше входного сопротивления самого усилителя ($R_{вх ос} \gg R_{вх}$). Входное и выходное сопротивления могут быть определены по формулам:

$$R_{вх ос} = R_{вх} (1 + \beta \mu); \quad (11.5)$$

$$R_{вых ос} = \frac{R_{вых}}{1 + \beta \mu}. \quad (11.6)$$

Выходное напряжение ОУ ограничено пределами $U_{вых max} = \pm (0,9 \div 0,95) U_0$, где U_0 - напряжение источника питания ИМС. В схеме рис. 11.2,а режим

линейного усиления достигается при входных напряжениях $u_{вх} = \pm \frac{U_0}{K_{убо}}$. Поскольку $K_{убо} \ll \mu$, то ОУ с ООС имеет достаточно большую область линейного

усиления (см. рис. 11.2,б). Наклон передаточной характеристики (ПХ) на линейном участке АОБ определяется коэффициентом усиления $K_{U_{oc}}$: линия 1 проведена для $K_{U_{oc}} \cong 3$; линия 2-для $K_{U_{oc}} \cong 10$. Таким образом, введение ООС позволяет расширить линейную область ПХ и уменьшить нелинейные искажения сигнала.

В усилительных устройствах, а также в активных RC-фильтрах, автогенераторах, компараторах широкое применение находят инвертирующие усилители, построенные на базе ОУ с ООС (рис. 11.3,а).

Выходное сигнал и сигнал ООС подает на инвертирующий вход ОУ, при этом происходит сложение токов i_{ax} и i_{oc} (рис. 11.3,а). Такая ООС называется параллельной ООС. Найдем коэффициент усиления ОУ с ООС при выполнении условий: $R_{ax} \gg R_{вых}$, $R_{ax} \gg R_1$, $R_{вых} \ll R_2$. Эти условия легко выполняются в реальных схемах ОУ, поскольку у ИМС $\mu \rightarrow \infty$ и поэтому $i_{ax} = -i_{oc} = i$.

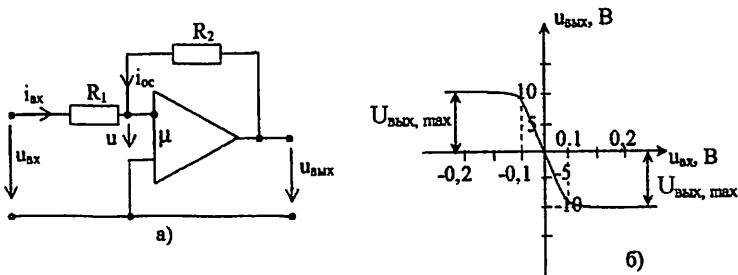


Рис. 11.3. Инвертирующий усилитель (а) и его передаточная характеристика (б).

Если учесть, что на линейном участке ПХ ОУ напряжение между его входами $u^* = 0$, то

$$u_{ax} = R_1 i_{ax} = R_1 i; \quad (11.7)$$

$$u_{вых} R_2 i_{oc} = -R_2 i; \quad (11.8)$$

следовательно

$$K_{U_{oc}} = \frac{U_{вых}}{U_{ax}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (11.9)$$

Знак минус указывает, что полярность входного и выходного напряжений противоположны. Коэффициент усиления $|K_{U_{oc}}| \ll K_U$, но при этом $K_{U_{oc}}$ зависит только от отношения сопротивлений R_2/R_1 , поэтому его стабильность очень высока.

Выходное сопротивление рассматриваемой схемы инвертированного усилителя с ООС (рис.11.3,а) $R_{ax oc} = R_1$ существенно меньше входного сопротивления не инвертирующего усилителя (рис.11.2,а).

Введение ООС в инвертирующий ОУ существенно снижает его выходное сопротивление

$$R_{вых oc} = R_{вых} / (1 + \beta \mu). \quad (11.10)$$

При $\mu \rightarrow \infty$ $R_{\text{вых ос}} \rightarrow 0$

Передаточная характеристика (ПХ) инвертирующего усилителя (рис. 11.3,б) отличается от ПХ не инвертирующего усилителя (рис. 11.2,б) тем, что она расположена во 2-ом и 4-м квадрантах.

На ОУ создаются схемы, предназначенные для выполнения различных математических операций над входными электрическими сигналами (сложение, вычитание, дифференцирование (рис. 9.2), интегрирование (рис. 10.3) и т.д.). Такие устройства находят широкое применение в системах автоматического управления (САУ). Они также составляют основу аналоговых ЭВМ.

На рис. 11.4,а приведена схема инвертирующего сумматора трёх напряжений. Она собрана на базе ОУ с инвертирующим входом и цепью ООС. Так как $R_{\text{ос}} \text{ ОУ велико, то}$

$$i_1 + i_2 + i_3 = -i_{\text{ос}} = i. \quad (11.11)$$

Как и в схеме, рис. 11.3,а $i_{\text{ос}} = u_{\text{вых}}/R_{\text{ос}}$.

Входные токи $i_1 = u_{\text{вх1}}/R$; $i_2 = u_{\text{вх2}}/R$; $i_3 = u_{\text{вх3}}/R$,
тогда с учётом (11.11), следует

$$(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + u_{\text{вх3}})/R = -u_{\text{вых}}/R_{\text{ос}}, \quad (11.12)$$

следовательно

$$u_{\text{вых}} = \frac{-(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + u_{\text{вх3}})R_{\text{ос}}}{R}. \quad (11.13)$$

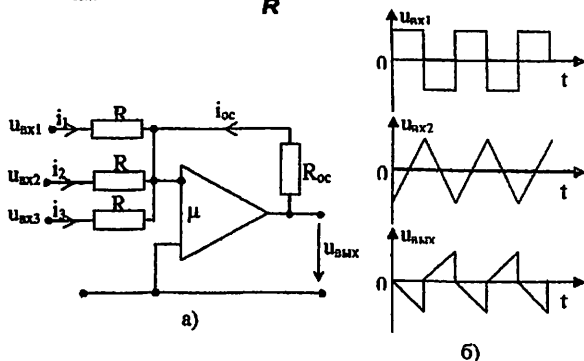


Рис. 11.4. Инвертирующий сумматор на ОУ на три входа (а) и напряжения на входе и выходе сумматора (б).

При $R=R_{\text{ос}}$

$$u_{\text{вых}} = -(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + u_{\text{вх3}}). \quad (11.14)$$

Знак минус показывает, что наряду с суммированием в схеме (рис. 11.4,а) происходит инвертирование полярности сигналов. На рис. 11.4,б приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу инвертирующего сумматора. ОУ в нелинейном режиме работы без внешних ОС может быть использован в качестве схемы сравнения напряжений (компаратор). Компаратор является одним из основных элементов импульсных схем.

Поскольку в реальном ОУ на ИМС μ очень велик, то входное напряжение срабатывания (переключения) компаратора $u_{cp} = U_{вых, max} / \mu$ весьма мало и составляет не более нескольких милливольт. В идеальной ОУ $\mu \rightarrow \infty$ и $u_{cp} \approx 0$. Таким образом можно считать, что при $u_{ax1} - u_{ax2} > 0$, т.е. при $u_{ax1} > u_{ax2}$ имеет место $u_{вых} = U_{вых, max}$, а при $u_{ax1} - u_{ax2} < 0$, т.е. при $u_{ax1} < u_{ax2}$ имеет место $u_{вых} = -U_{вых, max}$ (рис.11.5). Значит выходное напряжение ОУ при $|u_{ax1} - u_{ax2}| > u_{cp}$ и зависит от того, какое из входных напряжений больше и следовательно ОУ является схемой сравнения двух напряжений (компаратором).

На рис.11.5,а напряжение на входе компаратора u_{ax1} - синусоидальное, u_{ax2} - постоянное. Компаратор переключается в моменты равенства $u_{ax1} \approx u_{ax2}$ и

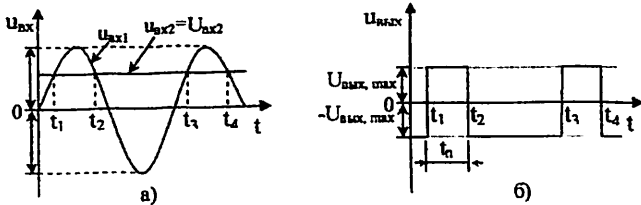


Рис. 11.5. Временные диаграммы напряжений на входе и выходе компаратора на ОУ

выходное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов (см. рис. 11.5,б). Ширина этих импульсов при заданной амплитуде синусоиды U_m зависит от величины u_{ax2} . Таким образом, простейший компаратор на ОУ может служить преобразователем синусоидального напряжения в прямоугольные импульсы. Промышленность выпускает компараторы в виде специальных ИМС. Они отличаются от схем ОУ в нелинейном режиме тем, что у них меньше время переключения и выходное напряжение у них стабилизировано.

Работа реальных ОУ на ИМС при широком диапазоне частот осложняется тем, что его коэффициент усиления существенно уменьшается с увеличением частоты сигнала. На рис.11.6,а дается схема измерения, а на рис.11.6,б график АЧХ логарифмического коэффициента усиления S типового усиления ОУ типа LF412A без ООС, полученный с помощью программы EWB.

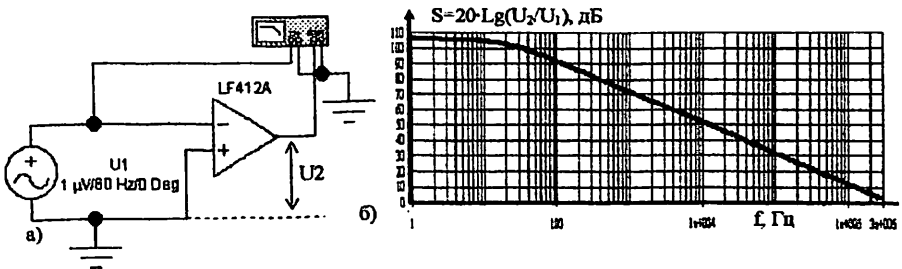


Рис.11.6. Схема измерения (а) и ЛАЧХ ОУ LF412A без ООС

Уменьшение усиления с повышением частоты объясняется инерционностью процессов прохождения зарядов в активных компонентах усилителя (в биполярных и полевых транзисторах) и наличием в схеме ОУ неконтролируемых ёмкостных связей.

Особое место в семействе ОУ занимают быстродействующие импульсные ОУ. В таких ОУ время установления импульса составляет сотые доли мкс, а полоса пропускания может простираться от постоянного напряжения до нескольких сотен МГц – единиц ГГц при коэффициенте усиления до 10^4 .

2. Предварительный расчёт

2.1. Для схемы не инвертирующего усилителя (см. рис.11.2,а) по формуле (11.4) определить коэффициент усиления K и усиление S при $R_1=N, \text{кОм}$, $R_2=N, \text{кОм}$ и $R_2=2N, \text{кОм}$ (N -номер варианта). Усиление усилителя по напряжению определяется по формуле

$$S = 20 \cdot \text{Lg}(U_2/U_1) = 20 \cdot \text{Lg} K, \text{ дБ},$$

где $K=U_2/U_1$ - коэффициент усиления усилителя по напряжению.

Результаты расчётов занести в табл. 11.1.

Таблица 11.1

Результаты расчёта и измерений

$R_1=N=... \text{кОм}$		$R_2=N=... \text{кОм}$			$R_2=2N=... \text{кОм}$		
$U_1=... \text{В}$		$U_2, \text{В}$	$K=U_2/U_1$	$S, \text{дБ}$	$U_2, \text{В}$	$K=U_2/U_1$	$S, \text{дБ}$
Схема рис. 11.2,а	Расчёт						
	Измерения						
	Относительная погрешность $\delta, \%$						
Схема рис. 11.3,а	Расчёт						
	Измерения						
	Относительная погрешность $\delta, \%$						

2.2. Определить коэффициент усиления $K=U_2/U_1$ для схемы инвертирующего усилителя (см. рис. 11.3,а) по формуле (11.9) при $R_1=N, \text{кОм}$, $R_2=N, \text{кОм}$ и $R_2=2N$ (N -номер варианта). Результаты расчёта занести в табл. 11.1.

3. Выполнение работы

3.1. Исследование не инвертирующего усилителя

Зарисовать и собрать схему усилителя на ОУ, приведённую на рис.11.6,а. Установить напряжение на выходе генератора гармонического напряжения $G1$ (на входе схемы) $U_1=0,5 \text{ В}$ на частоте $f=1 \text{ кГц}$.

Измерить с помощью вольтметров V_1 и V_2 коэффициенты усиления по напряжению усилителя $K=U_2/U_1$ при $R_1=1 \text{ кОм}$ и двух значениях сопротивления R_2 ($R_2=N; 2N, \text{кОм}$). Результаты измерений занести в табл.11.1. Зарисовать с экрана осциллографа графики напряжения на входе $u_1(t)$ и выходе $u_2(t)$ усилителя (рис. 11.6,в) при указанных выше значениях сопротивлений R_1 и R_2 .

Зависимость величины выходного напряжения от величины входного напряжения $u_2=f(u_1)$ называется его передаточной характеристикой (ПХ). ПХ неинвертирующего усилителя (рис.11.2,а) располагается в первом и третьем квадрантах (см.11.2,б). Для получения изображения ПХ на экране осциллографа необходимо в режиме А, В выключить его внутреннюю развертку. Для этого переключатель ступенчатого изменения скорости (частоты) развертки «ВРЕМЯ/ДЕЛ» необходимо повернуть влево, т.е. против направления движения часовой стрелки до упора, где есть обозначение X-Y. При этом напряжение на входе осциллографа «А» будет перемещать электронный луч по горизонтали, играет роль развертки (аргумента X), а напряжение на входе «В» будет перемещать электронный луч по вертикали, выполняя роль функции, т.е. Y. ПХ не инвертирующего усилителя на низких частотах при малых входных напряжениях представляет собой прямую наклонную линию, проходящую через начало координат, что свидетельствует о том, что сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями равен нулю (рис.11.6,в). Срисовать с экрана осциллографа ПХ при двух значениях входного напряжения $U_1=0,2 В$ и $U_1=1 В$.

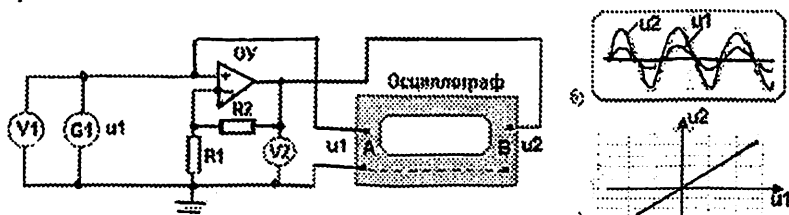


Рис. 11.6. Схема последовательной неинвертирующего усилителя с конечным усилением из ОУ (а), входное и выходное напряжения по экрану осциллографа (б), передаточная характеристика усилителя (в) при $R_1 = R_2$

3.2. Исследование инвертирующего усилителя

Зарисовать и собрать схем усилителя на ОУ, приведённую на рис.11.7,а.

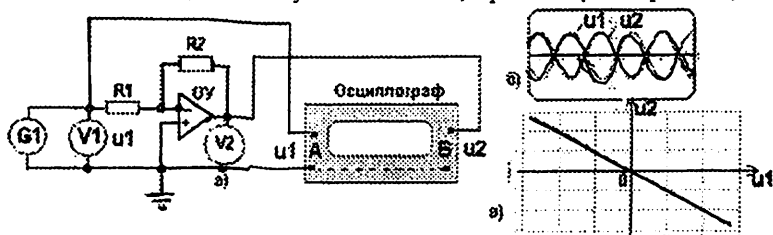


Рис. 11.7. Схема исследования инвертирующего усилителя с конечным усилением на ОУ (а), осциллограммы входного и выходного напряжений (б), передаточная характеристика усилителя (в) при $R_1=R_2$

При $f=1 кГц$, $U_1=0,5 В$ сопротивления $R_1=N, кОм$, и двух значениях $R_2=N, кОм$ и $R_2=2N, кОм$ измерить коэффициенты усиления по напряжению усили-

теля $K=U_2/U_1$. Зарисовать с экрана осциллографа диаграммы мгновенных значений напряжений на входе $u_1(t)$ и выходе $u_2(t)$ усилителя (рис.11.7,б) при сопротивлениях, указанных выше. Измеренные значения K записать в табл.11.1. Исследование ПХ инвертирующего усилителя выполняется также как не инвертирующего (см. п.3.1). При этом необходимо учесть, что в инвертирующем усилителе сдвиг фаз между входными и выходным напряжениями равен 180° , т.е. указанные напряжения находятся в противофазе, а ПХ располагается во 2-ом и 4-ом квадрантах(см. рис. 11.7,в).

3.3. Исследование инвертирующего сумматора на ОУ

Собрать схему усилителя (рис.11.8,а).

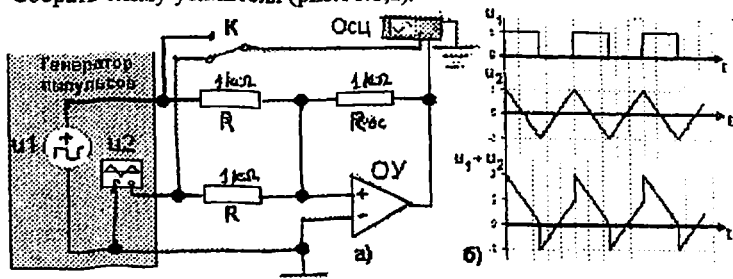


Рис. 9.8. Схема не инвертирующего сумматора на ОУ (а), напряжение u_1 на первом входе сумматора, напряжение u_2 на втором входе сумматора, напряжение на выходе инвертирующего сумматора (u_1+u_2) (б)

Зарисовать схему инвертирующего сумматора на ОУ (рис.11.8,а), временные диаграммы мгновенных значений напряжений на входе u_1 и выходе u_2 сумматора.

3.4. Исследование компаратора на ОУ

Зарисовать и собрать схему компаратора на ОУ (рис.11.9,а).

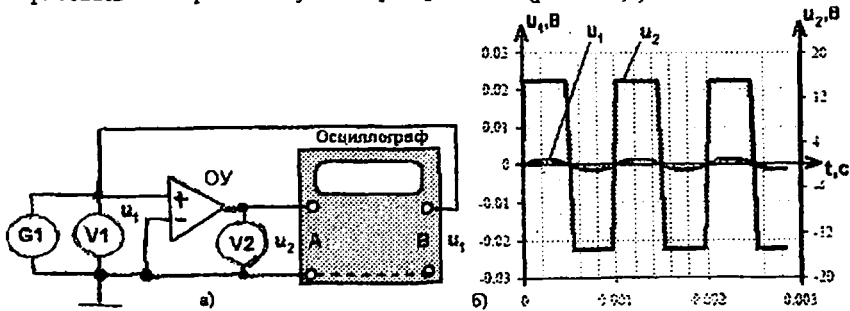


Рис. 11.9. Схема компаратора на ОУ (а), напряжение на входе u_1 и выходе u_2 компаратора (б)

Установить частоту $f=1 \text{ кГц}$ и напряжение на входе компаратора (на выходе генератора G1), равнос $U_1=50 \text{ мВ}$. Срисовать с экрана осциллографа временные диаграммы мгновенных значений напряжений на входе u_1 и выходе u_2 компаратора.

3. Содержание отчёта

- 4.1. Название и цель работы.
- 4.2. Электрические схемы и параметры их элементов.
- 4.3. Предварительный расчёт и его результаты (см. табл. 11.1).
- 4.4. Осциллограммы на входе и выходе усилителей (см. рис. 11.2,а, рис. 11.3,б) и компаратора.
- 4.5. Выводы из результатов расчёта и эксперимента.
- 4.6. Осциллограммы на входе и выходе инвертирующего сумматора.

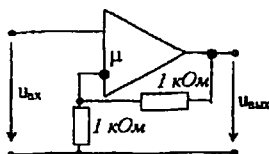
5. Контрольные вопросы и задачи

5.1. Укажите, сколько входов и выходов имеет ОУ.

Ответы:

- А. входов - 1, выходов - 2. В. входов - 2, выходов - 2.
 Б. входов - 2, выходов - 1. Г. входов - 1, выходов - 1.

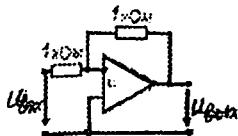
5.2. Укажите, какой коэффициент усиления по напряжению имеет схема



Ответы:

- А. $K=1$
 Б. $K=-2$
 В. $K=2$
 Г. $K=-1$

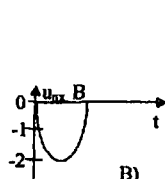
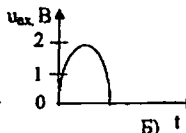
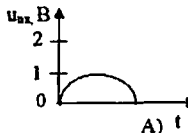
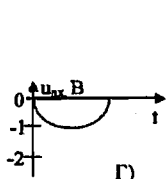
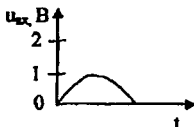
5.3. Укажите, какой коэффициент усиления по напряжению K имеет схема



Ответы:

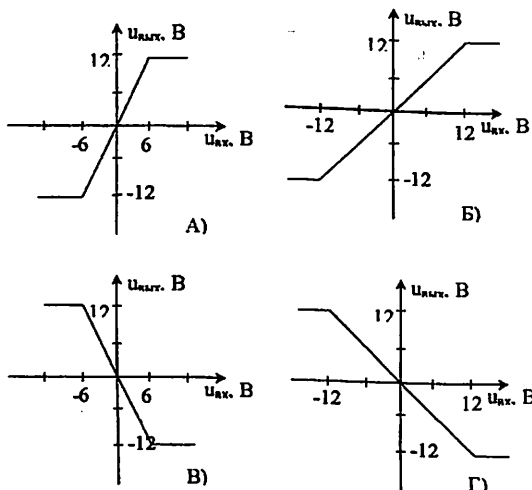
- А. $K=1$
 Б. $K=-2$
 В. $K=2$
 Г. $K=-1$

5.4. Укажите, какой сигнал напряжения появится на выходе усилителя $u_{вых}$ схема которого дана в п.5.2, если на его входе появится сигнал



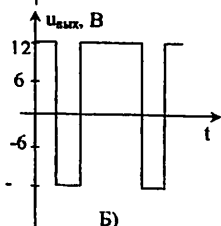
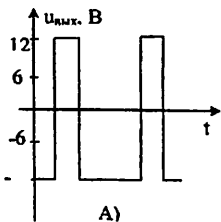
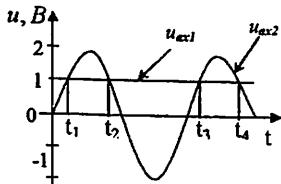
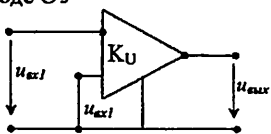
5.5. Укажите, какой сигнал напряжения появится на выходе усилителя $u_{\text{вых}}$ (см. п.5.3), если на его входе появится сигнал $u_{\text{вх}}$ (см. п.5.4).

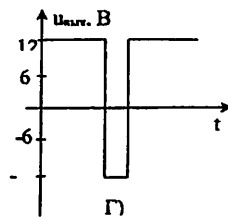
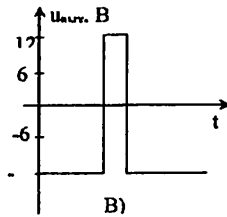
5.6. Укажите, какую передаточную характеристику имеет усилитель (см. п. 5.2). Ответы



5.7. Укажите, какую передаточную характеристику (см. п.5.6) имеет усилитель (см. п. 5.3).

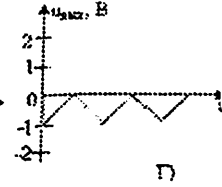
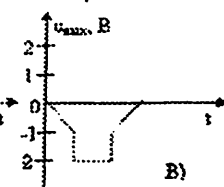
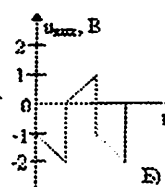
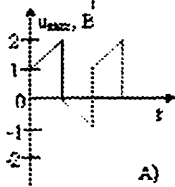
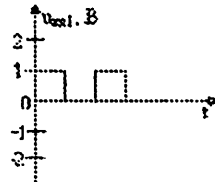
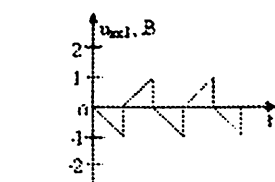
5.8. На первом входе ОУ действует постоянное напряжение $u_{\text{вх1}} = 1 \text{ В}$, а на втором входе – гармоническое напряжение $u_{\text{вх2}} = 2 \sin \omega t$. Укажите форму сигнала на выходе ОУ





5.9. На первый вход ОУ (см. п.5.8) действует постоянное напряжение $U_{вх1} = -1$ В, а на второй – гармоническое напряжение $u_{вх2} = 2 \sin \omega t$. Укажите форму сигнала на выходе $u_{вых}$ ОУ (см. п.5.8).

5.10. На первый вход инвертирующего сумматора (см. рис.9.4,а) действует напряжение $u_{вх1}$, на второй $u_{вх2}$. Укажите форму напряжения на выходе инвертирующего сумматора $u_{вых}$ при $R_{oc} = R = 1$ кОм.



ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 12
ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
РЕАКТИВНЫХ ДВУХПОЛОСНИКОВ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ - теоретическое и экспериментальное исследование Амплитудно-частотных (АЧХ) и фазочастотных характеристик (ФЧХ) входного сопротивления реактивных двухполосников (РДП).

1. Теоретические сведения

Реактивными называют двухполосники, содержащие только индуктивности и ёмкости и не содержащие резисторов. В общем виде операторное сопротивление РДП представляет собой пробно – рациональную функцию

$$Z(p) = \frac{U(p)}{I(p)} = \frac{\Delta(p)}{\Delta_{11}(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-2} p^{m-2} + \dots + b_2 p^2 + b_0}{a_n p^n + a_{n-2} p^{n-2} + \dots + a_2 p^2 + p_0} = \frac{M(p)}{N(p)},$$

где $M(p)$ является чётным, $N(p)$ – нечётным полиномом или наоборот.

Полосно – нулевое представление операторного сопротивления РДП

$$Z(p) = H \frac{(p - p_0)(p - p_{02}) \dots (p - p_{0m})}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)},$$

где $p_0, p_{02}, \dots, p_{0m}$ - нули функции $Z(p)$, которые являются корнями полинома числителя $M(p) = 0$;

p_1, p_2, \dots, p_n - полюсы функции $Z(p)$, которые являются корнями полинома $N(p) = 0$;

$H = a_m/a_n$ - постоянный коэффициент, определяемый схемой и параметрами цепи.

Полюсы и нули $Z(p)$ LC- цепи находятся на оси мнимых чисел j , они простые, мнимые, комплексно – сопряжённые, причём, нули и полюсы чередуются, так что каждый полюс располагается между двумя нулями и наоборот.

Расположение нулей и полюсов $Z(p)$ реактивных ДП может иметь только одну из четырёх форм, приведённых на рис. 12.1, соответствующих четырём классам канонических реактивных ДП.

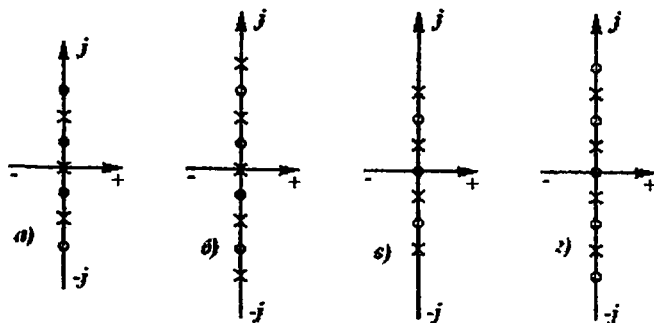


Рис. 12.1 Нули и полюсы $Z(p)$ РДП на комплексной плоскости p

При установившемся гармоническом режиме свойства реактивного ДП определяются комплексным сопротивлением

$$Z(j\omega) = Z(p)|_{p=j\omega} = j\omega H \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_3^2 - \omega^2) \dots}{(\omega_2^2 - \omega^2)(\omega_4^2 - \omega^2) \dots}, \quad (12.1)$$

где $\omega_1, \omega_3, \dots$ - частоты резонансов напряжений (РН), при которых $Z(j\omega) = 0$;
 $\omega_2, \omega_4, \dots$ - частоты резонансов токов (РТ), при которых $Z(j\omega) = \infty$.

Общее число РН и РТ в канонических РДП на единицу меньше числа элементов. Каноническими называются схемы, содержащие минимальное число элементов и построенные по определённому правилу.

Если схема не пропускает постоянный ток, то первым будет РН, в противном случае, первым будет РТ.

Если первым наступает РТ, то в формуле (12.1) « $j\omega$ » записывается в знаменателе. Если первым наступает РН, то в формуле (12.1) « $j\omega$ » записывается в числителе. Коэффициент H имеет размерность индуктивности или обратной ёмкости. Для определения H надо устремить частоту к бесконечности и проследить путь тока. Если ток определяет индуктивность, то $H=L_3$, если ёмкость, то $H=1/C_3$.

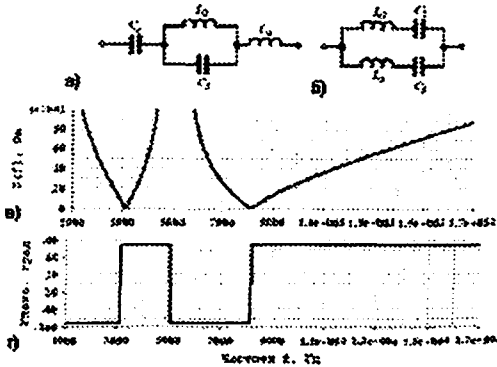


Рис. 12.2. Потенциально эквивалентные РДП (а), (б), их АЧХ $Z(f)$ (в) и ФЧХ $\varphi(f)$ (г) полного сопротивления при $L_2=L_4=1 \text{ мГн}$, $C_0=C_3=1 \text{ мкФ}$

Комплексное сопротивление ДП

$$Z(j\omega) = \frac{H}{j\omega} = \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_3^2 - \omega^2)}{(\omega_2^2 - \omega^2)}; \quad H = L_4 = \frac{L_1 L_3}{L_1 + L_3};$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}; \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(L_1 + L_3) C_1 C_3}{C_1 + C_3}}}; \quad \omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}};$$

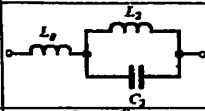
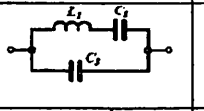
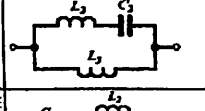
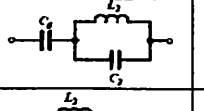
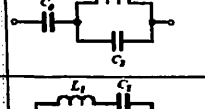
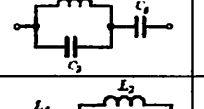
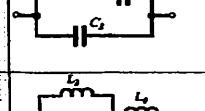
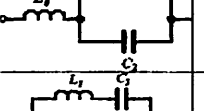
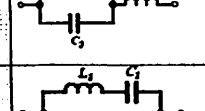

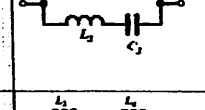
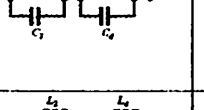
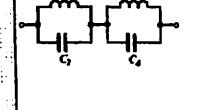
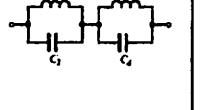
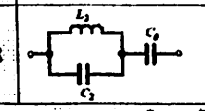
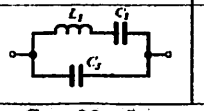
$$\omega = 2\pi f; \quad \omega_1 = 2\pi f_1; \quad \omega_2 = 2\pi f_2; \quad \omega_3 = 2\pi f_3;$$

2. Предварительный расчет

Предварительный расчет выполняется по заданному варианту схемы РДП (см. табл. 12.1)

Схемы РДП и их параметры

Таблица 12.1

№	Схема РДП	Резонансные частоты	№	Схема РДП	Резонансные частоты
1		$\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ $\omega_3 = 1/\sqrt{C_2 L_0 L_2 / (L_0 + L_2)}$	9		см. п. 4
2		$\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ $\omega_2 = 1/\sqrt{(L_1 + L_2) C_1}$	10		см. п. 3
3		$\omega_1 = 1/\sqrt{L_2 / (C_0 + C_2)}$ $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$	11		см. п. 3
4		$\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ $\omega_2 = 1/\sqrt{L_1 C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}$	12		см. п. 1
5		см. п. 1	13		см. п. 6
6		$\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$; $\omega_3 = 1/\sqrt{L_3 C_3}$ $\omega_2 = 1/\sqrt{\frac{(L_1 + L_2) C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$	14		см. п. 7
7		$\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ $\omega_4 = 1/\sqrt{L_4 C_4}$ $\omega_3 = 1/\sqrt{\frac{L_2 L_4 (C_2 + C_4)}{L_2 + L_4}}$	15		см. п. 3
8		см. п. 3	16		см. п. 4

$L_0 = 50 \text{ мГн}, C_0 = 10 \text{ нФ}; L_1 = 35 \text{ мГн}, C_1 = 20 \text{ нФ};$
 $L_2 = 20 \text{ мГн}, C_2 = 50 \text{ нФ}; L_3 = 15 \text{ мГн}, C_3 = 70 \text{ нФ}.$

- Требуется:
- 1). Рассчитать резонансные частоты.
 - 2). Записать выражение комплексного сопротивления РДП.

3). Рассчитать и построить частотную характеристику реактивно го сопротивления, $X(f)$, модуля входного сопротивления $Z(f)$ и ФЧХ, т.е. $\varphi(f)$ РДП.

12.3. Экспериментальная часть

3.1. Собрать схему, приведённую на рис. 12.3. В качестве РДП $Z(j\omega)$ используется вариант схемы из табл. 12.1, для которой выполнен предварительный расчёт.

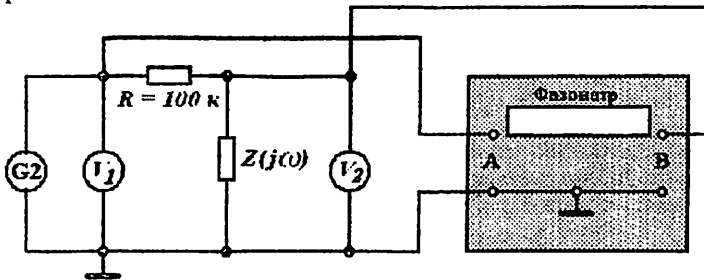


Рис. 12.3. Схема измерения частотных характеристик модуля $Z(f)$ и аргумента $\varphi(f)$ входного сопротивления РДП.

При большой величине сопротивления ($R=100 \text{ кОм}$), входное сопротивление РДП $Z(\omega)$, даже при сравнительно небольшом отклонении от частоты РТ, будет много меньше R ($Z(\omega) \ll R$ при $\omega \neq \omega_{pm}$). Поэтому через РДП будет протекать ток $I \approx E/R$ и модуль входного сопротивления РДП будет, определяться по формуле

$$Z(j\omega) = \frac{U_2}{I} = R \frac{U_2}{E}$$

3.2. Изменяя частоту генератора и поддерживая постоянный уровень его выходного напряжения $E = 2 \text{ В}$ (с помощью вольтметра V_1), измерить частоты резонансов напряжения (РН) по минимуму напряжения на РДП (минимум показания вольтметра V_2) и частоты резонансов тока (РТ) (по максимуму показания вольтметра V_2); записать частоты РН и РТ. Измерить частотные характеристики $U_2(f)$ и $\varphi(f)$ между резонансными частотами. Результаты измерений занести в табл. 12.2. Рассчитать значения $Z(\omega)$ по формуле (12.2).

Таблица 12.2

Результаты измерения АЧХ $Z(f)$ и ФЧХ $\varphi(f)$ РДП ($U_1 = \text{const}$)

n	f, кГц	U_2 , В	$Z(f)$, Ом	$\varphi(f)$, град
1				
2				
3				
4				
5				
6				
7				
8				
9				

12.4. Содержание и отчёта

- 4.1. Название и цель работы.
- 4.2. Схема исследуемого РДП и её параметры.
- 4.3. Частотная характеристика реактивного сопротивления ДП:
АЧХ $Z(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ двухполосника.
- 4.4. Теоретически рассчитанные и экспериментально измеренные частоты резонансов.
- 4.5. Схема измерения АЧХ $Z(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ РДП.
- 4.6. Графики экспериментально измеренных АЧХ $Z(f)$ и ФЧХ $\varphi(f)$.
- 4.7. Выводы из результатов расчета и эксперимента.

12.5. Контрольные вопросы

- 5.1. Какие двухполосники называются реактивными?
- 5.2. Какие ДП называются каноническими?
- 5.3. Какой вид имеют функции операторного входного сопротивления $Z(p)$ РДП?
- 5.4. Какой расположения нулей и полюсов на комплексной плоскости p операторного входного сопротивления $Z(p)$?
- 5.5. Как определяется число резонансов в схемах канонических РДП?
- 5.6. Как определяется, какой резонанс первый в схеме РДП?
- 5.7. Как по заданной схеме канонического РДП построить частотную характеристику реактивного сопротивления ДП?
- 5.8. Какой вид имеют АЧХ и ФЧХ входного сопротивления РДП?
- 5.9. Как записывается формула комплексного входного сопротивления $Z(j\omega)$ РДП?
- 5.10. Каким образом можно измерить модуль входного сопротивления РДП?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №13
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРВИЧНЫХ И
ВТОРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЁХПОЛОСТНИКА

Цель работы: экспериментальное определение первичных $\underline{A}, \underline{Z}, \underline{Y}$ и вторичных (характеристических) параметров четырёхполосника (ЧП) из опытов холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ)

1. Теоретические сведения

Связь между напряжениями и токами на входе и выходе ЧП (рис. 13.1.), при установившемся гармоническом режиме осуществляется через комплексные параметры ($\underline{A}, \underline{B}, \underline{Z}, \underline{Y}, \underline{H}, \underline{F}$). Основные уравнения ЧП имеют вид.

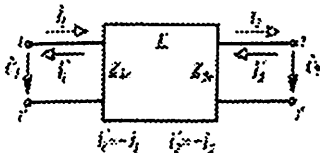


Рис. 13.1. Общее обозначение ЧП

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \underline{A}_{11} \dot{U}_2 + \underline{A}_{12} \dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 &= \underline{A}_{21} \dot{U}_2 + \underline{A}_{22} \dot{I}_2 \end{aligned} \right\} (13.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \underline{Z}_{11} \dot{I}_2 + \underline{Z}_{12} \dot{I}'_2 \\ \dot{U}_2 &= \underline{Z}_{21} \dot{I}_1 + \underline{Z}_{22} \dot{I}'_2 \end{aligned} \right\} (13.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= \underline{Y}_{11} \dot{U}_1 + \underline{Y}_{12} \dot{U}_2 \\ \dot{I}'_2 &= \underline{Y}_{21} \dot{U}_1 + \underline{Y}_{22} \dot{U}_2 \end{aligned} \right\} (13.3)$$

Для линейных пассивных ЧП выполняются условие обратимости (взаимности). Следует отметить, что все линейные пассивные ЧП обратимы.

$$\underline{Z}_{21} = \underline{Z}_{12}; \underline{Y}_{21} = \underline{Y}_{12}; \underline{A}_{11} \underline{A}_{22} - \underline{A}_{12} \underline{A}_{21} = 1. \quad (13.4)$$

В симметричном обратимом ЧП, кроме условий (13.4), выполняются условия

$$\underline{Z}_{22} = \underline{Z}_{11}; \underline{Y}_{22} = \underline{Y}_{11}; \underline{A}_{22} = \underline{A}_{11}. \quad (13.5)$$

Первичные параметры могут быть определены экспериментально из опытов ХХ и КЗ по формулам:

$$\underline{Z}_{11} = \underline{Z}_{1X}; \underline{Z}_{22} = \underline{Z}_{2X}; \underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21} = \sqrt{\underline{Z}_{2X}(\underline{Z}_{1X} - \underline{Z}_{1X})}; \quad (13.6)$$

$$\underline{Y}_{11} = 1/\underline{Z}_{1X}; \underline{Y}_{22} = 1/\underline{Z}_{2X}; \underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21} = -\sqrt{\underline{Z}_{2X}(\underline{Z}_{1X} - \underline{Z}_{1X})}/(\underline{Z}_{2X} \underline{Z}_{1X}); \quad (13.7)$$

$$\underline{A}_{11} = \sqrt{\underline{Z}_{1X}/(\underline{Z}_{2X} - \underline{Z}_{1X})}; \underline{A}_{12} = \underline{A}_{11} \cdot \underline{Z}_{2X}; \underline{A}_{21} = \underline{A}_{11}/\underline{Z}_{1X}; \underline{A}_{22} = \underline{A}_{11} \underline{Z}_{2X}/\underline{Z}_{1X}. \quad (13.8)$$

Кроме описанных первичных, в теории и практике также широко используются вторичные (характеристические) параметры ЧП:

- характеристические сопротивления на входе и выходе ЧП

$$\underline{Z}_{1C} = \sqrt{\frac{\underline{A}_{11} \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21} \underline{A}_{22}}} = \sqrt{\underline{Z}_{1X} \underline{Z}_{2X}}; \underline{Z}_{2C} = \sqrt{\frac{\underline{A}_{21} \underline{A}_{22}}{\underline{A}_{11} \underline{A}_{12}}} = \sqrt{\underline{Z}_{2X} \underline{Z}_{1X}}; \quad (13.9)$$

- характеристическая постоянная передачи ЧП

$$\underline{\Gamma} = A + jB = \ln(\sqrt{\underline{A}_{11} \underline{A}_{21}} + \sqrt{\underline{A}_{12} \underline{A}_{22}}); \quad (13.10)$$

$$\text{th} \underline{\Gamma} = \sqrt{\underline{Z}_{1X}/\underline{Z}_{2X}} = \sqrt{\underline{Z}_{2X}/\underline{Z}_{1X}}; \quad (13.11)$$

где А- характеристическое ослабление (затухание) ЧП [Нп, дБ];
 В- характеристический сдвиг фазы ЧП [рад, град].

2. Предварительный расчёт

Для заданной схемы симметричного ЧП (см. табл. 13.1) требуется:

2.1. Рассчитать комплексное сопротивление холостого хода $Z_{1x} = Z_{2x} = Z_x$ и короткого замыкания $Z_{1K} = Z_{2K} = Z_K$. При расчётах и измерениях выбирают частоту, на которой индуктивное-или ёмкостное сопротивление равно резистивному ($1/\omega C=R$; $\omega L=R$). С учётом $\omega=2\pi f$:

- для RC-цепи $f_0=1/(2\pi RC)$; для RL-цепи $f_0=R/(2\pi L)$.

Таблица 13.1

Схема и параметры ЧП			
Вариант N	Схема ЧП	Вариант N	Схема ЧП
1; 9; 17		5; 13; 21	
2; 10; 18		6; 14; 22	
3; 11; 19		7; 15; 23	
4; 12; 20		8; 16; 24	
Для N=1...8 R=1 кОм; для N=9...16 R=2 кОм; для N=17...24 R=3 кОм; L=10 мГн; C=10 нФ			

Для T-образных симметричных ЧП (см. рис.13.2, а):

$$Z_x = Z_1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}; Z_K = Z_1 + Z_2. \quad (13.13)$$

Для П-образных симметричных ЧП (см. рис.13.2, б)

$$Z_K = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}; Z_x = \frac{(Z_1 + Z_2)Z_2}{Z_1 + 2Z_2} \quad (13.14)$$

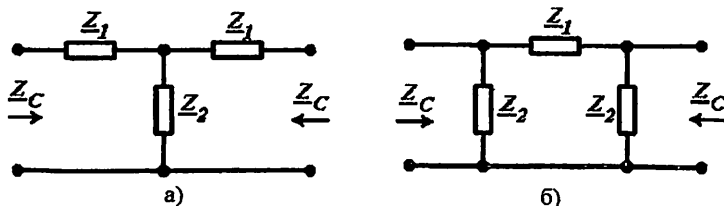


Рис.13.2. Схемы ЧП: а) T-образная, б) П-образная.

Рассчитать первичные комплексные параметры ЧП A , Z и Y на частоте $f=f_0$ по формулам (13.6) – (13.8). Рассчитать вторичные параметры ЧП Z_c , $L = A + jB$ по формулам (13.9) – (13.11).

Расчёт $\underline{\Gamma} = A + jB$ через параметры холостого хода и короткого замыкания \underline{Z}_x и \underline{Z}_k требует расчёта комплексного аргумента гиперболического тангенса по его комплексному значению и может быть выполнен по формулам:

$$\operatorname{th} \Gamma = \sqrt{\frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_x}} = Me^{j\alpha} = \frac{e^{\Gamma} - e^{-\Gamma}}{e^{\Gamma} + e^{-\Gamma}} = \frac{e^{2\Gamma} - 1}{e^{2\Gamma} + 1};$$

$$Me^{j\alpha} \cdot e^{2\Gamma} + Me^{j\alpha} = e^{2\Gamma} - 1;$$

$$e^{2\Gamma}(1 - Me^{j\alpha}) = 1 + Me^{j\alpha};$$

$$e^{2\Gamma} = \frac{1 + Me^{j\alpha}}{1 - Me^{j\alpha}};$$

$$\Gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + Me^{j\alpha}}{1 - Me^{j\alpha}} = A + jB;$$

$$A = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{1 + Me^{j\alpha}}{1 - Me^{j\alpha}} \right|, \text{ Нр}, \quad (13.15)$$

$$\beta = \frac{1}{2} \arg \frac{1 + Me^{j\alpha}}{1 - Me^{j\alpha}}, \text{ рад}. \quad (13.16)$$

3. Выполнение работы

3.1. Собрать схему, приведённую на рис. 13.3

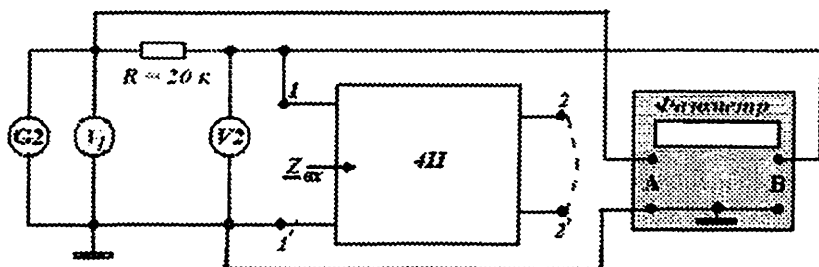


Рис. 13.3. Схема измерения модуля и аргумента входного сопротивления ЧП

Установить расчётное значение частоты (см. п. 2.1) и напряжение на выходе генератора $E = 1 \text{ В}$ (контролируется вольтметром V_1). Измерить напряжение на входе ЧП (контролируется вольтметром V_2) и аргумент входного сопротивления в режиме холостого хода (зажимы 2-2 разомкнуты) U_{1X} , φ_{1X} и короткого замыкания (зажимы 2-2 замкнуты) U_{1K} , φ_{1K} . Аргумент входного сопротивления φ_{1X} , φ_{1K} измеряется фазометром. Модуль входного сопротивления ЧП рассчитываются по формулам.

$$Z_{1X} = \frac{U_{1X}}{I} = R \frac{U_{1X}}{E}; \quad Z_{1K} = \frac{U_{1K}}{I} = R \frac{U_{1K}}{E}. \quad (13.16)$$

4. Содержание отчёта

- 4.1. Название и цель работы.
- 4.2. Схема цепи и её параметры.
- 4.3. Предварительный расчёт первичных (A, Z, Y) и вторичных (характеристических) параметров ЧП (Z_{Cl}, Z_{Cz}, L, A, B).
- 4.4. Результаты измерений и расчёта первичных и вторичных параметров ЧП.
- 4.5. Выводы из сравнения результатов расчёта и эксперимента.

5. Контрольные вопросы

- 5.1. Какой вид имеют системы уравнений ЧП в форме A, Z, Y ?
- 5.2. В чём заключается условие обратимости ЧП?
- 5.3. Какие ЧП называются симметричными и какая связь между параметрами такого ЧП?
- 5.4. Что такое параметры холостого хода и короткого замыкания ЧП?
- 5.5. Каким образом можно измерить параметры холостого хода и короткого замыкания ЧП?
- 5.6. Как определяются первичные параметры ЧП через параметры короткого замыкания ЧП?
- 5.7. Что такое характеристические параметры ЧП и как они определяются через первичные параметры?
- 5.8. Как определяются характеристические параметры ЧП через параметры холостого и короткого замыкания?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 14
ИССЛЕДОВАНИЕ ПАССИВНЫХ RC – ФНЧ И ФВЧ

Цель работы – теоретическое и экспериментальное исследование пассивных RC – ФНЧ и ФВЧ

1. Теоретические сведения

В различной радио и измерительной аппаратуре наряду с LC- широкое применение находят RC фильтры, состоящие из резисторов и конденсаторов.

Изготовление LC – фильтров в области низких частот вызывает ряд затруднений, связанных с низкой добротностью катушек индуктивности в этом диапазоне частот, их большими габаритами, весом и стоимостью. В этом отношении RC – фильтры являются незаменимыми: они просты в изготовлении, имеют малые размеры, низкую стоимость, незначительную чувствительность к посторонним электрическим и магнитным полям, могут работать в области самых низких частот (начиная с нескольких герц и ниже).

При изучении характеристик RC – фильтров будем исходить из постоянной передачи по напряжению в режима холостого хода на выходе

$$\begin{aligned} L &= 20 \lg \Delta_{11} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \lg \frac{1}{H(j\omega)} = -20 \lg H(j\omega) = \\ &= -20 \lg H(\omega) e^{j\theta(\omega)} = -20 \lg H(\omega) - j\theta(\omega) = A(\omega) + jB(\omega); \end{aligned}$$

$$A(\omega) = -20 \lg H(\omega), \text{ дБ}; \quad B(\omega) = -\theta(\omega) = \psi_{u1} - \psi_{u2}.$$

$$\Delta_{11} = \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_2 = 0} \text{ - коэффициент системы уравнений в форме } A.$$

На рис. 14.1 приведены простейшие RC- фильтры нижних частот (ФНЧ).

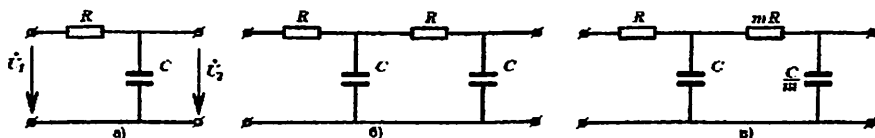


Рис. 14.1. Схемы пассивных RC- ФНЧ: а – однозвенный; б – двухзвенный; в – двухзвенный с увеличенной крутизной ослабления.

Для схемы рис.14.1,а логарифмическая амплитудно – частотная характеристика (ЛАЧХ) А и постоянная фазы В рассчитываются по формулам

$$A(\Omega) = 10 \lg(1 + \Omega^2), \text{ дБ};$$

$$B(\Omega) = \text{arc tg} \Omega,$$

где $\Omega = \omega / \omega_{\text{кп}}$ - нормированная частота;

$\omega_{\text{кп}} = 1 / RC$ - частота квазирезонанса, на которой ослабление $\Delta A = 3 \text{ дБ}$.

Для схем рис. 14.1,б, в ослабление определяется из соотношения

$$A(\Omega) = 10 \lg \left[1 + \left(2 + \frac{4}{m} + \frac{1}{m^2} \right) \Omega^2 + \Omega^4 \right], \text{ дБ} \quad (14.4)$$

$$B(\Omega) = \arctg \frac{\Omega(2 + 2/m)}{1 - \Omega^2}. \quad (14.5)$$

Крутизну характеристики ослабления двухзвенного фильтра рис. 14.1, б можно увеличить, если взять сопротивление второго звена в m раз больше, чем первого, а ёмкость уменьшить в m раз (рис. 14.1, в).

При таком соотношении величин элементов частота квазирезонанса второго звена будет такая же, как первого.

Нормированная граничная частота полосы пропускания на уровне $A = 3$ дБ схем рис. 14.1, б, в определяется по формуле

$$\Omega_c = \sqrt{\frac{-d^2 + \sqrt{d^2 + 1}}{2}}, \quad (14.6)$$

где

$$d = 2 + 4/m + 1/m^2.$$

При

$$m = 1 \Rightarrow d = 7; \quad \Omega_c = 0,3142;$$

$$\omega_c = \omega_{\text{нр}} \cdot \Omega_c = 0,3142 / (RC);$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{0,3742}{2\pi RC} = \frac{0,05956}{RC} = \frac{1}{16,79RC}. \quad (14.7)$$

На рис. 14.2 приведены ЛАЧХ $A(f)$ однозвенного (рис. 14.2) и двухзвенного (рис. 14.3) ФНЧ при $m = 1$, рассчитанные с помощью программы Electronics Workbench (EWB).

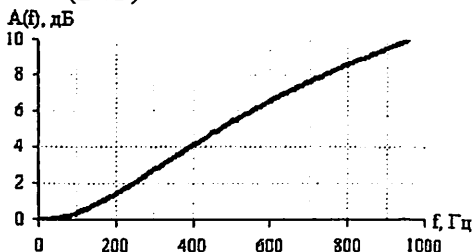


Рис. 14.2. Частотная характеристика $A(f)$ однозвенного RC-ФНЧ при $R=10$ кОм и $C=50$ нФ

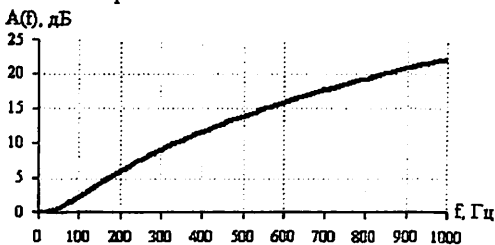


Рис. 14.3. Частотная характеристика $A(f)$ двухзвенного RC-ФНЧ при $m=1$, $R=10$ кОм и $C=50$ нФ

Аналогично ФНЧ из элементарного звена RC – фильтра верхних частот (ФВЧ) (рис. 14.4, а) можно получить сложные схемы ФВЧ, обладающие большей избирательностью, чем одно элементарное звено (рис. 14.4, б, в)

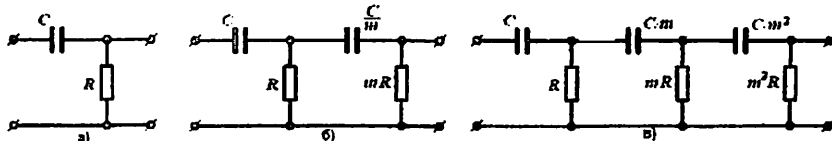


Рис. 14. 4. Схемы RC – ФВЧ: а – одно, б – двух, в – трёхзвенная

Формулы для расчёта ЛАЧХ $A(\Omega)$ и постоянной фазы ФВЧ $B(\Omega)$:

- однозвенного (рис. 14.4, а)

$$A(\Omega) = 10 \lg(1 + 1/\Omega^2), \text{ дБ}; \quad (14.8)$$

$$B(\Omega) = \text{arc tg } 1/\Omega; \quad (14.9)$$

- двухзвенного (рис. 14.4,б) при $m = 1$

$$A(\Omega) = 10 \lg \left(1 + \frac{7}{\Omega^2} + \frac{1}{\Omega^4} \right), \text{ дБ}; \quad (14.10)$$

$$B(\Omega) = \text{arc tg } \frac{3\Omega}{1 - \Omega^2}; \quad (14.11)$$

- трёхзвенного (рис. 14.4, в) при $m = 1$

$$A(\Omega) = 10 \lg \left(1 + \frac{26}{\Omega^2} + \frac{-3}{\Omega^4} + \frac{1}{\Omega^6} \right), \text{ дБ}; \quad (14.12)$$

$$B(\Omega) = \text{arc tg } \frac{1 - 6\Omega^2}{(\Omega^2 - 5)\Omega}, \text{ град}. \quad (14.13)$$

На рис. 14.5 приведена ЛАЧХ $A(f)$ однозвенного (рис.14.4,а) и двухзвенного (рис.14.6) ФВЧ при $m = 1$, рассчитанные с помощью программы моделирования электрических схем Electronics Workbench (EWB).

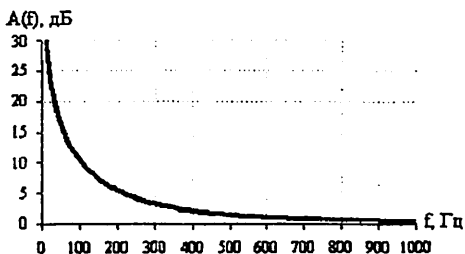


Рис. 14.5. Частотная характеристика $A(f)$ однозвенного RC- ФВЧ при: $R=10 \text{ кОм}$ и $C=50 \text{ нФ}$

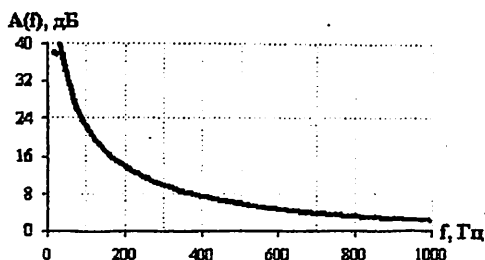


Рис. 14.6. Частотная характеристика $A(f)$ двухзвенного RC-ФВЧ при: $m=1$, $R=10$ кОм и $C=50$ нФ

Граничная частота ПП, на которой ослабление ФВЧ $A(\omega_c) = 3$ дБ определяется по формулам:

- для однозвенного (рис. 14.4, а)

$$\Omega_c = \frac{\omega_c}{\omega_{\text{np}}} = 1; \quad \omega_c = \omega_{\text{np}} = \frac{1}{RC}; \quad f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (14.14)$$

- для двухзвенного (рис. 14.4, б) при $m = 1$ найдём из условия, которое выполняется на этой частоте

$$\frac{7}{\Omega^2} + \frac{1}{\Omega^4} = 1; \quad 7\Omega^2 + 1 = \Omega^4;$$

$$\Omega^4 - 7\Omega^2 - 1 = 0; \quad \Omega_c = \sqrt{3,5 + \sqrt{3,5^2 + 1}} = 2,6721;$$

$$\Omega_c = 2,6721\omega_{\text{np}} = \frac{2,6721}{RC} = \frac{1}{0,3742RC};$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{2,6721}{2\pi RC} = \frac{0,42530}{RC} = \frac{1}{2,3514RC}. \quad (14.15)$$

2. Предварительный расчёт

2.1. По заданной схеме двухзвенного RC – ФНЧ (рис. 14.1,б) и параметрам её элементов ($R=N$, кОм, $C=N$, нФ, где N – номер ПКУ) рассчитать:

- граничную частоту f_c ПП при $m = 1$ по формуле $f_c = 0,3142/(2\pi RC)$; $\omega_c = 2\pi f_c = 0,3142/(RC) = 0,3142/\tau$; $\tau = RC$. (14.16)
- ЛАЧХ $A_p(\Omega)$ при $m = 1$ в диапазоне частот от $\Omega = 0,1$ до 10 по формуле (14.4). Результаты расчёта занести в табл. 14.1.

Таблица 14.1.

Расчитанная и измеренная ЛАЧХ $A(f)$ двухзвенного RC - ФНЧ

$\omega_c =$	Ω	0,1	0,3142	1	2	5	10
$=0,3142/\tau$	$\omega = \omega_c \cdot \Omega$						
f, Гц	$f = \omega/2\pi$						
Расчет	A_p , дБ						
Измерения	U_1 , В						
	U_2 , В						
	A_n , дБ						

2.2. По заданной схеме двухзвенного RC - ФВЧ (рис. 14.4, б) при $m = 1$ и параметрам элементов ($R = N, \text{кОм}$, $C = N, \text{нФ}$, где N - номер ПК) требуется рассчитать:

- граничную частоту f_c ПП при $m=1$ по формуле

$$\omega_c = 2,6721/(RC) = 2,6721/\tau, \quad \tau=RC; \quad (14.17)$$

$$f_c = \omega_c/2\pi = 2,6721/(2\pi\tau) = 0,4253/\tau; \quad (14.18)$$

- частотную характеристику $A(f)$ в диапазоне частот от $\Omega = 0,1$ до 10 по по формуле (14. 10). Результаты расчёта занести в табл. 14. 2.

Таблица 14. 2

Расчитанная и измеренная ЛАЧХ $A(f)$ двухзвенного RC ФВЧ

$\omega_c =$ $=2,6721/\tau$	Ω	0,1	0,5	1	2,6721	5	10
$f, \text{Гц}$	$f = \omega/2\pi$						
Расчёт	$A_p, \text{дБ}$						
Измерения	$U_1, \text{В}$						
	$U_2, \text{В}$						
	$A_m, \text{дБ}$						

3. Выполнение работы

3.1. Измерение ЛАЧХ двухзвенного RC ФНЧ

3.1.1. Собрать схему двухзвенного RC - ФНЧ, приведённую на рис. 14.7.

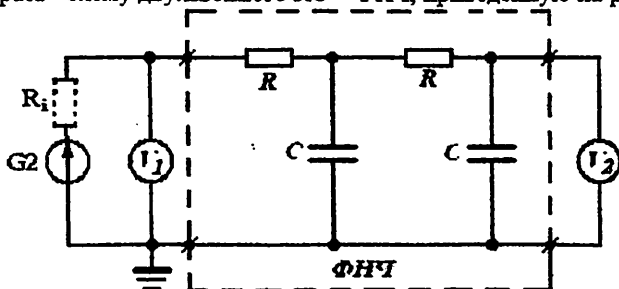


Рис. 14.7. Схема измерения ЛАЧХ $A(f)$ двухзвенного RC - ФНЧ

На входе ФНЧ содержится генератор гармонического напряжения $G2$, внутреннее сопротивление которого $R_i = 600 \text{ Ом}$. Напряжение на входе фильтра U_1 измеряется вольтметром $V1$, на выходе фильтра U_2 - вольтметром $V2$. Установив максимально возможное напряжение на выходе генератора.

3.1.2. Измерить значение напряжения на входе U_1 и выходе U_2 ФНЧ в ПП и ПЗ на частотах

$$f = 0,1f_c; 0,5f_c; f_c; 2f_c; 5f_c; 10f_c.$$

Расчитать значения ослабления напряжения фильтра на указанных частотах по формуле

$$A(f) = 20 \lg U_1/U_2, \text{ дБ}. \quad (14.18)$$

Результаты расчёта занести в табл. 14. 1. Измерить граничную частоту ПП f_c по уровню $1/\sqrt{2}$ максимального значения. Сравнить рассчитанное и измеренное значение частоты среза f_c .

3.2. Измерение ЛАЧХ двухзвенного RC ФВЧ

3.2.1. Собрать схему двухзвенного RC – ФВЧ, приведённую на рис. 14.8.

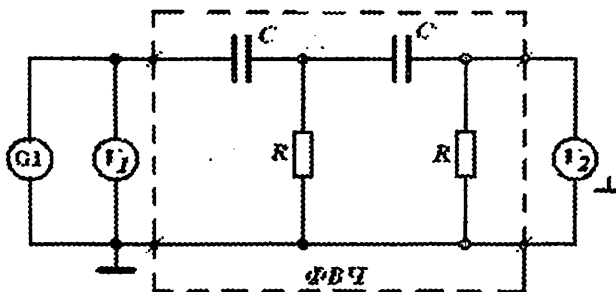


Рис. 14.8. Схема измерения ЛАЧХ $A(f)$ двухзвенного RC - ФВЧ

3.2.2. Измерить зависимость $A(f)$ аналогично предыдущему пункту. Результаты измерений V_2 и расчёта $A(f)$ занести в табл. 14.2.

Измерить граничную частоту ПП ФВЧ f_c по уровню $1/\sqrt{2}$ максимального значения. Сравнить рассчитанное и измеренное значения частоты среза.

4. Содержание отчёта

- 4.1. Название и цель работы.
- 4.2. Схемы и параметры элементов цепей.
- 4.3. Предварительный расчёт.
- 4.4. Совмещённые графики рассчитанных и экспериментально измеренных ЛАЧХ, $A(f)$ ФНЧ и ФВЧ.
- 4.5. Выводы из результатов теоретического и экспериментального исследования.

5. Контрольные вопросы

- 5.1. Какими преимуществами и недостатками обладают пассивные RC - фильтры?
- 5.2. Какой вид имеет схема однозвенного и двухзвенного RC ФНЧ и ФВЧ?
- 5.3. По каким формулам рассчитывается ЛАЧХ $A(\omega)$ RC ФНЧ и ФВЧ?
- 5.4. Что такое граничная частота полосы пропускания и как она определяется для однозвенного и двухзвенного RC ФНЧ и ФВЧ?
- 5.5. Какой вид имеет ЛАЧХ $A(\omega)$ RC - ФНЧ и ФВЧ?
- 5.6. Как измеряются ЛАЧХ $A(\omega)$ RC - ФНЧ и ФВЧ?
- 5.7. Как можно измерить граничную частоту ПП ФНЧ и ФВЧ?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №15
ИССЛЕДОВАНИЕ ПАССИВНЫХ LC – ФНЧ
БАТТЕРВОРТА И ЧЕБЫШЕВА

Цель работы - расчетно-экспериментальное исследование пассивных LC-фильтров нижних частот (ФНЧ) Баттерворта и Чебышева.

1. Теоретическая часть

Электрическим фильтром (ЭФ) называется четырёхполосник (ЧП), пропускающий без ослабления или с малым ослаблением колебания напряжения (тока) одних частот и с большим ослаблением колебания других частот. Они применяются для выделения или подавления определённых колебаний, разделения каналов, формирования спектра сигналов. ЭФ входят в состав многоканальных и радиотехнических систем передачи, измерительной аппаратуры, в каскады радиопередатчиков, радиоприемников и т.п.

Диапазон частот, где рабочее ослабление мало ($A_p \leq \Delta A$), называется полосой пропускания (ПП). Диапазон частот, где рабочее ослабление велико ($A_p \geq A_s$), называется полосой непропускания (ПНП) или задержания (ПЗ).

В зависимости от расположения ПП и ПЗ ЭФ делятся на:

а) фильтры нижних частот (ФНЧ), пропускающие токи (напряжения) до определённой граничной частоты f_r (рис.15.1,а);

б) фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие токи (напряжения) от граничной частоты f_r до бесконечности (рис.15.1,б);

в) полосовые фильтры (ПФ), пропускающие токи (напряжения) в полосе частот от f_{r1} до f_{r2} (рис.15.1,в);

г) режекторные (заграждающие) фильтры (РФ), не пропускающие токи в диапазоне частот от f_{s1} до f_{s2} (рис.15.1,г).

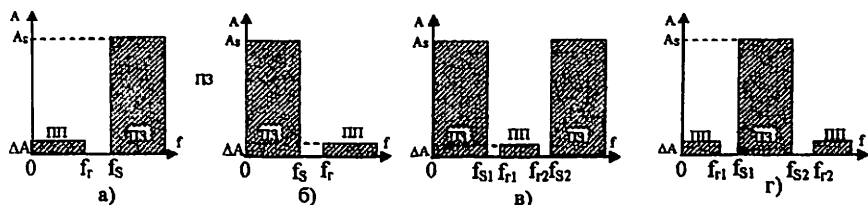


Рис.15.1. Требования к частотным характеристикам рабочего ослабления, предъявляемые при проектировании: ФНЧ (а); ФВЧ (б); ПФ (в); РФ (г).

На рис.15.2 показано обозначаются ЭФ на структурных схемах.

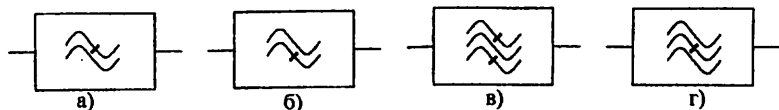


Рис.15.2. Обозначение на структурных схемах: ФНЧ (а); ФВЧ (б); ПФ (в); РФ (г).

В зависимости от применяемых в схеме электрических элементов фильтры делятся на:

а) LC -фильтры, состоящие из катушек индуктивности L и конденсаторов (ёмкостей) C ;

б) RC -фильтры, состоящие из резисторов (сопротивлений) R и конденсаторов (ёмкостей) C .

LC -фильтры используются для работы в диапазоне частот от нескольких десятков герц до нескольких десятков мегагерц, RC -фильтры – от нескольких герц до нескольких сот килогерц.

Для ЭФ наиболее важной является частотная характеристика рабочего ослабления $A(f)$, определяющая его избирательность. Степень разграничения ПП и ПЗ характеризуется крутизной этой характеристики, а величина ослабления в ПЗ определяется уровнем помех, лежащими в ПЗ.

Пассивный LC -фильтр представляет собой реактивный ЧП, на входе которого включен генератор с ЭДС E , внутренним сопротивлением R_1 , к выходным зажимам подключена нагрузка R_2 (рис 15.3, а).

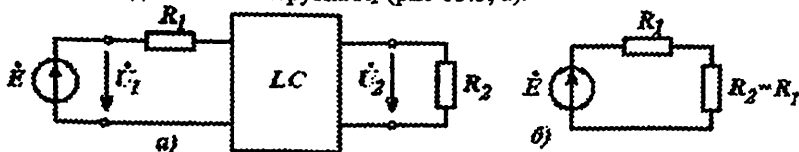


Рис. 15.3. Схема включения LC -фильтра.

При синтезе пассивных LC -фильтров используют понятие нормированной передаточной функции, которая определяется выражением

$$|H(j\omega)| = \sqrt{P_2 / P_m}, \quad (15.1)$$

где $P_2 = U_2^2 / R_2$ - мощность, выделяемая в сопротивлении R_2 на выходе ЧП (рис.15.1,а) $P_m = E^2 / 4R_1$ - максимальная мощность, которую может отдать генератор, т.е. на согласованную нагрузку (рис.15.3,б). После подстановки P_2 и P_m в (15.1) получим

$$H(j\omega) = \frac{2U_2}{E} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}, \quad (15.2)$$

Рабочая постоянная передачи

$$\Gamma = A + jB = 20 \cdot \lg \frac{1}{|H(j\omega)|} = 20 \cdot \lg \frac{E}{2U_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \quad (15.3)$$

Рабочее ослабление

$$A = 10 \cdot \lg \frac{P_m}{P_2} = 20 \cdot \lg \sqrt{\frac{P_m}{P_2}} = 20 \cdot \lg \frac{1}{|H(j\omega)|} = 20 \cdot \lg \frac{E}{2U_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \quad (15.4)$$

При $R_2 = R_1 = R$ рабочее ослабление рассчитывается по формуле

$$A = 20 \lg \frac{E}{2U_2} = 20 \lg \frac{E}{U_2} - 6, \text{ дБ} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} - 6, \text{ дБ}. \quad (15.5)$$

Рабочая постоянная фазы

$$B = \arg \dot{E} - \arg \dot{U}_2 = \arg U_1 - \arg U_2 = \Psi_{U1} - \Psi_{U2}. \quad (15.6)$$

Следует отметить, что формулы (15.5), (15.6) используются на практике при измерении рабочего ослабления A и рабочей постоянной фазы B пассивных ЧП (фильтров, корректоров и т. д.).

2. Предварительный расчёт

По заданным требованиям к ФНЧ (см. табл. 15.1):

Таблица 15.1

№	Тип ЭФ	ΔA , дБ	A_s , дБ	R , Ом	f_r , кГц	f_s , кГц	№	Тип ЭФ	ΔA , дБ	A_s , дБ	R , Ом	f_r , кГц	f_s , кГц
1	Бат	3	13	50	1	2	6	Чеб	2	19	100	6	12
2	Чеб	2	15	50	2	4	7	Бат	3	16	150	7	14
3	Бат	3	14	75	3	6	8	Чеб	2	21	150	8	16
4	Чеб	2	17	75	4	8	9	Бат	3	18	300	9	18
5	Бат	3	15	100	5	10	10	Чеб	2	25	300	10	20

Требования к частотным характеристикам рабочего ослабления $A(f)$ ЭФ

- частоте среза $f_r = \dots$ кГц;
- граничной частоте ПЗ $f_s = \dots$ кГц;
- максимально – допустимому ослаблению в ПП $\Delta A = \dots$ дБ;
- минимально – допустимому ослаблению в ПЗ $A_s = \dots$ дБ;
- величине внутреннего сопротивления генератора и нагрузки

$$R_1 = R_2 = R = \dots \text{ Ом.}$$

Определить:

- 2.1. Порядок ФНЧ прототипа (ФНЧП) Баттерворта n рассчитывается по формуле

$$n \geq \frac{A_s - 10 \cdot \lg(10^{0,1 \Delta A} - 1)}{20 \cdot \lg \Omega_s}, \quad (15.7)$$

порядок ФНЧП Чебышева рассчитывается по формуле

$$n \geq \frac{\text{Arch} \sqrt{10^{0,1 \Delta A} - 1}}{\text{Arch} \Omega_s} = \frac{A_s + 6 - 10 \text{Lg}(10^{0,1 \Delta A} - 1)}{20 \text{Lg}(\Omega_s + \sqrt{\Omega_s^2 - 1})} \quad (15.8)$$

(n округляется до ближайшего большего целого значения).

где $\Omega_s = f_r / f_s$ – нормированная граничная частота ПЗ ФНЧП:

- 2.2. Зная порядок фильтра n , например $n=3$, можно составить две схемы ФНЧП: с Т-образным (см. рис. 15.4,а) и П-образным (см. рис. 15.4,б) входом.

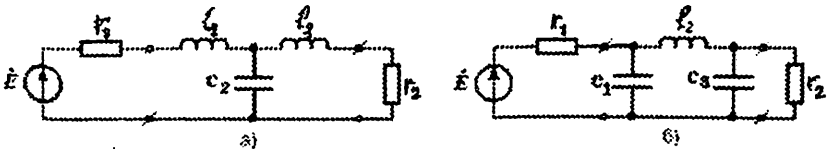


Рис. 15.4. Схемы ФНЧП Баттерворта и Чебышева третьего порядка ($n=3$)

2.3. Выписать значения нормированных параметров элементов l_1, c_1 , ФНЧП из табл. 15.2, 15.3.

Таблица 15.2

Значения параметров элементов ФНЧП Баттерворта

n	$c_1=l_1$	$l_2=c_2$	$c_3=l_3$	$l_4=c_4$	$c_5=l_5$	$l_6=c_6$	$c_7=l_7$	$l_8=c_8$
1	2,0000							
2	1,4142	1,4142						
3	1,0000	2,0000	1,0000					
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654				
5	0,6180	1,6180	1,6180	1,6180	0,6180			

Таблица 11.3

Нормированные параметры элементов ФНЧП Чебышева

$\Delta A, \text{дБ}$	n	$c_1=l_1$	$l_2=c_2$	$c_3=l_3$	$l_4=c_4$	$c_5=l_5$	$l_6=c_6$	$c_7=l_7$
0,5	3	1,596	1,097	1,596				
	5	1,706	1,230	2,541	1,230	1,706		
1,0	3	2,024	0,994	2,024				
	5	2,135	1,091	3,001	1,091	2,135		
2,0	3	2,711	0,833	2,711				
	5	2,831	0,899	3,783	0,899	2,831		
	7	2,865	0,912	3,877	0,954	3,877	0,912	2,865
3,0	3	3,349	0,712	3,349				
	5	3,481	0,762	4,538	0,762	3,481		

2.4. Составить реальную схему фильтра.

Схемы ФНЧ Баттерворта и Чебышева третьего порядка ($n=3$) с реальными (ненормированными) параметрами приведены на рис. 15.5.

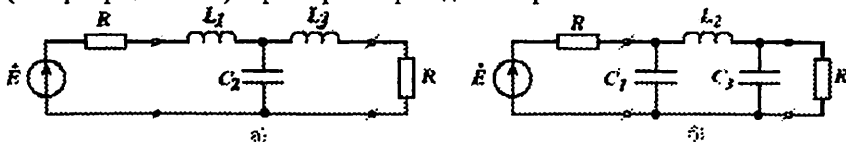


Рис. 15.5. Реальные схемы ФНЧ Баттерворта и Чебышева при:
а) Т-образном входе, б) П-образном входе.

2.5. Рассчитать коэффициенты денормирования индуктивностей и ёмкостей $k_L = R/(2\pi f_r), \Gamma H; k_C = 1/(2\pi f_r R), \Phi$.

2.6. Определяем реальные параметры элементов L_i, C_i ФНЧ по формулам

$$L_i = k_L l_i; \quad C_i = k_C c_i, \quad (15.9)$$

2.7. Рассчитать частотную характеристику рабочего ослабления $A(f)$ на частотах $f = 0,1f_r; 0,5f_r; f_r; 1,5f_r; f_s; 1,5f_s$.

В случае фильтров Баттерворта частотная характеристика рабочего ослабления определяется по формуле

$$A = 10 \cdot \lg(1 + \epsilon^2 \Omega^{2n}), \text{ дБ}, \quad (15.10)$$

где $\Omega = f / f_r$ - нормированная частота;
 $\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\text{ПД}}}{10}} - 1}$ - неравномерность ослабления в ПП;

Частотная характеристика рабочего ослабления фильтров Чебышева в полосе пропускания ($0 \leq \Omega \leq 1$) определяется выражением

$$A = 10 \lg[1 + \epsilon^2 \cos^2(n \cdot \arccos \Omega)] \text{ дБ}; \quad (15.11)$$

в полосе задерживания ($\Omega \geq 1$).

$$A = 10 \lg[1 + \epsilon^2 \text{ch}^2(n \cdot \text{Arch} \Omega)] \text{ дБ} \quad (15.12)$$

Результаты расчетов занести в табл. 15.4.

Таблица 15.4.

f		0,1f _r	0,5f _r	f _r	1,5f	f _s	1,5f _s
f, кГц.							
Расчёт	A _р , дБ						
	U ₁ , В						
	U ₂ , В						
Измерение	A _и , дБ						

На рис. 15.6 приведены частотные характеристика рабочего ослабления A(f) ФНЧ Баттерворта и Чебышева третьего порядка (n=3).

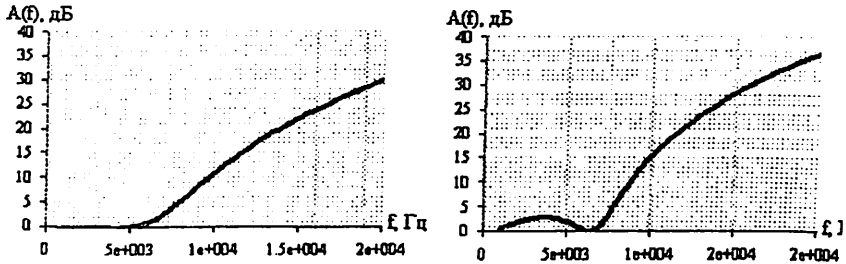


Рис. 15.6. Частотные характеристики рабочего ослабления A(f) ФНЧ третьего порядка (n=3): а) Баттерворта, б) Чебышева.

3. Экспериментальная часть

3.1. Измерение частотной характеристики рабочего ослабления A(f) с помощью двух вольтметров

Собрать схему ФНЧ Баттерворта, изображенную на рис. 15.7. На выходе генератора G1 установить напряжение $U_1 = 1 \text{ В}$, контролируя его вольтметром V1. Установить требуемые значения сопротивлений на входе и выходе фильтра $R_1 = R_2 = R$. Измерить зависимость рабочего ослабления фильтра на частотах $f = 0,1f_r; 0,5f_r; f_r; 1,5f_r; f_s; 1,5f_s$, путём измерения напряжения на входе U_1 и выходе U_2 фильтра на указанных выше частотах.

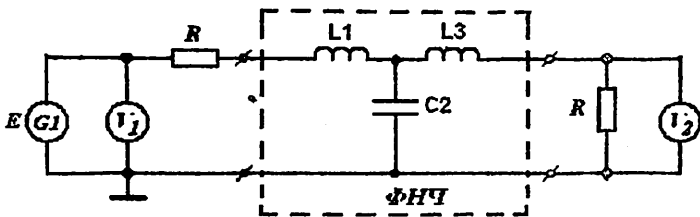


Рис. 15.7. Схема измерения частотной характеристики рабочего ослабления $A(f)$ ФНЧ

Измеренная величина рабочего ослабления рассчитывается по формуле

$$A_w = 20 \cdot \lg \frac{U_1}{2U_2} = 20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} - 6, \text{ дБ.}$$

Результаты расчётов и измерений заносится в табл. 15.4.

4. Содержание отчета

- 4.1. Название и цель работы
- 4.2. Предварительный расчет ФНЧ Баттерворта и его частотной характеристики $A(f)$, представленные в виде табл. 15.4.
- 4.3. Результаты расчёта и измерений свести в табл. 15.4.
- 4.4. Графики рассчитанных и экспериментально измеренных частотных характеристик $A(f)$ построенных по данным табл. 15.4.
- 4.5. Выводы из результатов исследования пассивного LC - фильтров Баттерворта и Чебышева.

5. Контрольные вопросы

- 5.1. Что такое рабочее ослабление ЧП?
- 5.2. Как измеряется рабочее ослабление ЧП?
- 5.3. Что такое порядок ФНЧ прототипа и как он определяется для ФНЧ, ФВЧ, ПФ и РФ Баттерворта.
- 5.4. Как определяется порядок ФНЧ прототипа Чебышева для ФНЧ, ФВЧ, ПФ и РФ?
- 5.5. Как определяется параметры элементов ФНЧ прототипа Баттерворта и Чебышева?
- 5.6. Как определяются реальные параметры элементов ФНЧ по известным нормированным параметрам ФНЧ прототипа?
- 5.7. По какой формуле рассчитывается рабочее ослабление ФНЧ Баттерворта?
- 5.8. По какой формуле рассчитывается рабочее ослабление ФНЧ Чебышева?
- 5.9. Какой вид имеют частотные характеристики $A(f)$ ФНЧ Баттерворта и Чебышева?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №16 ИССЛЕДОВАНИЕ ARC ФНЧ БАТТЕРВОРТА И ЧЕБЫШЕВА

Цель работы - расчетно-экспериментальное исследование ARC ФНЧ Баттерворта и Чебышева.

1. Теоретическая часть

Активные RC (ARC) фильтры представляют собой комбинацию RC-цепи и активного (усилительного) элемента. В качестве усилительного элемента могут быть использованы электронные лампы, транзисторы, но чаще всего используются операционные усилители (ОУ). ОУ имеют два высокоомных входа, один из которых инвертирующий и один неинвертирующий выход. Реализация передаточных функций на ARC-цепях осуществляется путём представления её в виде произведения передаточных функций не выше 2-го порядка т. е.

$$H(p) = H_1(p)H_2(p) \dots H_n(p) = H_0(p) + \sum_{k=1}^{(n-1)/2} H_k(p).$$

Каждая передаточная функция 2-го порядка $H_k(p)$ может быть реализована ARC-звеном на неинвертирующем ОУ (рис. 16.1, а). При нечётном порядке передаточной функции $H(p)$ схема фильтра будет содержать кроме ARC-звеньев 2-го порядка (рис. 16.1, а) ещё одно пассивное RC-звено будет 1-го порядка (рис. 16.1, б).

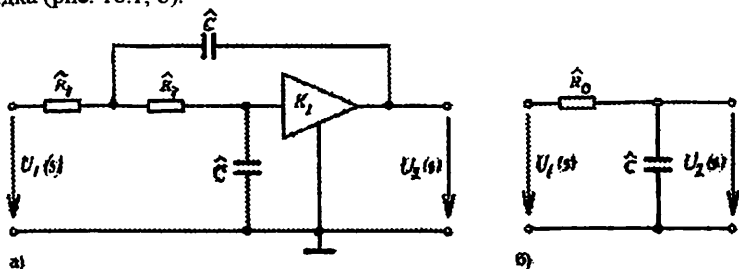


Рис. 16.1. Схема ARC – звена ФНЧ второго порядка - а,
и схема пассивного RC- звена первого порядка (б).

Операторные нормированные функции по напряжению этих звеньев определяются формулами

$$H_1(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{K_1}{\hat{R}_1^2 \hat{C}^2 s^2 + \hat{R}_1 \hat{C} (3 - K_1) s + 1}; \quad (16.1)$$

$$H_0(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{\hat{R}_0 \hat{C} s + 1}; \quad (16.2)$$

где $s = p / \omega_r = p / 2\pi f_r$ - нормированная комплексная частота.

Нормированные передаточные функции ARC - звена ФНЧ 2-го порядка и пассивного RC – звена 1-го порядка Баттерворта и Чебышева имеют вид:

$$H_1(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{\alpha_1 s^2 + \beta_1 s + 1}, \quad (16.3)$$

$$M_n(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{\beta_0 s + 1}. \quad (16.4)$$

Нормированные полиномы фильтров Баттерворта для разных значений порядка n приведены в табл. 16.2, Чебышева – в табл. 16.3.

Из сравнения формул (16.1) с (16.3) и (16.2), (16.4) получим формулы для определения нормированных параметров элементов ARC - звена второго порядка:

$$\begin{cases} \hat{R}_1^2 \hat{C}^2 = \alpha_1, \\ \hat{R}_1 \hat{C} (3 - K_1) = \beta_1, \\ \hat{R}_1 \hat{C} = \beta_1. \end{cases}$$

Если задать нормированное значение ёмкость $\hat{C} = 1$, то нормированные сопротивления и коэффициент усиления усилителя найдутся по формулам:

$$\hat{R}_1 = \sqrt{\alpha_1}; \quad K_1 = 3 - \beta_1 / \sqrt{\alpha_1}; \quad \hat{R}_0 = \beta_0. \quad (16.5)$$

Определение реальных параметров ARC ФНЧ фильтра осуществляется путём умножения нормированных значений \hat{R}_1, \hat{C} на коэффициенты денормирования k_R, k_C . Для лабораторных стендов 1-5 $k_C = 5 \text{ нФ}$, для 6-10 стендов $k_C = 10 \text{ нФ}$. Коэффициент денормирования сопротивлений

$$k_R = 1 / (2\pi f_r C). \quad (16.6)$$

Реальные параметры элементов ARC - фильтра определяются по формулам

$$R_1 = k_R \hat{R}_1; \quad C_1 = k_C \hat{C}. \quad (16.7)$$

Результирующая схема ARC ФНЧ получается путём каскадного соединения двух ARC звеньев 2-го порядка. При нечётном порядке в схеме ARC фильтра содержится также одно пассивное RC - звено ФНЧ 1-го порядка. Так при пятом порядке ($n = 5$) схема ARC ФНЧ Баттерворта и Чебышева имеет вид, приведённый на рис. 16.2.

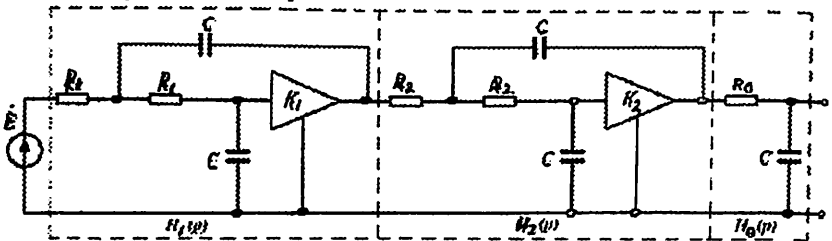


Рис. 16.2. Схема ARC ФНЧ Баттерворта и Чебышева 5-го порядка ($n = 5$)

Из схемы рис. 16.2. видно что ARC ФНЧ содержатся два неинвертирующих усилителя с коэффициентами усиления K_1 и K_2 каждый из которых реализуется схемой неинвертирующего ОУ с отрицательной обратной связью (рис. 16.3, б).

Входное сопротивление такого усилителя бесконечно велико, выходное сопротивление можно считать равным нулю. Поэтому в рассматриваемых ARC-схемах изменение параметров любого звена не влияет на частотные характеристики других звеньев, т. е. звенья не влияют друг на друга. Такая реализация фильтра называется каскадной развязанной. Коэффициент усиления такого

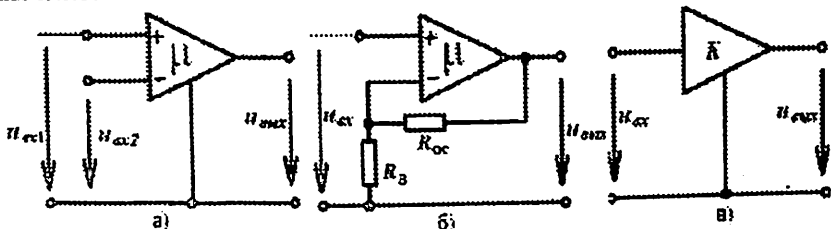


Рис. 16.3. Схемы: а - ОУ с бесконечным коэффициентом усиления напряжения ($\mu = \infty$); б - усилитель с конечным усилением напряжения; в - его обозначение.

усилителя (рис.16.3,б)
$$K_i = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_3} \quad (16.8)$$

Для практической реализации схемы рис.16.3,б с требуемым значением K_i одно из сопротивлений задаётся, например $R_3 = 1 \text{ кОм}$, а второе сопротивление определяется по формуле $R_{oc} = (K_i - 1)R_3$.

Следует учитывать, что из-за усиления напряжения ОУ частотные характеристики ARC и пассивных LC-фильтров отличаются друг от друга только на постоянную величину, равную $20 \lg(1/K)$, где $K = K_1 K_2 \dots K_n$ - результирующий коэффициент усиления всех каскадно-включенных ARC-звеньев. Поэтому частотные характеристики $A(f)$ для ARC-фильтров могут рассчитываться по тем же формулам, что и для пассивных LC-фильтров с вводом в результат расчёта соответствующей поправки $-20 \lg(K)$ (см. рис. 16.4):

- для фильтра Баттерворта: $A(\Omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon^2 T_n^2) - 20 \lg(K)$, дБ, (16.9)

- для фильтра Чебышева: $A(\Omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)) - 20 \lg(K)$, дБ, (16.10)

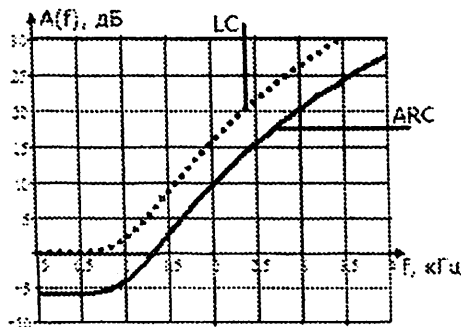


Рис. 16.4. ЛАЧХ LC и ARC ФНЧ Баттерворта третьего порядка ($n=3$) при $K=2$

где $\Omega = f/f_c$ - нормированная (относительная) частота;

f_c - граничная частота полосы пропускания(ППП);

$\varepsilon = \sqrt{1 - 10^{0.1 \Delta A}}$ - неравномерность ослабления в ППП (при $\Delta A = 3 \text{ дБ}$ $\varepsilon = 1$);

ΔA - максимально допустимое ослабление в ППП;

n – порядок фильтра нижних частот – прототипа (ФНЧП);
 $T_n(\Omega)$ – полином Чебышева порядка n :

- в ПП $0 \leq |\Omega| \leq 1$ $T_n(\Omega) = \cos(n \arccos(\Omega))$,

- в ПЗ $|\Omega| \geq 1$ $T_n(\Omega) = ch(n \operatorname{arch}(\Omega))$.

Из графика ЛАЧХ $A(f)$ (рис. 16.4) видно, что АРС фильтры в ПП имеют отрицательное ослабление ($A < 0$), что равносильно усилению напряжения.

Изложенное справедливо, если АРС – фильтр подключён к источнику с нулевым внутренним сопротивлением, а выход фильтра нагружен на бесконечно большое нагрузочное сопротивление ($R_H = \infty$ – режим холостого хода).

2. Расчётная часть

2.1. По заданному номеру лабораторного стенда, номера варианта и типу фильтра (см. табл. 16.1) переписать требования к АРС ФНЧ ($f_r, \Delta A, f_s, A_s, R$)

Таблица 16.1

Требования к частотным характеристикам А(ф) ФНЧ

№	Тип ЭФ	ΔA , дБ	A_s , дБ	f_r , кГц	f_s , кГц
1	Бат	3	13	1	2
2	Чев	2	15	1	2
3	Бат	3	14	2	4
4	Чев	2	17	2	4
5	Бат	3	15	3	6
6	Чев	2	19	3	6
7	Бат	3	16	4	8
8	Чев	2	21	4	8
9	Бат	3	18	5	10
10	Чев	2	25	5	10

рассчитать порядок ФНЧП по формуле:

- для фильтра Баттерворта
$$n \geq \frac{A_s - 10 \cdot \lg(10^{0,1M} - 1)}{20 \cdot \lg \Omega_s}, \quad (16.11)$$

- для фильтра Чебышева
$$n \geq \frac{\operatorname{Arch} \sqrt{\frac{10^{0,1M} - 1}{10^{0,1\Delta A} - 1}}}{\operatorname{Arch} \Omega_s} = \frac{A_s + 6 - 10 \lg(10^{0,1M} - 1)}{20 \lg(\Omega_s + \sqrt{\Omega_s^2 - 1})}, \quad (16.12)$$

где $\Omega_s = f_s / f_r$ – нормированная (относительная) граничная частота полосы задерживания (ПЗ).

2.2. По найденному порядку n из табл. 16.2 берутся коэффициенты α_i и β_i нормированной передаточной функции $H_i(s)$ ФНЧП Баттерворта, а из табл. 16.3 – Чебышева.

Таблица 16.2

Коэффициенты полиномов α , β , 1-го и 2-го порядка и нормированные параметры ARC ФНЧ Баттерворта при $\Delta A=3$ дБ

n	β_0	α_1	β_1	α_2	β_2	K_1	K_2	Π_0	Π_1	Π_2
1	1							1,0000		
2		1	1,4142			1,5858			1,0000	
3	1	1	1			2,0000		1,0000	1,0000	
4		1	0,7654	1	1,8478	2,2346	1,1522		1,0000	1,0000
5	1	1	0,6180	1	1,6180	2,3820	1,3820	1,0000	1,0000	1,0000

Таблица 16.3

Коэффициенты полиномов α , β , 1-го и 2-го порядка и нормированные параметры ARC ФНЧ Чебышева при $\Delta A=2$ дБ

n	β_0	α_1	β_1	α_2	β_2	K_1	K_2	Π_0	Π_1	Π_2
2		1,2150	0,9766			2,1140			1,1023	
3	2,7108	1,1266	0,4163			2,6078		2,2108	1,0614	
4		1,0768	0,2259	4,5134	2,2857	2,7823	1,9241		1,0377	2,1245
5	4,5809	1,0502	0,1417	2,5436	0,8981	2,8617	2,4369	4,5809	1,0248	1,5949

2.3. Изобразить схему ARC ФНЧ и по формулам (16.5), (16.6), (16.7) определить реальные параметры элементов этого фильтра.

2.4. Рассчитать рабочее ослабление $A(f)$ ARC ФНЧ на частотах: $0,5f_r$; f_r ; f_c ; $2f_c$ по формуле (16.9) для фильтра Баттерворта и по формуле (16.10) для фильтра Чебышева. Результаты расчёта занести в табл. 16.4.

Таблица 16.4

Результаты измерения ЛАЧХ ослабления $A(f)$

f	$0,2f_r$	$0,5f_r$	f_r	$1,2f_c$	f_c	$2f_c$
f_c кГц						
U_1 , В						
U_2 , В						
$A_{из}$, дБ						
$A_{ср}$, дБ						

3. Экспериментальная часть

3.1. Нарисовать и собрать схему рассчитанного ARC фильтра. При $n=3$ она будет выглядеть так, как показано на рис.16.4.

дет выглядеть так, как показано на рис.16.4.

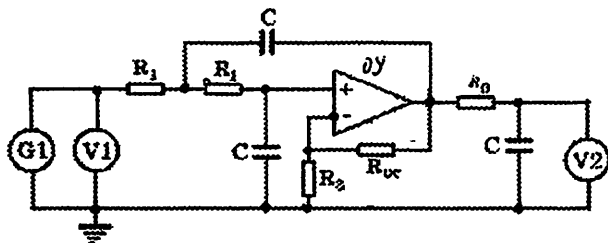


Рис.16.4. Схема измерения частотной характеристики $A(f)$ ARC ФНЧ третьего порядка ($n=3$)

- 3.2. Включить все приборы (генератор G1, вольтметры V1 и V2).
- 3.3. Измерить рабочее ослабление фильтра с помощью двух вольтметров на частотах $f = 0,5 f_r ; f_r ; 1,2 f_r ; f_s ; 2f_s$.

Для этого на каждой частоте регулятором выхода генератора установить по вольтметру $U_{\text{вх}} = 1 \text{ В}$. Так как ARC - фильтр работает в режиме холостого хода, то измеренное рабочее ослабление по напряжению определяется по формуле

$$A_n = 20 \lg(U_1/U_2), \text{ дБ.} \quad (16.8)$$

Результаты измерений внести в табл. 16.4.

По данным табл. 16.4 построить график $A_p(f)$, полученный расчётом и $A_n(f)$, полученный путём измерения.

4. Контрольные вопросы

- 4.1. Какой вид имеют схемы ARC ФНЧ первого, второго и третьего порядка?
- 4.2. Какой вид имеют частотные характеристики $A(f)$ ARC ФНЧ Чебышева и Баттерворта пятого порядка ($n = 5$)?
- 4.3. Каков алгоритм расчёта ARC ФНЧ Чебышева?
- 4.4. Как рассчитать порядок ФНЧ прототипа Баттерворта и Чебышева?
- 4.5. Как измерить рабочее ослабление $A(f)$ ARC ФНЧ?
- 4.6. Как рассчитать $A(f)$ ARC ФНЧ Баттерворта?
- 4.7. Как рассчитать $A(f)$ ARC ФНЧ Чебышева?
- 4.8. Чем отличаются частотные характеристики $A(f)$ активных RC и пассивных LC - фильтров?
- 4.9. Какой вид имеет передаточная функция ARC ФНЧ звена 2-го порядка?
- 4.10. Как рассчитываются параметры элементов ARC ФНЧ?
- 4.11. Каковы преимущества и недостатки ARC фильтров?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 17
ИССЛЕДОВАНИЕ RC-АВТОГЕНЕРАТОРА
НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

Цель работы - теоретические и экспериментальные исследования на лабораторном стенде ТЛЭЦ схемы RC-автогенератора на неинвертирующем операционном усилителе (ОУ) с использованием моста Вина; экспериментальное исследование условий самовозбуждения и зависимость частоты генерации от параметров его RC-элементов.

1. Теоретические сведения

Автогенераторами называются активные электрические цепи, в которых без постоянных воздействий самостоятельно возникают электрические колебания. В качестве активных элементов в автогенераторах применяют электронные лампы, транзисторы, операционные усилители. В качестве пассивных элементов в автогенераторах на повышенных частотах применяют LC - элементы, на пониженных частотах - RC элементы.

Автогенератор вырабатывает электрические (электромагнитные) колебания, поддерживающиеся подачей по цепи положительной ОС части переменного напряжения с выхода автогенератора на его вход. Это будет обеспечено тогда, когда нарастание колебательной энергии будет превосходить потери. При этом амплитуда начальных колебаний будет нарастать.

Автогенераторы применяются в радиопередающих и радиоприёмных устройствах, в проводной электросвязи и в измерительной технике.

Обобщённая структурная схема автогенератора (для переменного тока (рис.17.1,а) содержит усилитель с комплексным коэффициентом передачи

$$K(j\omega) = \underline{U}_2 / \underline{U}_1 = K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)}$$

и цепь обратной связи (ОС) с комплексным коэффициентом передачи

$$\beta(j\omega) = \underline{U}_3 / \underline{U}_2 = \beta(\omega) e^{j\varphi_\beta(\omega)}$$

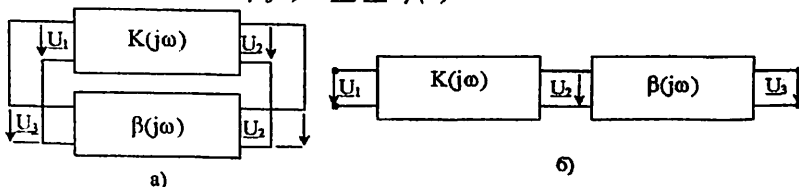


Рис. 17.1. Обобщённая структурная схема автогенератора (а), каскадное соединение усилителя и цепи ОС (б)

Если учесть, что для сохранения незатухающих гармонических колебаний требуется, чтобы в разомкнутой схеме (рис. 17.1,б) напряжение на выходе равнялось напряжению на входе, т.е. $\underline{U}_3 = \underline{U}_1$. В этом случае комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы

$$H(j\omega) = \underline{U}_3 / \underline{U}_1 = 1 \tag{17.1}$$

или

$$H(j\omega) = K(j\omega)\beta(j\omega) = K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)} \beta(\omega) e^{j\varphi_\beta(\omega)} = K(\omega)\beta(\omega) e^{j(\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega))} = 1 \tag{17.2}$$

откуда получаем два условия незатухающих колебаний:

$$K(\omega)\beta(\omega) = 1; \quad (17.3)$$

$$\varphi_k(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 0, 2\pi, \dots, k2\pi \quad (17.4)$$

Первое условие (17.3) называется условием баланса амплитуд. Оно означает, что в стационарном режиме величина коэффициента передачи разомкнутой системы (петлевое усиление) равна единице, а второе (17.4) называется условием баланса фаз. Оно означает, что при обходе разомкнутой цепи получаем колебания в той же фазе.

Особенно широкое применение на практике нашла схема RC-автогенератора на неинвертирующем ОУ с использованием в качестве фазобалансной цепи – мост Вина (рис. 17.2).

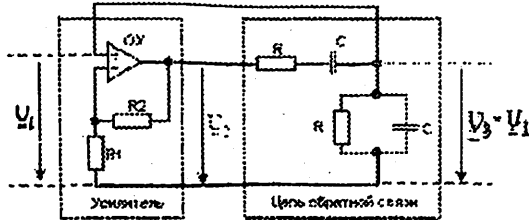


Рис. 17.2. Схема RC-автогенератора на неинвертирующем ОУ с использованием в качестве фазобалансной цепи – мост Вина

Если обозначить комплексные сопротивления последовательной и параллельной RC- составляющих соответственно

$$Z_1 = R + 1/j\omega C \text{ и } Z_2 = (R/j\omega C)/(R + 1/j\omega C),$$

то комплексный коэффициент передачи напряжения цепи ОС

$$\begin{aligned} \beta(j\omega) &= U_3/U_2 = Z_2/(Z_1 + Z_2) = 1/(1 + Z_1/Z_2) = 1/[3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)] = \\ &= 1/[3 + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)] = (1/3)/[1 + j(1/3)(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)] = \\ &= (1/3)/[1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)] = (1/3)/(1 + j\xi) = \beta(\omega e^{j\varphi(\omega)}), \end{aligned} \quad (17.5)$$

где $\omega_0 = 1/RC = 1/\tau$ – угловая частота квазирезонанса, равная частоте генерации;

$$f_0 = \omega_0/2\pi = 1/2\pi RC \text{ – частота автогенератора;} \quad (17.6)$$

$$\tau = RC \text{ – постоянная времени;}$$

$$\xi = Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) = Q(f/f_0 - f_0/f) \text{ – обобщённая расстройка;} \quad (17.7)$$

$$\beta(\omega) = (1/3) / \sqrt{1 + [Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]^2} = (1/3) / \sqrt{1 + \xi^2} \text{ – АЧХ цепи ОС;} \quad (17.8)$$

$$\varphi_\beta(f) = -\arctg [Q(f/f_0 - f_0/f)] = -\arctg \xi \text{ – ФЧХ цепи ОС.} \quad (17.9)$$

Зависимость (17.5) $\beta(j\omega)$ аналогична с зависимостью $Z(j\omega)$ параллельного колебательного контура с добротностью, равной $Q = 1/3$.

На частоте генерируемых колебаний f_0 коэффициент передачи $\beta(f_0)$ фазобалансной цепи ОС максимален и, как следует из формул (17.5), (17.8), равен

$$\beta(f_0) = 1/3.$$

Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы коэффициент усиления усилителя был равен

$$K(f_0) = 1/\beta(f_0) = 3.$$

А для самозбуждения автогенератора необходимо чтобы

$$K(f_0) > 3.$$

При разомкнутой цепи ОС (рис.17.1,б) образуется цепь, содержащая каскадное соединение усилителя с коэффициентом усиления $K(\omega) = 3$ и фазосдвигающей RC-цепи ОС (мост Вина) с АЧХ $\beta(\omega)$. Результирующая АЧХ такой системы определяется выражением

$$H(\omega) = K(\omega)\beta(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + [Q(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + [Q(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (17.10)$$

АЧХ и ФЧХ цепи ОС (рис.17.2) приведены на рис. 17.3.

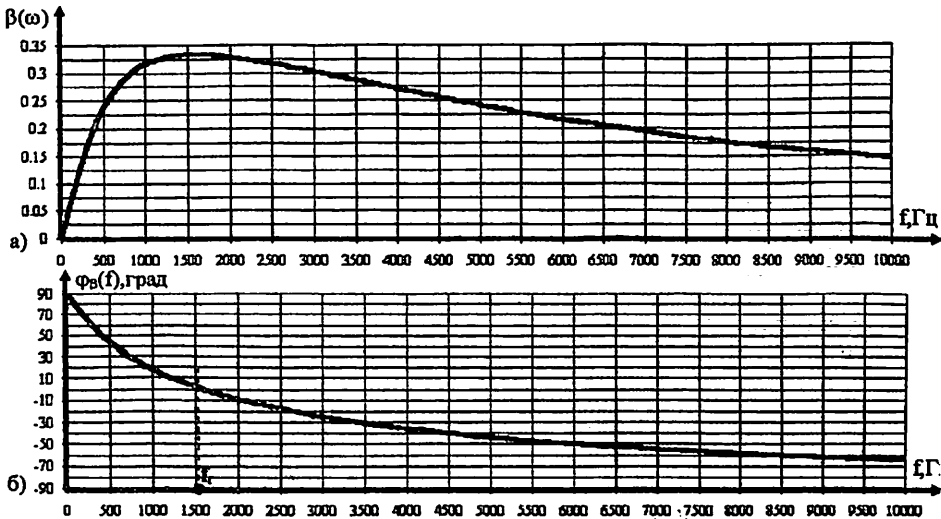


Рис.17.3. АЧХ $\beta(\omega)$ (а) и ФЧХ $\varphi_{\beta}(\omega)$ (б) цепи ОС (рис.17.2) при $R=1 \text{ кОм}$, $C=0,1 \text{ мкФ}$ ($\tau=RC=100 \text{ мкс}$; $f_0=1,592 \text{ кГц}$).

Эксперименты показали, что мягкий режим самозбуждения при хорошей синусоидальности выходного напряжения автогенератора, наблюдается при коэффициенте усиления по напряжению $K=3,015 \div 3,080$. Небольшое превышение коэффициента усиления усилителя по напряжению над $K=3$ необходимо для обеспечения самозбуждения автогенератора. Для получения такого усиления $K=U_2/U_1 = 1+R_2/R_1$ в схеме рис.17.2 используем один резистор $R_1=1 \text{ кОм}$, а резистор R_2 реализуем путём последовательного соединения двух-трёх резисторов 2 кОм и $(10 \div 80) \text{ Ом}$, при которых обеспечивается мягкий режим возбуждения, и напряжение на выходе автогенератора имеет синусоидальную форму. При слишком большом значении сопротивления R_2 , что соответствует излишне большому усилению усилителя K , выходное напряжение автогенератора сильно отличается от синусоидального из за насы-

щения элементов ОУ. Оно представляет собой ограниченную с веру и снизу синусоиду (рис.17.4).

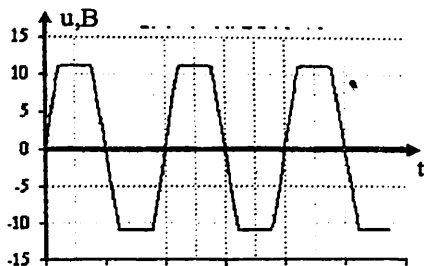


Рис.17.4. Напряжение на выходе автогенератора при большом K

Уровень ограничения выходного напряжения автогенератора примерно на $\pm 10\%$ меньше напряжения источника питания U_n ОУ, т.е. равен $U_{огр} = \pm 0,9U_n$. На данном лабораторном стенде $U_{огр} = \pm 12 В$. Здесь ещё надо отметить, что слишком большое усиление усилителя не только искажает форму его выходного напряжения, но и существенно увеличивает его инерционность, что приводит к существенному понижению частоты генера-

ции автогенератора по сравнению с его теоретическим значением $f_0 = 1/2\pi RC$.

RC-автогенератор с мостом Вина является основным элементом многочисленных лабораторных генераторов, работающих в диапазоне от $20 Гц$ до $200 кГц$. Чаще всего плавная перестройка частоты генератора внутри диапазонов (например, $20 \div 200 Гц$, $200 \div 2000 Гц$ и т.д.) производится изменением обеих ёмкостей RC-цепи, осуществляемым с помощью двух идентичных переменных конденсаторов C , насаженных на одну ось, а переход от одного диапазона к другому – переключением обоих резисторов R этой цепи.

2. Предварительный расчёт

2.1. По заданным параметрам элементов цепи (см. табл. 17.1) рассчитать частоту генерации f_0 , по формуле (17.6). Результаты занести в табл. 17.2.

Таблица 17.1

Варианты параметров элементов исследуемой схемы

Вариант	R, кОм	C, нФ	Вариант	R, кОм	C, нФ
1	10	100	11	50	5
2	20	50	12	60	2
3	30	20	13	70	1
4	50	10	14	80	2
5	60	5	15	70	5
6	70	2	16	60	10
7	80	1	17	50	20
8	10	50	18	30	50
9	20	20	19	20	100
10	30	10	20	10	50

В зависимости от номера варианта будут изменяться параметры моста Вина (см. табл. 17.1), а, следовательно, будет изменяться частота автогене-

ратора. Так, например, при $R=10 \text{ кОм}$, $C=5 \text{ нФ}$ в схеме (рис.17.2) частота генерации будет

$$f_0 = 1/2\pi RC = 1/(2\pi \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-9}) = 3183,1 \text{ Гц} = 3,1831 \text{ кГц}$$

2.2. Рассчитать АЧХ и ФЧХ разомкнутой цепи (рис.17.2) по формулам (17.9) и (17.10) на 10 частотах

$$f = 0,2 \text{ кГц}; 0,2f_0; 0,5f_0; f_0; 0,8f_0; f_0; 1,2f_0; 1,5f_0; 2f_0; 4f_0; 120 \text{ кГц}$$

Результаты расчёта занести в табл. 17.2.

Таблица 17.2

Результаты предварительного расчёта и эксперимента

n	Предварительный расчёт					Измерения			
	τ	$f, \text{кГц}$	ξ	$U(f)$	$\varphi(f), \text{град}$	$U_n, \text{В}$	$U_n, \text{В}$	$U(f)$	$\varphi(f), \text{град}$
1	f_{min}	0,2							
2	$0,2f_0$								
3	$0,5f_0$								
4	$0,8f_0$								
5	f_0								
6	$1,2f_0$								
7	$1,5f_0$								
8	$2 f_0$								
9	$4 f_0$								
10	f_{max}	120							

3. Выполнение лабораторной работы

3.1. Измерение частоты и выходного напряжения RC-автогенератора

Собрать схему, приведённую на рис. 17.5.

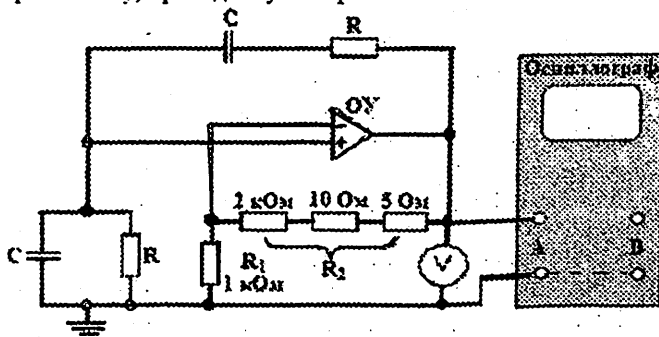


Рис.17.5. Схема исследования RC-автогенератора на ОУ

Действующее значение гармонического напряжения на выходе автогенератора измеряется цифровым вольтметром V.

Установить на схеме генератора параметры сопротивлений R и ёмкостей C согласно требуемого варианта задания табл. 17.1.

Включить напряжение источника питания схемы автогенератора, щелкнув тумблером, расположенным в правом нижнем углу панели ЛКТИЦ. Включить осциллограф и, изменяя скорость его развертки и усиления, получить осциллограмму, удобную для измерения периода T генерируемых колебаний (см. рис 17.6). По измеренному значению периода колебаний T вычисляется частота автогенератора $f_0=1/T$ и заносится в табл. 17.2.

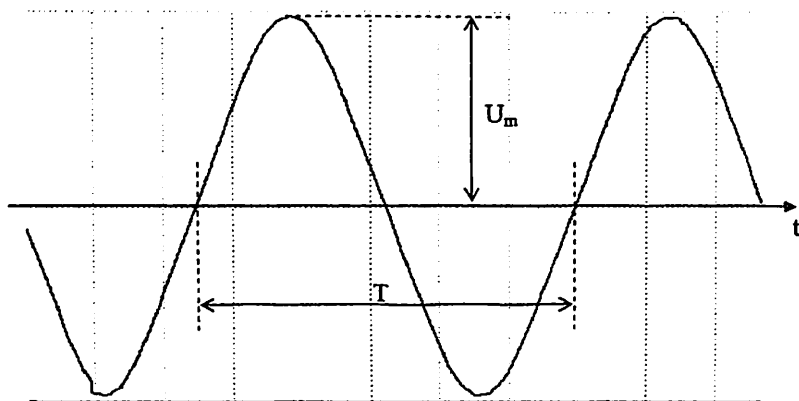


Рис. 17.6. К определению длительности периода T и амплитуды гармонических колебаний U_m по осциллограмме

Аккуратно, с соблюдением масштаба, срисовать с экрана осциллографа график напряжения на выходе автогенератора.

3.2. Измерение АЧХ и ФЧХ

петлевого коэффициента передачи при разомкнутой цепи ОС

После измерения периода генерируемых колебаний необходимо вернуться к исходной схеме (рис.17.2) и приступить к исследованию АЧХ и ФЧХ разомкнутой цепи ОС, содержащей каскадное соединение усилителя и цепи ОС (см. рис.17.1,б и рис. 17.7).

Для получения требуемой схемы рис. 17.7 цепь ОС из схемы рис. 17.3 необходимо отключить от ОУ и подключить её к источнику гармонического напряжения $G1$. На схеме рис. 17.7:

$G1$ - источник гармонического (синусоидального) напряжения;

$V1$ - вольтметр измеряет действующие значения напряжений на входе U_1 ;

$V3$ - вольтметр измеряет действующие значения напряжений на выходе U_3 ;

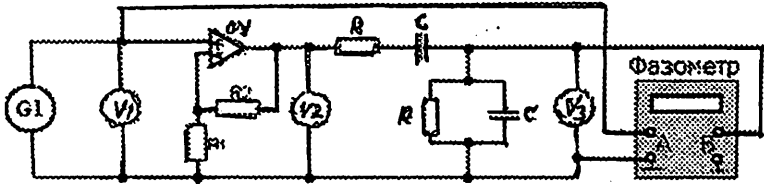


Рис. 17.7. Схема для измерения АЧХ и ФЧХ петлевого коэффициента передачи автогенератора

Для измерения АЧХ надо поочерёдно устанавливать частоты генератора E из табл. 17. и для каждой из них записывать в эту таблицу измеренные значения U_1 , U_2 и φ . Рассчитать на каждой частоте значения АЧХ $H(f) = U_2/U_1$ и занести их в табл. 17.2.

По результатам расчетов и измерений построить графики АЧХ $H(f)$ и ФЧХ $\varphi(f)$. Из графика $\varphi(f)$ определить экспериментально частоту $f = f_0$, на которой выполняется баланс фаз $\varphi(f_0) = 0$. Сравнить теоретическое и экспериментально измеренные значения частоты генерации f_0 .

Сделать выводы из результатов, проведённых исследований.

4. Содержание отчёта

- 4.1. Цель работы.
- 4.2. Схемы и расчётные формулы.
- 4.3. Результаты предварительного расчёта и эксперимента, сведённые в табл. 17.2.
- 4.4. Графики АЧХ $H(f)$ и ФЧХ $\varphi(f)$ RC-автогенератора (рис.17.2) ОУ с разомкнутой ОС по результатам расчётов и измерений.
- 4.5. Осциллограммы напряжения на выходе исследуемого RC-автогенератора.
- 4.6. Выводы из анализа результатов предварительного теоретического расчёта и эксперимента.

5. Контрольные вопросы

5.1. Укажите правильное значение частоты генерации в схеме RC-автогенератора (рис. 17.2) при $R=1$; $C=1$.

Ответы: А. $\omega_0=0,39$; Б. $\omega_0=2,45$; В. $\omega_0=15,39$; Г. $\omega_0=1$.

5.2. Укажите правильное значение условия баланса амплитуд в схеме RC-автогенератора (рис. 17.2).

Ответы:

А. $K\beta = 0,8$; Б. $K\beta = 1$; В. $K\beta = 0,9$; Г. $K\beta = 0,95$.

5.3. Укажите правильное значение коэффициента усиления K , при котором выполняется условие баланса амплитуд при $\beta = 1/3$.

Ответы:

А. $K=4$; Б. $K=5$; В. $K=4,5$; Г. $K=3$.

5.4. Укажите правильное значение коэффициента передачи цепи ОС β , при котором в цепи с ОС выполняется условие баланса амплитуд, если $K = 3$.

Ответы:

А. $\beta = 0,1$; Б. $\beta = 0,2$; В. $\beta = 1/3$; Г. $\beta = 0,15$.

5.5. В фазосдвигающей RC -цепи ОС (см. рис. 17.2) все сопротивления увеличили в 2 раза. Укажите, как изменится частота генерации f_0 автогенератора.

Ответы:

А. Увеличится в 2 раза. Б. Уменьшится в 2 раза,
В. Увеличится в 4 раза. Г. Уменьшится в четыре раза.

5.6. Каким образом в автогенераторе (рис. 15.2) возникают стационарные гармонические колебания?

5.7. Пояснить принцип работы автогенератора по рис. 15.2.

5.8. Сформулировать условия самовозбуждения RC -автогенератора с мостом Вина.

5.9. Как рассчитывается частота генерируемых колебаний в RC -автогенераторе с мостом Вина?

5.10. Рассчитать частоту генерации колебаний f_0 в RC -генераторе с мостом Вина, если $C_1 = C_2 = 7 \text{ нФ}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$.

5.11. Сформулировать условия баланса амплитуд и баланса фаз в установленном режиме.

5.12. При каких условиях режим самовозбуждения автогенератора является мягким (жестким)?

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакалов В.П., Дмитриков В.Ф., Крук Б.И. Основы теории цепей. – М.: Радио и связь, 2003. –592 с.
2. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. Учебник для вузов. М., «Энергия», 1969.-424 с.
3. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. – М.: Радио и связь, 1986.
4. Зевеке Г.В. и др. Основы теории цепей. – М.: Энергия, 1975.
5. Ушаков В.Н. Электротехника и электроника: Учеб. Пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1997. – 328 с.
6. Баскаков С.И. Лекции по теории цепей. - Изд-во МЭИ, 1991.-224 с.
7. Лосев А.К. Теория линейных электрических цепей: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1987. – 512 с.
8. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – М.: Высшая школа, 1984.
9. Матханов П.И. Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи. – М.: Высшая школа, 1981.
10. Фриск В.В. Основы теории цепей. – М.: РадиоСофт, 2002. – 288 с.
11. Попов В.П. Основы теории цепей. – М. Высшая школа, 1985.
12. Крылов В.В., Корсаков С.Я. Основы теории цепей для системотехников.- М.: Высшая школа, 1990.
13. Босый Н.Д. Электрические фильтры. Учебное пособие для студентов радиотехнических и электротехнических специальностей. Государственное издательство технической литературы УССР. Киев. 1960.- 616 с.
14. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. М., «Связь», 1972.- 328 с.
15. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. Учебник для электротехнических институтов связи. М., «Связь». 1974.-384 с.
16. Дезоер Ч.А. и Ку Э.С. Основы теории цепей. Пер. с англ. Н.Л.Смирновой под ред. В. А. Смирнова. М., «Связь», 1976.-288 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Общие указания по выполнению лабораторных работ.....	2
Лабораторная работа № 9 Исследование дифференцирующих цепей.....	5
Лабораторная работа №10. Исследование интегрирующих цепей.....	13
Лабораторная работа № 11. Исследование операционного усилителя с цепью обратной связи.....	22
Лабораторная работа № 12. Исследование частотных характеристик реактивных двухполюсников.....	33
Лабораторная работа № 13. Экспериментальное определение первичных и вторичных параметров четырехполюсника.....	38
Лабораторная работа № 14. Исследование пассивных RC-ФНЧ и ФВЧ ...	42
Лабораторная работа № 15. Исследование пассивных LC-ФНЧ Баттерворта и Чебышева.....	48
Лабораторная работа № 16. Исследование ARC-ФНЧ Баттерворта и Чебышева.....	54
Лабораторная работа № 17. Исследование RC-автогенератора на операционном усилителе.....	60
Литература.....	68

МЕТОДИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО
К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ
ПО КУРСУ
ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ,
ЧАСТЬ 2

для студентов, обучающихся по направлению:
5140900 - «Профессиональное образования (Телекоммуникация)»,
5522000 – «Радиотехника»,

5522100 - «Телевидение, радиосвязь и радиовещание»,

5522200 «Телекоммуникация», 5524400 - «Мобильная связь».

Методическое руководство рассмотрено и рекомендовано к печати

На заседании кафедры ТЭЦ ТУИТ
протокол № 20 от 23 февраля 2010 г.

Составитель Козлов В.А.

Корректор Хамдам-Заде Л.Х.

Ответственный редактор д.т.н., профессор Алимходжаев К. Т.

Формат 60x84 $\frac{1}{16}$. Заказ № 212 Тираж 50.

Отпечатано в

Издательском полиграфическом центре

«ALLOQASH» при ТУИТ

Ташкент, ул. Амира Тимура, д. 108