

МПС РОССИИ
РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ОТКРЫТЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ

31/2/10

Одобрено кафедрой
«Транспортная связь»

Утверждено
деканом факультета
«Управление процессами
перевозок»

ТЕОРИЯ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Методические указания
к выполнению лабораторных работ № 1-4
для студентов IV курса

специальности

210700 АВТОМАТИКА, ТЕЛЕМЕХАНИКА И СВЯЗЬ
НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ (АТС)



Москва – 2003

Рецензент — канд. техн. наук, доц. В.В. ЦУЦКОВ

© Российский государственный открытый технический университет путей сообщения Министерства путей сообщения Российской Федерации, 2003

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ЦЕПЯХ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Экспериментально и расчетным путем получить передаточные амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные (ФЧХ) характеристики простейших цепей.

КРАТКИЕ ПОЯСНЕНИЯ

Комплексным коэффициентом передачи по напряжению $\underline{\dot{E}}$ в общем случае называется отношение комплексного выходного напряжения \dot{U}_2 к комплексному входному напряжению \dot{U}_1 : $\underline{K} = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$. Совокупность коэффициентов передачи на различных частотах называется комплексной передаточной функцией (КПФ) $H(j\omega) = \dot{U}_2(j\omega) / \dot{U}_1$. Комплексная передаточная функция состоит из двух характеристик — амплитудно-частотной $H = f(\omega)$ и фазо-частотной $\varphi_H = f(\omega)$. Чтобы рассчитать КПФ, в общем случае необходимо:

- 1) задаться произвольным напряжением на входе четырехполюсника \dot{U}_1 ;
- 2) любым методом рассчитать ток (или токи) в элементе (или элементах), с которого снимается выходное напряжение;
- 3) зная ток (токи) и сопротивление выходного элемента (элементов), рассчитать комплексное выходное напряжение \dot{U}_2 ;
- 4) рассчитать комплексную передаточную функцию из выражения $\underline{H} = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$ и записать ее в показательной форме $\underline{H} = H \cdot \varphi_H$. В этой функции модуль H и аргумент φ_H являются членами, зависящими от частоты ω ;
- 5) записать выражение передаточной амплитудно-частотной характеристики (передаточной АЧХ), $H = f(\omega)$ и передаточной фазо-частотной характеристики (передаточной ФЧХ), $\varphi_H = f(\omega)$.

Таким образом, кривая, по которой изменяется модуль комплексной передаточной функции в зависимости от частоты, есть передаточная АЧХ, а кривая, по которой изменяется аргумент комплексной передаточной функции — передаточная ФЧХ.

В цепях Г-образного вида (рис. 1.1, а), $\underline{H} = \underline{Z}_2 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)$, например, в цепи (рис. 1.1, б)

$$\underline{H} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC},$$

откуда

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{гп})^2}};$$

$$\varphi_K(\omega) = -\text{arctg} RC = -\text{arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_{гп}} \right)$$

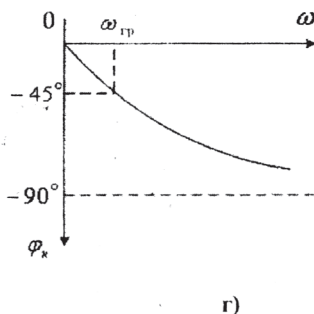
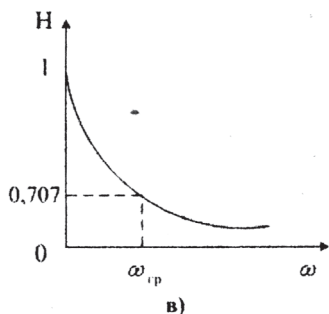
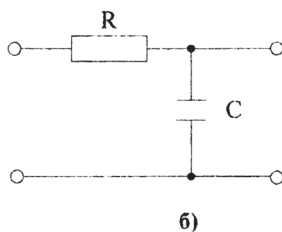
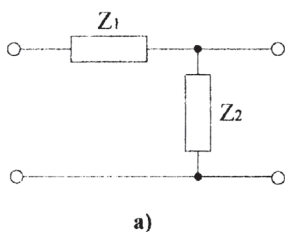


Рис. 1.1

Кривые $H = f(\omega)$ и $\varphi_K = f(\omega)$ показаны на рис. 1.1, в и г. Легко видеть, что при $\omega = \omega_{ГР} H_{ГР} = 1/\sqrt{1+1} = 0,707$; $\varphi_K = -\arctg 1 = -45^\circ$. В RL — цепи (рис. 1.2, а)

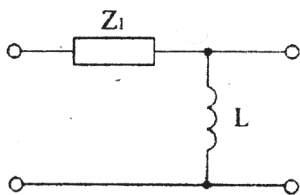
$$\underline{H} = \frac{i\omega L}{R + j\omega L} = \frac{j(\omega/\omega_{ГР})}{1 + j(\omega/\omega_{ГР})},$$

откуда

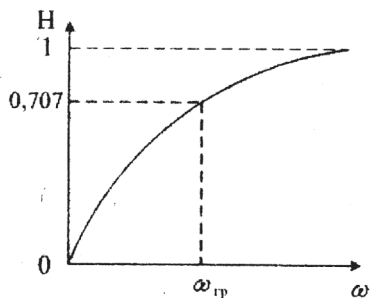
$$H(\omega) = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{\omega/\omega_{ГР}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{ГР})^2}} \quad (\text{рис. 1.2, б}),$$

$$\varphi_K(\omega) = 90^\circ - \arctg \frac{\omega L}{R} = 90^\circ - \arctg(\omega/\omega_{ГР}) \quad (\text{рис. 1. 2, в}).$$

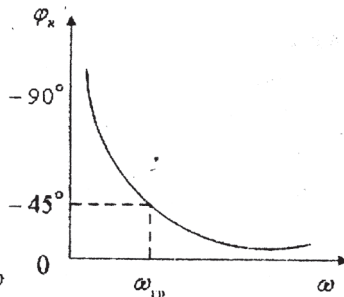
На граничной частоте $H_{ГР} = 0,707$, $\varphi_{H(ГР)} = 45^\circ$.



а)



б)



в)

Рис. 1.2

В неразветвленных цепях с одним накопителем энергии удобно пользоваться понятием — граничная частота $\omega_{ГР}, (f_{ГР})$. Граничной называется частота, при которой модуль реактивного сопротивления равен резистивному сопротивлению, т.е. в RL-цепях $RL = \omega_{ГР}L$, откуда $\omega_{ГР} = R/L$, а в RC-цепях $R = 1/\omega_{ГР}C$, откуда $\omega_{ГР} = 1/RC$ ($f_{ГР} = R/2\pi L$, $f_{ГР} = 1/2\pi RC$).

Расчет резистивно-емкостной цепи

1. Рассчитать передаточные цепи АЧХ и ФЧХ цепи рис. 1.1, б в диапазоне 2...14 кГц через интервалы 2 кГц, если $R = 100 \text{ Ом}$, $C = 0,2 \text{ МкФ}$. Результаты расчетов занести в табл. 1.

2. Нанести на график кривые $H = f(f)$ и $\varphi_H = f(f)$, полученные по предварительному расчету.

Таблица 1

При $U_1 = 0,9 \text{ В}$; $R_A = 100 \text{ Ом}$; $C_H = 0,2 \text{ МкФ}$; $f_{ГР} =$			
$f, \text{ Гц}$	$f/f_{ГР}$	$H(f)$	φ_H°

3. Рассчитать граничную частоту.

ЗАДАНИЕ

Экспериментально получить передаточные амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики: активного фильтра по программе РАК-10.

Порядок работы с приложением PAC-Designer

1. Запустить приложение по ярлыку, расположенному на рабочем столе или меню Пуск->Программы;

2. Выбрать демонстрационный пример (File->Browse Library..) ispPAC10_XXX или ispPAC20_XXX по заданию преподавателя. На дисплее появится схема внутренних соединений данного типа микросхемы.

3. Изменить схему согласно данному преподавателем заданию.

4. Построить ФЧХ и АЧХ синтезируемой схемы Tools->Run Simulator

5. Изменить параметры схемы для достижения заданной цепи и повторить п. 4.

Обработка результатов моделирования

1. По полученным характеристикам АЧХ и ФЧХ определить граничные частоты.

2. Оценить влияние на характеристики значения X_C в цепи обратной связи АРС фильтра для любых трех значений емкости c , приведенных в меню РАК-10.

3. Зарисовать полученные характеристики.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение активных фильтров с различными частотными характеристиками. Лабораторная работа выполняется по программе Work Bench.

КРАТКИЕ ПОЯСНЕНИЯ

Фильтры делятся на два класса — пассивные и активные, причем основным отличием активного фильтра является наличие усилительного элемента — обычно это ОУ. Если в фильтре содержится один реактивный элемент (емкость или индуктивность), то фильтр называется фильтром первого порядка, если два — то второго порядка, и т.д.

По частотным свойствам фильтры делятся на четыре класса:

Фильтры нижних частот пропускают на выход нижние частоты, начиная с нулевой (постоянный ток) и до некоторой заданной частоты среза f_{cp} и ослабляют все частоты, превышающие f_{cp} . Диапазон частот от нуля до f_{cp} называется полосой пропускания, а диапазон частот, превышающих f_b — полосой подавления (или заграждения). Интервал частот между f_{cp} и f_b называется переходным участком, а скорость, с которой на этом участке изменяется величина ослабления, является важной характеристикой фильтра.

Частота среза f_{cp} — это та частота, при которой напряжение на выходе фильтра падает до уровня 0,707 от напряжения в полосе пропускания (т.е. падает на 3 дБ); частота f_b — это частота, при которой выходное напряжение на 3 дБ выше, чем выходное напряжение в полосе подавления.

Фильтры верхних частот пропускают верхние частоты, начиная с f_{cp} , и ослабляют все частоты, начиная от нулевой и до частоты f_{cp} .

Полосовые фильтры пропускают все частоты в полосе между нижней частотой среза f_{cp1} и верхней частотой среза

f_{cp2} . Все частоты ниже f_{cp1} и выше f_{cp2} ослабляются. Геометрическое среднее частот f_{cp1} и f_{cp2} называют средней центральной частотой (f_0),

$$f_0 = \sqrt{f_{cp1} \times f_{cp2}}.$$

Режекторный полосовой фильтр (заграждения) ослабляет все частоты между f_{cp1} и f_{cp2} и пропускает все остальные частоты. Заграждающий полосовой фильтр с узкой полосой ослабляемых частот называют фильтром-пробкой. Такие фильтры используют для подавления нежелательных частот, например частоты 50 Гц в звуковой аппаратуре.

Добротность Q связывает среднюю частоту полосы пропускания и ее ширину на уровне 3 дБ. Численно добротность равна:

$$Q = f_0 / (f_{cp1} - f_{cp2}) = \sqrt{f_{cp1} \times f_{cp2}} / (f_{cp2} - f_{cp1}).$$

Для активных фильтров $Q = 1/\alpha$.

Коэффициент затухания α определяет форму характеристики на переходном участке и вид выброса характеристики в полосе пропускания вблизи переходного участка.

Коэффициент усиления в полосе пропускания K_p активного фильтра равен отношению выходного напряжения к входному:

$$K_p = U_{вых} / U_{вх}$$

Коэффициент передачи фильтра (в децибелах):

$$K_{дБ} = 20 \log_{10} (U_{вых} / U_{вх})$$

Чувствительностью S одного из параметров фильтра по отношению к другому его параметру называется отношение величины изменения первого параметра к величине изменения второго. Например, равенство

$$S_{R1}^{\omega_0} = -0,5,$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, а $R1$ — сопротивление резистора в схеме активного фильтра, показывает, что ω_0 уменьшается на 0,5%, если $R1$ увеличивается на 1%.

Преимущества активных фильтров.

По сравнению с пассивными активные фильтры имеют преимущества:

1) в них используются только резисторы и конденсаторы, т.е. компоненты, свойства которых ближе к идеальным, чем свойства катушек индуктивности, применяемых в пассивных фильтрах;

2) они относительно дешевы;

3) они могут обеспечивать усиление в полосе пропускания;

4) использование в активных фильтрах операционных усилителей обеспечивает развязку входа от выхода (поэтому активные фильтры легко делать многокаскадными и тем самым улучшать их показатели);

5) активные фильтры относительно легко настраивать;

6) фильтры для очень низких частот могут быть построены из компонентов, имеющих умеренные значения параметров;

7) активные фильтры невелики по размерам и массе.

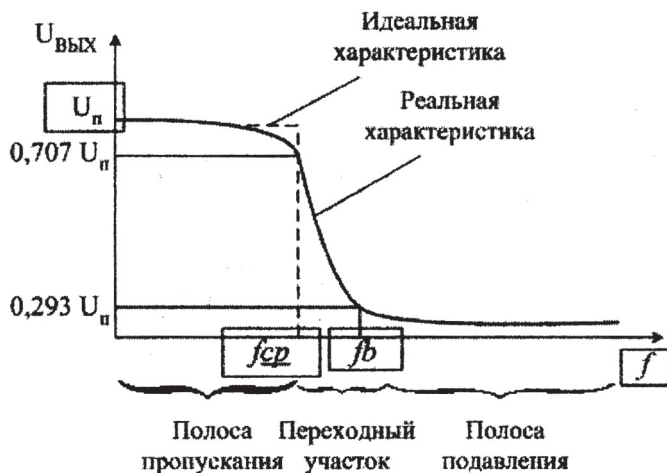


Рис. 2.1. Частотные характеристики фильтров и их полосы пропускания

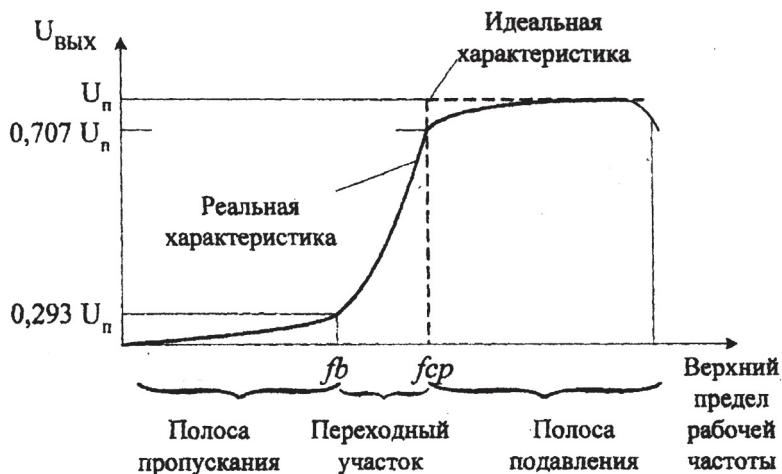


Рис. 2.1. (Окончание)

К недостаткам активных фильтров можно отнести то, что они нуждаются в источнике питания, а их рабочий диапазон частот ограничен сверху максимальной рабочей частотой операционного усилителя.

Классической схемой пассивного фильтра второго порядка является последовательная RLC-цепь. Если в такой цепи выходной сигнал снимать с конденсатора, то получим ФНЧ второго порядка, а если с индуктивности, — то ФВЧ. При практической реализации RLC-фильтров (особенно низкочастотных) наибольшие трудности возникают с изготовлением катушек индуктивности, их экранированием, а при больших значениях индуктивности — с проблемой массы геометрических размеров. С появлением ОУ эти проблемы были решены с использованием активных RC-фильтров. Появились так называемые безындуктивные частотные фильтры. Следует отметить, что фильтры на базе RC-цепей обладают своеобразной дуальностью. Если в RC-фильтре

поменять местами элементы R и C , то получим фильтр верхних частот (ФВЧ).

Далее основное внимание будет уделено активным фильтрам второго порядка, многообразию схемных реализаций которых следует из их обобщенного коэффициента передачи, который в операторной форме имеет вид

$$K(p) = (b_0 + b_1 p + b_2 p^2) / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2)$$

Из этого выражения получаем формулы для коэффициента передачи ФНЧ при $b_1 = b_2 = 0$, ФВЧ — при $b_0 = b_1 = 0$, полосового фильтра (ПФ) — при $b_0 = b_2 = 0$, режекторного фильтра (РФ) — при $b_1 = 0$. При практической реализации таких фильтров наибольшее распространение получили схемы с симметричным Т-образным мостом и многоконтурной обратной связью. Для таких фильтров модуль и аргумент коэффициента передачи имеют вид

$$|K(j\omega)| = A[\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (d^2 - 2) + \omega_0^4]^{1/2};$$

$$\varphi = B = -\arctg\left[\frac{2 - \omega/\omega_0 + (4 - d^2)^{1/2}}{d}\right] - \arctg\left[\frac{2 - \omega/\omega_0 - (4 - d^2)^{1/2}}{d_0}\right]$$

где ω — текущее значение частоты;

ω_0 — частота среза;

$d = \Delta\omega / \omega_0$ коэффициент затухания $\Delta\omega$ полоса пропускания по уровню 0,707 (-3 дБ).

Коэффициент A в формуле определяется типом фильтра: для ФНЧ $A = K_0 \omega_0^2$, для ФВЧ $A = K_0 \omega^2$, где $K_0 = 1$ — коэффициент передачи при $\omega = 0$ (для ФНЧ) и $\omega \gg \omega_0$ (для ФВЧ), фазовые углы $\varphi = B$ (для ФНЧ) и $\varphi = \pi + B$ (для ФВЧ). Пример реализации активных фильтров на базе симметричных Т-мостов показан на рис. 2.2, где на ОУ 1 выполнен ФНЧ, а на ОУ 2 — ФВЧ. Параметры ФНЧ определяются по формулам:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1/R2(C1 \cdot C2)^{1/2} = 1/10^6 (10^{-9} \cdot 5 \cdot 10^{-10})^{1/2} = \\ &= 1414,2 c^{-1} = 225,2 \text{ Гц}; d = \omega_0 R2 \cdot C1 = 2\omega_0 R2 \cdot C2 = 1414,2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-9} = 1,414 \end{aligned}$$

т.е. коэффициент передачи на частоте ω_0 будет равен $1/d = 0,707 = -3$ дБ, что должно согласовываться с результатами моделирования.

Параметры ФВЧ при $C1 = C2 = C$ определяются по формулам

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1/C(R1 \cdot R2)^{1/2} = 1/10^{-9} (10^6 \cdot 2 \cdot 10^6)^{1/2} = 707 \text{ с}^{-1} = 112,6 \text{ Гц}; d = 2(R1/R2)^{1/2} = \\ &= 2(10^6 / 2 \cdot 10^6)^{1/2} = 1,414, \end{aligned}$$

т.е. коэффициент передачи на частоте ω_0 будет равен $1/d = 0,707 = -3$ дБ. Для получения АЧХ ФВЧ (рис. 2.2) ключ Z в схеме переводится в нижнее положение; из-за дискретности установки визирной линейки оказалось невозможным установить частоту на расчетное значение ω_0 . Если при этом ключ X перевести в правое положение, то получим суммарную АЧХ последовательно включенных ФНЧ-ФВЧ. Поскольку коэффициенты передачи фильтров при этом перемножаются, а их логарифмы складываются, то указанный на (рис. 2.3, б) коэффициент передачи $-1,95$ дБ можно получить суммированием коэффициентов передачи получаемых по АЧХ на частоте 154 Гц.

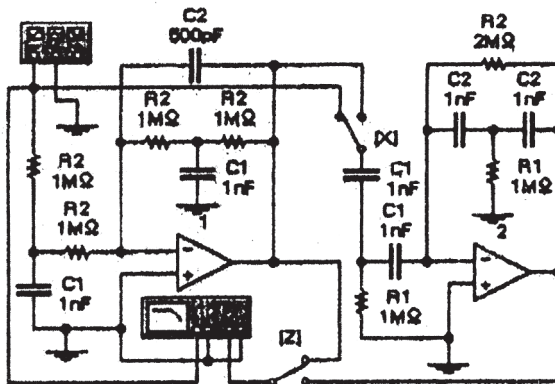
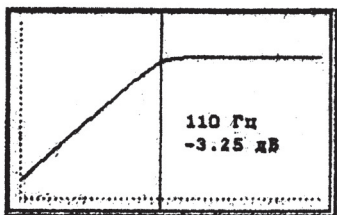
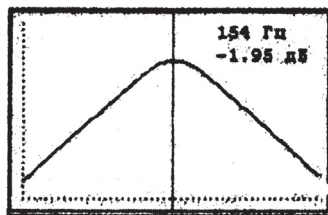


Рис. 2.2



а)



б)

Рис. 2.3. АЧХ ФНЧ (а) и суммарная АЧХ ФНЧ-ФНЧ (б)

ЗАДАНИЕ

1. Собрать схему рис. 2.2 и проверить расчетные данные для фильтров ФНЧ и ФВЧ.
2. Получить и зарисовать АЧХ ФНЧ и суммарную ФВЧ-ФНЧ.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ (ДЛИННЫЕ ЛИНИИ ИЛИ ЛИНИИ СВЯЗИ (ЛС))

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Экспериментально изучить режимы работы длинной линии.

КРАТКИЕ ПОЯСНЕНИЯ

Линии связи (ЛС) в ЕWB представлены двумя моделями: идеальной двухпроводной ЛС без потерь (рис. 3.1, а) и с потерями (рис. 3.1, б). Математическая модель ЛС с потерями состоит из набора одинаковых звеньев. Схема такого звена (сегмента) показана на (рис. 3.1, в). Первичные параметры линии имеют обозначение:

R — активное (омическое) сопротивление проводников ЛС, отнесенное к единице длины (погонное сопротивление), Ом/м; для реальных ЛС в зависимости от ее конструкции к этому сопротивлению добавляются активные сопротивления потерь, вызванные поверхностным эффектом (плотность тока у поверхности проводника больше, чем в центре), эффектом близости (эффект взаимодействия вихревых токов проводников ЛС, возникающих под действием магнитного поля проводников из-за протекающих по ним токов) и вихревыми токами, наводимыми в окружающих ЛС проводящих поверхностях (например, в металлическом экране);

L — погонная индуктивность проводников ЛС, Гн/м;

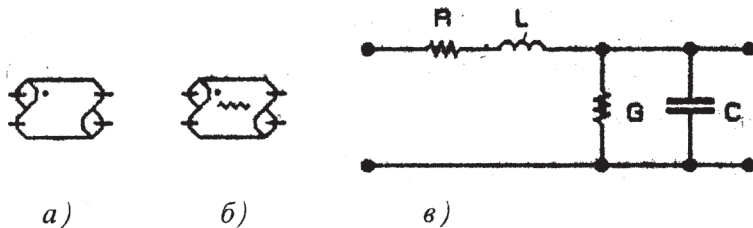


Рис. 3.1. Графические обозначения ЛС без потерь (а), с потерями (б) и звено математической модели ЛС с потерями (в)

G — погонная проводимость между проводниками ЛС, См/м; для реальных ЛС к этой проводимости добавляются проводимости, вызванные диэлектрическими потерями изоляционных материалов;

C — погонная емкость между проводниками, Ф/м.

Значения параметров ЛС в EWB 4.1 задаются с помощью диалоговых окон на рис. 3.2 и 3.3. В окне на (рис. 3.2) задаются значения параметров эквивалентной схемы на (рис. 3.1, *в*) (с индексом «t» для EWB 4.1), длину ЛС Len, м (LEN в EWB 5.0) и параметр n, определяющий количество элементарных секций в ЛС выбранной длины LEN (в EWB 5.0 этот параметр отсутствует). Параметр n может быть выбран в пределах от 1 до 128 в одном компоненте на рис. 3.1, *б*; если этого недостаточно, то последовательно включается несколько таких компонентов.

Lossy Transmission Line Model 'line1'	
Length of the Transmission Line (Len):	2
Number of Lumps (n):	1
Resistance per unit length (Rl):	0.1 Ω
Inductance per unit length (Lt):	2.54e-05 H
Capacitance per unit length (Ct):	1e-11 F
Conductance per unit length (Gt):	1e-12 mho

Рис. 3.2. Диалоговое окно установки параметров ЛС с потерями

В диалоговом окне для идеальной ($R = 0$, $G = 0$) ЛС на рис. 3.3 обозначено: Z_0 — волновое сопротивление, Ом; Td — время задержки распространения сигнала, с (параметры Z_0 и TD в EWB 5.0). Параметр n имеет аналогичное с рис. 3.2 назначение.

Выражение для волнового сопротивления наглядно получается из условия равенства энергии электрического поля конденсатора и магнитного поля индуктивности для идеальной ЛС. Это условие для амплитуд тока I_m и напряжения

U_m запишется в виде известной формулы $(I_m)^2 L/2 = (U_m)^2 C/2$, откуда волновое сопротивление

$$Z_0 = U_m / I_m = \sqrt{L/C}. \quad (3.1)$$

Время задержки сигнала при прохождении ЛС длиной L определяется формулой:

$$TD = L/c, \quad (3.2)$$

где c — скорость распространения электромагнитного поля вдоль линии, принимается равной скорости света в вакууме ($3 \cdot 10^8$ м/с).

При наличии диэлектрика скорость распространения может уменьшиться на 10...15% и более (определяется коэффициентом укорочения волны, приблизительно равно корню квадратному из диэлектрической проницаемости диэлектрика). Скорость распространения связана с параметрами ЛС следующим соотношением:

$$c = 1/\sqrt{LC}. \quad (3.3)$$

Если принять, что длина ЛС LEN измеряется в метрах и скорость распространения равна $3 \cdot 10^8$ м/с, то на основании выражения (3.3) параметры L и C необходимо выбирать из условия

$$LC = 1/c^2 \approx 11,11 \cdot 10^{-18}. \quad (3.4)$$

Только при соблюдении условия (3.4) будет однозначная связь между длиной линии в метрах, погонной емкостью в Ф/м, погонной индуктивностью в Гн/м и, как следствие — возможность сопоставления результатов моделирования с результатами приведенных ниже расчетов. С учетом последнего обстоятельства целесообразно также обеспечить условие независимости волнового сопротивления, определяемого формулой (3.1), от частоты (условие неискажающей ЛС), которое имеет следующий вид:

$$R/L = G/C. \quad (3.5)$$

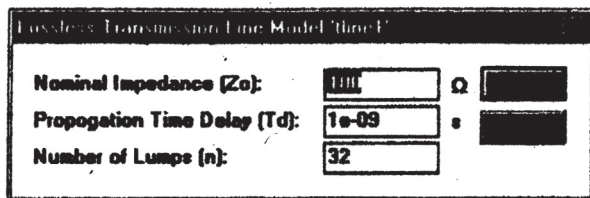


Рис. 3.3. Диалоговое окно установки параметров ЛС без потерь

Рассмотрим некоторые режимы работы ЛС.

Режим бегущей волны характерен для ЛС, на выходе которой включено активное сопротивление, равное волновому сопротивлению Z_0 . Для такого режима мгновенное значение напряжения в любой точке ЛС описывается следующим выражением:

$$U = U_i \cdot \exp(-\beta l) \cos(\omega t - \alpha l), \quad (3.6)$$

где l — расстояние от начала ЛС до точки, в которой определяется значение напряжения;

ω — частота входного сигнала U_i ;

β, α — постоянные затухания и сдвига фазы

$$\beta = \sqrt{0,5[A + B]}; \quad (3.7)$$

$$\alpha = \sqrt{0,5[A - B]}; \quad (3.8)$$

$$A = \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}; B = RG - \omega^2 LC.$$

Из формулы (3.6) видно, что амплитуда бегущей волны напряжения убывает вдоль линии по экспоненциальному закону.

Если выполняются условия $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$, то для определения постоянной затухания и сдвига фазы пользуются приближенными выражениями:

$$\beta = R/2Z_0 + GZ_0/2; \alpha = \omega\sqrt{LC}. \quad (3.9)$$

Для моделирования ЛС в режиме бегущей волны используем схему на рис. 3.4. Значения параметров ЛС LT1: $LEN = 100$ м, $R = 1$ Ом/м, $n = 100$. Задаем значением

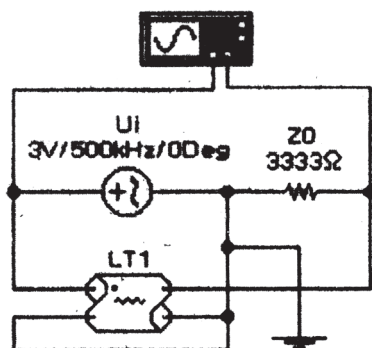


Рис. 3.4. Схема включения ЛС для испытания ее в режиме бегущей волны

$L = 11,11$ мкГн/м, после чего с помощью формул (3.4), (3.1) и (3.5) находим $C = 1$ пФ/м, $Z_0 = 3333$ Ом, $G = 10^{-7}$ См/м.

Результаты моделирования ЛС представлены в виде осциллограмм напряжения. Из них видно, что выходное напряжение опаздывает (см. правое индикаторное окно) на $T_2 - T_1 = 0,33$ мкс, что при частоте входного сигнала 500 кГц (период 2 мкс) соответствует $\alpha = 1,0362$ рад на 100 м. По формулам (3.9) получаем $\alpha = 0,1046$ рад/м и $\beta = 0,000154 - 0,00017 = 0,00032$ неп/м (непер — единица затухания, применяемая чаще всего в проводной связи и равная 8,68 дБ), т.е. расчетное значение фазовой постоянной на 100 м составляет 1,046 рад, что близко к полученному при моделировании. Из индикаторных окон видно, что амплитуда входного напряжения $U_{im} = VA1 = 4,243$ В, а выходного $U_{om} = VB2 = 4,14$ В. Согласно (3.6), расчетное значение $U_{om} = U_{im} \exp(-\beta l) = 4,11$ В, что тоже близко к полученному при моделировании.

Режим не согласованной линии характеризуется тем, что на ее выходе включено сопротивление Z , не равное волновому сопротивлению Z_0 . Наиболее ярко этот режим проявляется при разомкнутой ($Z = \infty$) или замкнутой ($Z = 0$) линии. При разомкнутой линии бегущая волна тока достигает

конца линии и заряды дальше двигаться не могут. Ток должен прекратиться. Но убывание тока создает по правилу Ленца ЭДС самоиндукции, направленную попутно с убывающим током. Появление же этой ЭДС приводит к повышению напряжения на конце линии, что в свою очередь вызывает движение зарядов в обратном направлении.

Следовательно, дойдя до разомкнутого конца линии, волны вынуждены двигаться в обратном направлении. Это явление называется отражением волны от конца линии. Энергия отраженных волн возвращается к началу линии. Электрические заряды прямой и обратной волн у конца провода складываются, в результате чего в этом месте в каждый момент времени получается удвоенное напряжение.

Для характеристики линии в рассматриваемом режиме используется коэффициент отражения:

$$p = (Z - Z_0)/(Z + Z_0). \quad (3.10)$$

При $Z = Z_0$, коэффициент $p = 0$ и в линии наступает режим бегущей волны. При разомкнутой линии $Z = \infty$ и $p = 1$. При этом в конце линии амплитуды напряжения и тока определяются выражениями:

$$U_m = U_n(1+p) = 2U_n; \quad I_m = I_n(1-p) = 0.$$

Следовательно, при разомкнутой линии ток в ее конце равен нулю, а амплитуда напряжения равна двойной амплитуде падающей волны U_n . При этом падающие и отраженные волны напряжения имеют одинаковую фазу, а волны тока — противоположную.

При замкнутой линии $Z = 0$ и, как следует из (3.10), $p = -1$. При этом в конце линии амплитуды напряжения и тока определяются выражениями:

$$U_m = U_n(1+p) = 0; \quad I_m = I_n(1-p) = 2I_n.$$

Следовательно, при замкнутой линии напряжение в ее конце равно нулю, а амплитуда тока равна двойной амплитуде падающей волны I_n . При этом падающие и отраженные волны тока имеют одинаковую фазу, а волны напряжения — противоположную.

Наиболее просто моделируется режим разомкнутой линии. Для этого достаточно удалить сопротивление Z_0 в схеме на рис. 3.4, уменьшить до минимума потери (установлено $R = 0,001 \text{ Ом/м}$, $G = 10^{-12} \text{ См/м}$) и изменить частоту входного сигнала таким образом, чтобы на длине линии LEN укладывалось целое число длин волн. Выберем длину волны 50 м , что соответствует частоте входного сигнала $3 \cdot 10^8 / 50 = 6 \text{ МГц}$. При этом результаты моделирования для этого случая будут показаны в новом диалоговом окне, откуда видно, что при входном напряжении $U_i = U_n = \text{Val} = 4,24 \text{ В}$ напряжение в конце линии $U = VB2 = 8,44 \text{ В}$, что близко к ожидаемому. Видно также, что отраженная волна опаздывает от падающей на $T2 - T1 = 1,8 \text{ нс}$, что составляет около $0,067 \text{ рад}$ ($3,84^\circ$), что объясняется несовершенством модели и погрешностью моделирования.

ЗАДАНИЕ И КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Для каких целей используются линии связи?
2. Какими эквивалентными параметрами характеризуются линии связи?
3. Проведите расчеты постоянной затухания и фазы по формулам и сравните результаты с полученными по приближенным формулам.
4. Рассчитайте время задержки по формуле и сравните полученный результат с результатами моделирования.
5. Проведите моделирование схемы на рис. 3.4 при $R=10 \text{ Ом/м}$ и при выполнении условия неискажающей линии. Результаты моделирования сравните с расчетными.
6. Проведите исследование схемы на рис. 3.4 в режиме холостого хода (при разомкнутой ЛС) при частоте входного сигнала 3 МГц . Сколько длин волн укладывается в этом случае на всей длине линии?
7. Проведите исследование схемы на рис. 3.4 в режиме холостого хода при частоте входного сигнала 2 МГц . Объясните, почему отраженные волны имеют форму, напоминающую амплитудно-модулированные колебания?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

ИЗУЧЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Экспериментально определить форму сигналов на выходе дифференцирующей цепи. Для различной постоянной времени цепи и длительности сигнала.

ЗАДАНИЕ

Экспериментально получить кривые выходного напряжения при входном напряжении прямоугольной формы для цепей, у которых $t \ll T$, $\tau \approx T$ и $t \gg T$. Сравнить дифференцирующие цепи, собранные на пассивных и активных элементах.

В задачах данного раздела требуется найти выходное напряжение при воздействии на схему одиночным импульсом.

Необходимо рассмотреть переходный процесс на двух временных интервалах: интервале импульса и интервале паузы после окончания импульса.

На каждом из этих интервалов необходимо найти временную зависимость тока входной цепи. Этот ток протекает через резистор в цепи обратной связи и создаёт на нём падение напряжения, которое без учета знака и является выходным напряжением схемы.

Пример решения задачи:

Файл c11_105

Дано:

Положительный импульс прямоугольной формы, амплитудой 5 В, длительностью 1 мс, подан на вход схемы. По окончании импульса напряжение на входе схемы равно нулю.

Найти:

Напряжение $u(t)$ на выходе.

Расчет

Введем обозначения: $i_{\text{вх}}$ — входной ток, $u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение, $t = R_1 C$ — постоянная времени входной цепи, $U_c(t)$ — напряжение на конденсаторе.

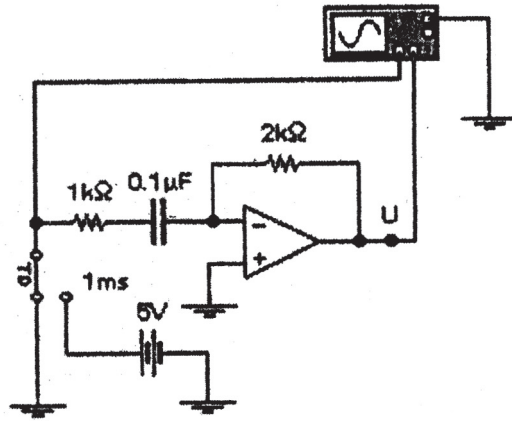


Рис. 4.1

1). Рассмотрим интервал импульса: $0 < t < t_H$.

$$i_{BX} = \frac{5B}{1k} \cdot e^{-t/\tau} = 5mA \cdot e^{-t/\tau}$$

$$\tau = 1k \cdot 0,1\mu\text{кФ} = 0,1\text{мс.}$$

$$u_{ВЫХ} = -2k \cdot i_{BX} = -10 \cdot e^{-t/\tau} \text{ В.}$$

$$U_C(t_H) = (5B) \cdot (1 - e^{-t_H/\tau}) \cong 5B, \text{ так как } t_H > 3\tau$$

т.е. конденсатор зарядится за время t_H до величины близкой к амплитуде импульса.

2). Рассмотрим временной интервал после прохождения импульса $-t > t_H$.

$$i_{BX} = \frac{U_C(t_H)}{1k} \cdot e^{-(t-t_H)/\tau} = 5mA \cdot e^{-(t-t_H)/\tau}$$

$$u_{ВЫХ} = -2k \cdot i_{BX} = 10 \cdot e^{-(t-t_H)/\tau}$$

Ответ: В интервале $0 < t < t_H$: $u_{ВЫХ} = -10 \cdot e^{-t/\tau}$, в интервале $t > t_H$: $u_{ВЫХ} = 10 \cdot e^{-(t-t_H)/\tau}$, $t_H = 1 \text{ мс}$, $\tau = 0,1 \text{ мс}$.

КРАТКИЕ ПОЯСНЕНИЯ

Дифференцирующим называются четырехполюсники, напряжение на выходе которых пропорционально производной по времени от напряжения на входе, т.е. четырехполюсники, в которых выполняются условия

$$u_2(t) \sim \frac{d}{dt}[u_1(t)].$$

В качестве дифференцирующего элемента в таких цепях удобно использовать конденсатор, поскольку мгновенные значения напряжения и ток в нем связаны соотношением $i = C(du_c/dt)$. Следовательно, если собрать цепь, в которой выходное напряжение $u_2(t)$ пропорционально току $i(t)$ текущему через конденсатор, то она будет дифференцирующей. Чтобы выходное напряжение было пропорционально току, его следует снимать с резистора, включенного последовательно с конденсатором (рис. 4). В этом случае форма выходного напряжения повторяет форму тока в цепи. Однако наличие резистора нарушает соотношение

$$u_2(t) \sim \frac{d}{dt}[u_1(t)],$$

поскольку в этом случае напряжение на конденсаторе отличается от входного напряжения u_1 на значение выходного напряжения u_2 . Ток в цепи оказывается пропорциональным производной по времени не от входного напряжения, а от разности между входным и выходным напряжениями. Чем

больше сопротивление R , а следовательно, и выходное напряжение u_2 , тем сильнее форма выходного напряжения отличается от производной входного напряжения по времени. Цепь, показанная на рис. 4.2, близка к дифференцирующей при $u_2(t) \ll u_1(t)$, поскольку только в этом случае

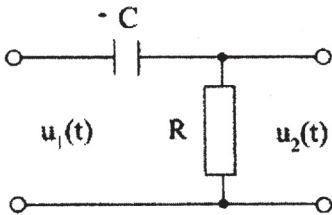


Рис. 4.2

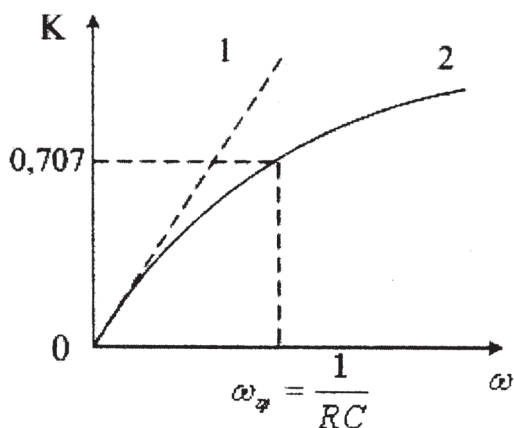


Рис. 4.3

$u_c(t) \approx u_1(t)$. Так как в данной цепи $i = C(du_c/dt)$, то $u_2(t) = Ri = RC(du_c/dt) \approx RC(du_1/dt) = \tau(du_1/dt)$. Таким образом, дифференцирующей является цепь вида рис. 4.2 при малом коэффициенте передачи.

Теоретически такая цепь является точно дифференцирующей только при коэффициенте передачи, равном 0. По мере увеличения сопротивления R коэффициент передачи возрастает, а форма выходного напряжения $u_2(t)$ все больше становится отличной от значений du_1/dt , все более приближаясь к форме входного напряжения $u_1(t)$. При $u_2(t) \approx u_1(t)$ цепь из дифференцирующей превращается в делительную. Таким образом, дифференцирующими являются цепи, в которых $K \ll 1$ или $R \ll X_C$, или $\tau \ll T$, где τ — постоянная времени цепи, T — период (для периодических) или длительность (для непериодических) сигналов. Несмотря на то, что получить идеальное дифференцирование не представляется возможным, дифференцирующие цепи, собранные на пассивных RC-элементах широко используются на практике. Подобные цепи применяют чаще всего для получения узких коротких импульсов с крутыми фронтами. Кроме того, определить условие, при котором четырехполюс-

ник является дифференцирующим, можно и из следующих соображений. Операция дифференцирования по времени в комплексной форме соответствует умножению на множитель $j\omega$, поэтому дифференцирующим будет любой четырехполюсник, для которого выполняется условие $\dot{U}_2 \sim j\omega U_1$, т.е. передаточная функция цепи пропорциональна частоте. Передаточная АЧХ идеального дифференцирующего четырехполюсника представляет собой прямую 1, проходящую через начало координат (рис. 4.3). Комплексная передаточная функция цепи рис. 4.2 определяется из уравнения

$$\underline{H} = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC},$$

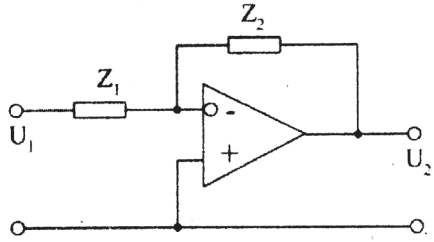
кривая модуля которого 2 также показана на рис. 4.2. Если выполняется условие $\omega RC \ll 1$, то вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь. В этом случае $\underline{H} = j\omega RC$, т.е. выполняется условие дифференцирования: Из приведенных соотношений следует, что цепь является практически: дифференцирующей при выполнении условий $R \ll 1/\omega C$, или что одно и то же, при $\omega \ll 1/RC = 1/\tau$.

Предельной частотой, при которой цепь еще можно приближенно принимать за дифференцирующую, считают граничную частоту цепи $\omega_{гр} = 1/RC$. Малый коэффициент передачи является серьезным недостатком пассивной дифференцирующей цепи. От этого недостатка свободна активная дифференцирующая цепь.

Комплексный коэффициент передачи такой цепи $\underline{K} = \underline{Z}_2 / \underline{Z}_1$. Если в качестве элемента \underline{Z}_1 включить конденсатор емкостью C , а в качестве элемента \underline{Z}_2 — резистор сопротивлением R , то схема приобретает вид рис. 4.4, б. Комплексное выражение передаточной функции для этого случая $\underline{H} = R/(1/j\omega C) = j\omega RC$.

Но всякая цепь, передаточная функция которой пропорциональна частоте, представляет дифференцирующую цепь. Если в пассивной дифференцирующей цепи

a)



б)

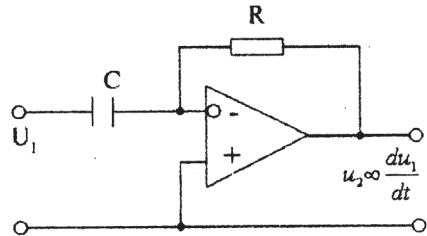


Рис. 4.4

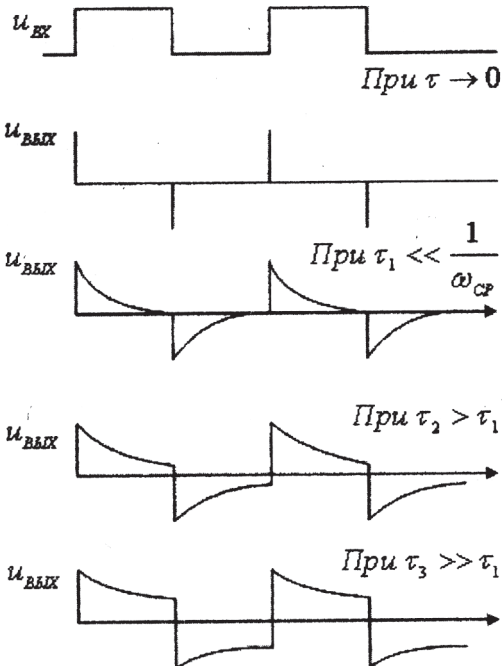


Рис. 4.5

коэффициент передачи много меньше единицы, то в активной цепи он может быть либо близким к единице, либо даже больше единицы при одинаковом качестве дифференцирования.

ЗАДАНИЕ

1. Рассчитать сопротивление конденсатора C_n на частоте $f = 2$ кГц. (Емкость конденсатора C_n приближенно можно принимать за 250 нФ.)

2. Выбрать сопротивление R , которое в 5 ... 10 раз меньше сопротивления X_C , полученного в п. 1, рассчитать модуль коэффициента передачи на этой частоте.

3. Нарисовать кривые напряжения на выходе дифференцирующей цепи, если входное напряжение имеет форму: а) синусоидальную; б) треугольную; в) прямоугольную.

По результатам расчета можно построить временные зависимости входного и выходного напряжений, которые удобно сравнивать с экспериментальными результатами (рис. 4.6).

Экспериментальная проверка результатов расчета.

Качественное совпадение экспериментальных и расчетных результатов заметно при сравнении рис. 4.6 и 4.7, на которых представлены осциллограммы входного и выходного напряжений схемы. Если перевести осциллограф в расширенную модификацию нажатием кнопки Zoom, то можно проверить и количественное совпадение.

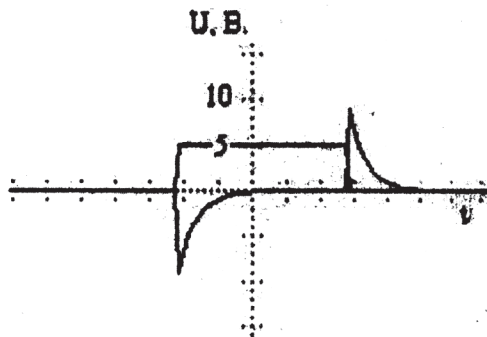


Рис. 4.6

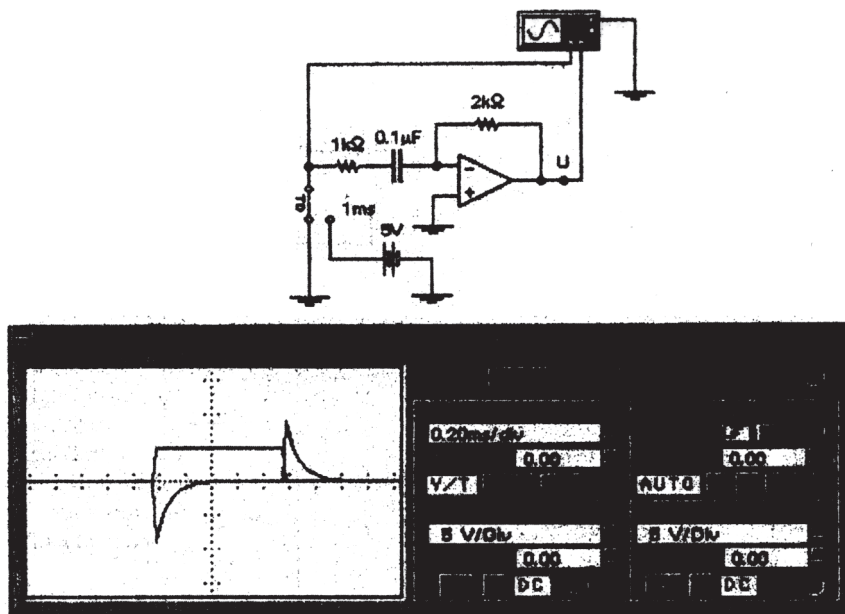


Рис. 4.7

Вопросы для самопроверки для допуска к выполнению лабораторной работы

1. Какие цепи называют дифференцирующими?
2. Нарисуйте схему пассивной дифференцирующей RC-цепи.
3. Нарисуйте кривые напряжения на выходе дифференцирующей цепи, если напряжение на входе имеет форму: а) синусоидальную; б) треугольную; г) прямоугольную.
4. Как изменятся кривые выходного напряжения по условиям вопроса 3 при увеличении сопротивления R?
5. Как определить диапазон частот, в котором цепь является практически дифференцирующей?
6. Нарисуйте схему дифференцирующей ARC-цепи.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Попов В.П. Основы теории цепей. — М.: Высшая школа, 2000.
2. Каллер М.Я. Теория линейных электрических цепей. — М.: Высшая школа, 1973.
3. Прянишников В.А. Теоретические основы электротехники(курс лекций). — СПб.: Корона принт, 2000.
4. Щербаков В.И., Грездов Г.Н. Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник. — Киров: Техника, 1983.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Ч. 1 и 2. — М.: Сов. радио, 1967.

Канд. техн. наук, доц. ПАНКОВ Ю.Н.

ТЕОРИЯ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Методические указания
к выполнению лабораторных работ

Компьютерная верстка *Н.Ф. Цыганова*

допечатка

Тип. зак.	295	Изд. зак. 313	Тираж 200 экз.
Подписано в печать 18.08.03		Гарнитура Times.	Офсет
Усл. печ. л. 2			Формат 60x90 ^{1/16}

Издательский центр
Информационно-методического управления РОАТ,
125993, Москва, Часовая ул., 22/2

Участок оперативной печати
Информационно-методического управления РОАТ,
125993, Москва, Часовая ул., 22/2

