

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра теоретических основ электротехники

В.Б. Беляков, И.Л. Свито, Л.Ю. Шилин

Лабораторный практикум

по курсу

«Проектирование электрических цепей на ПЭВМ»
для студентов специальности 53 01 03 всех форм обучения БГУИР

Минск 2002

УДК 621.3 (075)
ББК 31.211я 73
Б 43

Беляков В.Б.

Б 43 Лабораторный практикум по курсу «Проектирование электрических цепей на ПЭВМ» для студентов специальности 53 01 03 всех форм обучения БГУИР / В.Б. Беляков, И.Л. Свито, Л.Ю. Шилин. —Мн.: БГУИР, 2002. — 64 с.: ил.

ISBN 985-444-436-8

Содержатся основные положения и принципы расчета электрических цепей. Рассмотрены математические модели основных элементов электрических цепей. Моделирование производится с помощью пакета прикладных программ PSPICE.

УДК 621.3 (075)
ББК 31.211 я 73

ISBN 985-444-436-8

© В.Б. Беляков, И.Л. Свито,
Л.Ю. Шилин, 2002
© БГУИР, 2002

СОДЕРЖАНИЕ

Введение

Часть 1. Лабораторная работа № 1. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ЯВЛЕНИЙ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Лабораторная работа № 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ ТИПА «к»

Лабораторная работа № 3. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Лабораторная работа № 4. СХЕМЫ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Часть 2. ПРОГРАММА МАШИННОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ PSPICE

Библиотека БГУИР

ВВЕДЕНИЕ

Программа машинного анализа электрических схем PSPICE представляет собой универсальное средство машинного моделирования электронных схем, обладающее широкими функциональными возможностями. Она позволяет проводить анализ электронных схем по постоянному току, рассчитать переходные процессы, нелинейные искажения и шумы, исследовать линеаризованные модели устройств на переменном токе.

Анализируемая схема может содержать резисторы, конденсаторы, индуктивности, взаимные индуктивности, независимые и управляемые источники тока и напряжения, линии с распределенными параметрами, диоды, биполярные транзисторы, полевые транзисторы как с р-п-переходом, так и изготовленные по технологии металл-окисел-полупроводник (МОП-транзисторы).

ЧАСТЬ 1

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ЯВЛЕНИЙ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Целью работы является изучение свойств, методов расчетов, моделирование и экспериментальное исследование частотных характеристик при резонансных явлениях в электрических цепях.

Основные теоретические положения

Резонансом называется процесс вынужденных колебаний с такой частотой, при которой интенсивность колебаний максимальна. В пассивной электрической цепи, содержащей катушки индуктивности и конденсаторы, резонансом называется такой режим, при котором ее входное реактивное сопротивление или ее входная реактивная проводимость равны нулю. При резонансе ток на входе цепи, если он отличен от нуля, совпадает по фазе с напряжением.

Резонанс при последовательном соединении R , L и C . Резонанс напряжений возможен в цепи или участке цепи, содержащей последовательно соединенные индуктивность и емкость.

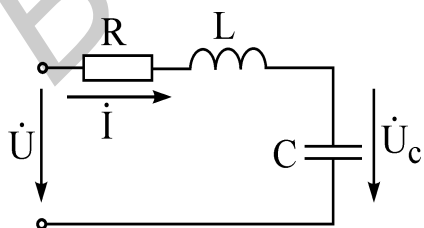


Рис. 1.1

Цепь схемы (рис. 1.1) называют последовательным колебательным контуром. Входное комплексное сопротивление последовательного контура:

$$Z(j\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX = Ze^{j\varphi}, \quad (1.1)$$

где $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ — реактивное сопротивление

контура;

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \text{ — полное сопротивление контура;}$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \text{ — сдвиг фаз между напряжением и током.}$$

Условие резонанса напряжений:

$$X = 0 \text{ или } \omega L = \frac{1}{\omega C}. \quad (1.2)$$

Угловая резонансная частота:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.3)$$

При резонансе напряжений применяются следующие соотношения и формулы:

характеристическое сопротивление контура — сопротивление каждого из реактивных элементов при резонансе

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (1.4)$$

добротность контура

$$Q = \frac{\rho}{R}, \quad (1.5)$$

затухание контура

$$d = \frac{1}{Q}. \quad (1.6)$$

При резонансе напряжений ток в контуре:

$$I_0 = \frac{U}{R}, \quad (1.7)$$

а напряжение на индуктивности равно напряжению на емкости:

$$U_{L0} = U_{C0} = I_0 \rho = U Q = \frac{U}{d}. \quad (1.8)$$

Абсолютная расстройка:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0 \text{ или } \Delta f = f - f_0. \quad (1.9)$$

Относительная расстройка:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (1.10)$$

Обобщенная расстройка:

$$\xi = \frac{X}{R} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \operatorname{tg} \varphi. \quad (1.11)$$

Зависимость комплексного тока в контуре от обобщенной расстройки:

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}}{Z(j\omega)} = \frac{\dot{U}}{R(1+j\xi)} = \frac{Ue^{-j\varphi}}{R\sqrt{1+\xi^2}} = \frac{Ue^{-j\varphi}}{Z}, \quad (1.12)$$

где $Z(j\omega) = R + jX = R + j\xi R$ — комплексное полное сопротивление;

$$\left. \begin{aligned} Z = R\sqrt{1+\xi^2} & \text{ — модуль полного сопротивления;} \\ \varphi = \operatorname{arctg} \xi & \text{ — сдвиг фаз между напряжением и током.} \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

Уравнение резонансной кривой тока есть отношение модуля тока при любой частоте к току при резонансной частоте (при неизменных значениях напряжения и параметров цепи):

$$k_I = \frac{I}{I_0} = \left| \frac{1}{1+j\xi} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2}}. \quad (1.14)$$

Уравнение фазовой характеристики:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \xi = \operatorname{arctg} \frac{X}{R} = \operatorname{arctg} Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (1.15)$$

Комплексные коэффициенты передачи по напряжению:

$$\left. \begin{aligned} K_C(j\omega) &= \frac{\dot{U}_C}{\dot{U}} = j \frac{\omega_0}{\omega} \frac{Q}{1+j\xi}; \\ K_L(j\omega) &= \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}} = j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{Q}{1+j\xi}. \end{aligned} \right\} \quad (1.15, a)$$

При небольших расстройках формулы (1.11)–(1.15) имеют вид:

$$\xi = \frac{X}{R} \approx 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}; \quad X = 2\rho \frac{\Delta\omega}{\omega_0}; \quad (1.11, a)$$

$$\dot{i} \approx \frac{\dot{U}}{R \left(1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)} = \frac{\dot{U}e^{j\varphi}}{R \sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}}; \quad (1.12, a)$$

$$Z \approx R \sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}; \quad \varphi \approx \operatorname{arctg} 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}; \quad (1.13, a)$$

$$k_I = \frac{I}{I_0} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}; \quad (1.14, a)$$

$$K_C(j\omega) = \frac{\dot{U}_C}{\dot{U}} \approx -j \frac{Q}{1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}; \quad K_L(j\omega) = \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}} \approx j \frac{Q}{1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}. \quad (1.15, б)$$

При использовании приближенного равенства (1.11, а) расчеты по формулам (1.12, а)–(1.15, б) дают относительную ошибку, которая может быть определена по формуле

$$\delta = -\frac{\Delta\omega}{2\omega_0}. \quad (1.16)$$

Полоса пропускания определяется из условия, что ток на частотах f_1 и f_2 , соответствующих границе полосы пропускания, уменьшается в $\sqrt{2}$.

Абсолютное и относительное значения полосы пропускания определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} S_a &= f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q} \\ S_o &= \frac{S_a}{f_0} = \frac{1}{Q} \end{aligned} \right\}. \quad (1.17)$$

Резонанс токов может быть в цепи, содержащей параллельно соединенные индуктивности и емкости.

Резонанс токов для цепи с потерями энергии в обеих ветвях. Цепь (рис. 1.2) называют простым параллельным колебательным контуром.

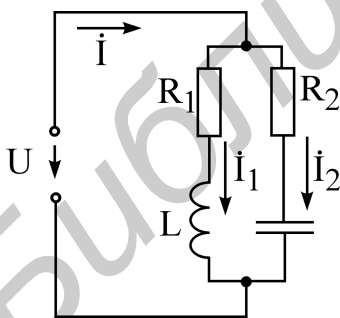


Рис. 1.2

Условие резонанса:

$$b_1 = -b_2 \quad \text{или} \quad \frac{\omega L}{R_1^2 + (\omega L)^2} = \frac{1}{R_2^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}. \quad (1.18)$$

Угловая резонансная частота:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{\rho^2 - R_1^2}{\rho^2 - R_2^2}}, \quad (1.19)$$

где характеристическое сопротивление

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.20)$$

Сопротивление параллельного контура при резонансе:

$$Z_P = R_P = \frac{R_1 R_2 + \rho^2}{R_1 + R_2}. \quad (1.21)$$

Добротность контура:

$$Q = \frac{\rho}{R_1 + R_2}. \quad (1.22)$$

Ток в неразветвленной части цепи при резонансе:

$$I_P = \frac{U}{R_P}. \quad (1.23)$$

Частные случаи резонанса токов в цепи (см. рис. 1.2).

Цепь не имеет потерь ($R_1 = R_2 = 0$).

Условие резонанса:

$$\frac{1}{\omega_P L} = \omega_P C. \quad (1.18,а)$$

Угловая резонансная частота:

$$\omega_P = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.19,а)$$

Сопротивление контура при резонансе:

$$Z_P = \infty. \quad (1.21,а)$$

Для добротного контура $Q \gg 1$ (рис. 1.2 и 1.3), т.е. при малых потерях, можно считать, что

$$\omega_P \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.19,б)$$

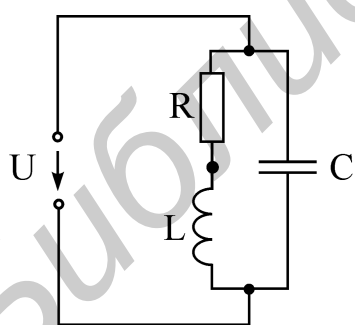


Рис. 1.3

Сопротивление этого контура при резонансе:

$$R_P = \frac{\rho^2}{R_1 + R_2} = \frac{\rho^2}{R} = Q^2 R = \frac{L}{RC}, \quad (1.21,б)$$

где $R = R_1 + R_2$.

Токи в каждой из ветвей при резонансе примерно одинаковы ($I_{1P} \approx I_{2P}$) и каждый из них больше тока в неразветвленной части цепи I_P в Q раз:

$$\frac{I_{1P}}{I_P} \approx \frac{I_{2P}}{I_P} \approx Q. \quad (1.24)$$

Мощность, выделяемая в параллельном контуре при резонансе:

$$P_P = I_P^2 R_P = I_{1P}^2 R_1 + I_{2P}^2 R_2. \quad (1.25)$$

Подключение простого параллельного контура к генератору напряжения с ЭДС

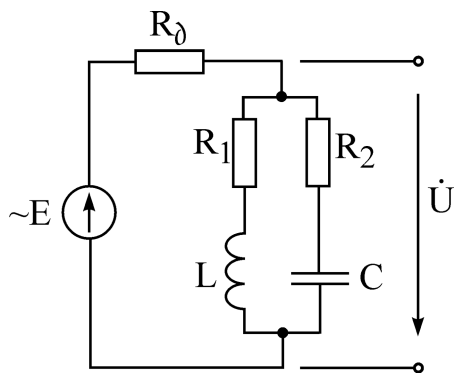


Рис. 1.4

и внутренним сопротивлением R_δ показано на рис. 1.4.

Ток в неразветвленной части цепи и напряжение на параллельном контуре \dot{U} при любой частоте определяются по формулам:

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{R_\delta + Z}; \quad \dot{U} = \frac{\dot{E}Z}{R_\delta + Z}, \quad (1.26)$$

при резонансе

$$\dot{I}_P = \frac{\dot{E}}{R_\delta + R_P}; \quad \dot{U}_P = \frac{\dot{E}Z}{R_\delta + R_P}. \quad (1.27)$$

Отношение этих напряжений:

$$\frac{\dot{U}}{\dot{U}_P} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q_\Sigma\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]^2}} e^{-j\varphi_\Sigma}, \quad (1.28)$$

где эквивалентная (приведенная) добротность:

$$Q_\Sigma = \frac{Q}{1 + \frac{R_P}{R_\delta}}, \quad (1.29)$$

а угол сдвига фаз напряжения на контуре при любой частоте к тому же напряжению при резонансе:

$$\varphi_\Sigma = \arctg Q_\Sigma \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (1.30)$$

Полоса пропускания определяется из условия, что $\frac{U}{U_P} = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Абсолютная и относительная полосы пропускания:

$$S_{AU} = f_2 - f_1 = \frac{f_P}{Q_\Sigma}; \quad (1.31)$$

$$S_{OU} = \frac{S_{AU}}{f_P} = \frac{1}{Q_\Sigma}. \quad (1.32)$$

Комплексный коэффициент передачи по напряжению — отношение комплексного напряжения на параллельном контуре к ЭДС генератора на любой частоте:

$$K_U(j\omega) = \frac{\dot{U}}{\dot{E}} = \frac{Q_\Sigma \frac{\rho}{R_\delta}}{1 + jQ_\Sigma \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}, \quad (1.33)$$

при резонансе

$$K_{UP} = k_{UP} = Q_{\mathcal{E}} \frac{\rho}{R_0}. \quad (1.34)$$

Их отношение

$$\frac{K_U}{K_{UP}} = \frac{1}{1 + jQ_{\mathcal{E}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}. \quad (1.35)$$

Резонанс в сложном параллельном контуре (рис. 1.5). Для добротных контуров, у которых $R_1 \ll |X_1| = \left| \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right|$, $R_2 \ll |X_2| = \left| \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right|$, полное сопротивление определяется по приближенной формуле

$$Z = \frac{-X_1 X_2}{R + jX} = -\frac{RX_1 X_2}{R^2 + X^2} + j \frac{XX_1 X_2}{R^2 + X^2} = R_{\mathcal{E}} + jX_{\mathcal{E}}, \quad (1.36)$$

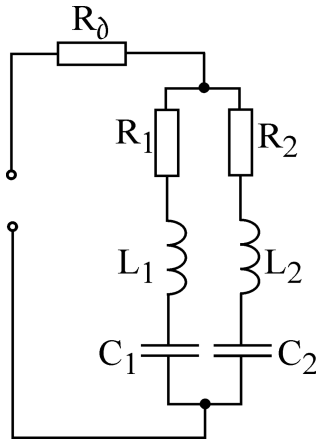


Рис. 1.5

где $R = R_1 + R_2$; $X = X_1 + X_2$; $R_{\mathcal{E}} = -\frac{RX_1 X_2}{R^2 + X^2}$;

$$X_{\mathcal{E}} = \frac{XX_1 X_2}{R^2 + X^2}.$$

Условие резонанса токов (приближенное):

$$X_1 \approx -X_2 \text{ или } \omega_P L_1 - \frac{1}{\omega_P C_1} \approx \frac{1}{\omega_P C_2} - \omega_P L_2, \quad (1.37)$$

отсюда угловая резонансная частота:

$$\omega_P \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (1.38)$$

где $L = L_1 + L_2$ — полная индуктивность контура;

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \text{ — полная емкость контура.}$$

Добротность сложного контура:

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{\omega_P L}{R_1 + R_2} = \frac{\omega_P L}{R} = \frac{1}{\omega_P C R}, \quad (1.39)$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, $R = R_1 + R_2$.

Полное сопротивление контура при резонансе определяется реактивным сопротивлением каждой из ветвей:

$$R_P = \frac{X_1^2}{R} = \frac{X_2^2}{R}, \quad (1.40)$$

где $R = R_1 + R_2$.

Если коэффициенты включения обозначить $m_L = \frac{L_1}{L}$, $m_C = \frac{C}{C_1}$, то полное сопротивление контура при резонансе:

$$R_P = Q^2 R(m_L - m_C)^2. \quad (1.41)$$

Эта формула показывает возможность изменения величины R_P в широких пределах при данных L и C путем их перераспределения по ветвям при неизменной частоте резонанса токов.

Индуктивно связанные резонансные контуры (рис. 1.6). Собственное комплексное сопротивление первого контура $Z_1 = R_1 + jX_1$, где $X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$ — реактивное сопротивление первого контура. Собственное комплексное сопротивление второго контура $Z_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$. Комплексное сопротивление связи $Z_{12} = j\omega M = jX_{12}$. Степень индуктивной связи двух элементов цепи характеризуется коэффициентом связи

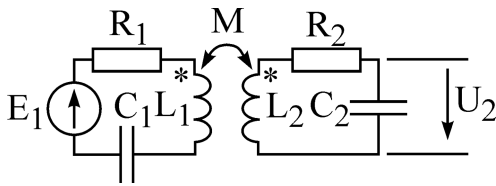


Рис. 1.6

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

где M — взаимная индуктивность элементов цепи;
 L_1, L_2 — индуктивности элементов цепи.

Действующие значения токов в связанных контурах:

$$I_1 = \frac{E_1}{\sqrt{(R_1 + R_{вн1})^2 + (X_1 + X_{вн1})^2}} = \frac{E_1 \frac{Z_2}{Z_1}}{\sqrt{(R_2 + R_{вн2})^2 + (X_2 + X_{вн2})^2}}; \quad (1.42)$$

$$I_2 = \frac{E_1 \frac{X_{12}}{Z_2}}{\sqrt{(R_1 + R_{вн1})^2 + (X_1 + X_{вн1})^2}} = \frac{E_1 \frac{X_{12}}{Z_1}}{\sqrt{(R_2 + R_{вн2})^2 + (X_2 + X_{вн2})^2}}, \quad (1.43)$$

где $R_{вн1} = \frac{X_{12}^2}{Z_2^2} R_2$ — вносимое активное сопротивление в первый контур;

$X_{вн1} = \frac{X_{12}^2}{Z_2^2} X_2$ — вносимое реактивное сопротивление в первый контур;

$R_{вн2} = \frac{X_{12}^2}{Z_1^2} R_1$ — вносимое активное сопротивление во второй контур;

$X_{вн2} = \frac{X_{12}^2}{Z_1^2} X_1$ — вносимое реактивное сопротивление во второй контур.

Резонансы в связанных контурах (см. рис. 1.6):

1. Первый частный резонанс достигается при изменении параметров первого контура при неизменных параметрах второго контура и постоянном коэффициенте связи k . Условие этого резонанса:

$$X_{1\varnothing} = X_1 + X_{вн1} = X_1 - \frac{X_{12}^2}{Z_2^2} X_2 = 0, \quad (1.44)$$

при этом вторичный ток достигает максимального значения:

$$I_{2 \text{ MAX}} = \frac{E_1 X_{12}}{Z_2 (R_1 + R_{вн1})}. \quad (1.45)$$

2. Второй частный резонанс получается подбором параметров второго контура при неизменных параметрах первого контура и постоянном k . Этот резонанс имеет место при

$$X_{2\varnothing} = X_2 + X_{вн2} = X_2 - \frac{X_{12}^2}{Z_1^2} X_1 = 0. \quad (1.46)$$

В этом случае ток во вторичном контуре достигает максимума, равного

$$I_{2 \text{ MAX}} = \frac{E_1 X_{12}}{Z_1 (R_2 + R_{вн2})}. \quad (1.47)$$

3. Сложный резонанс достигается одновременным изменением параметров одного из контуров и подбором оптимального коэффициента связи k .

При настройке изменением элементов первого контура должно соблюдаться условие (1.44), оптимальное значение сопротивления связи

$$X_{12 \text{ ОПТ}}^I = Z_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \quad (1.48)$$

При настройке вариацией параметров второго контура должно соблюдаться условие (1.46), оптимальному коэффициенту связи соответствует сопротивление связи

$$X_{12 \text{ ОПТ}}^{II} = Z_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}. \quad (1.49)$$

В этих случаях ток во вторичном контуре достигает максимально возможного значения («максимум-максимум»), равного:

$$I_{2 \text{ MAXMAX}} = \frac{E_1}{2\sqrt{R_1 R_2}}. \quad (1.50)$$

4. Полный резонанс имеет место при резонансной настройке порознь каждого из контуров:

$$X_1 = 0, \quad X_2 = 0 \quad (1.51)$$

и при подборе оптимальной связи между контурами $k_{\text{ОПТ}} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$, которой соответствует сопротивление связи:

$$X_{12 \text{ ОПТ}} = \sqrt{R_1 R_2}. \quad (1.52)$$

При полном резонансе вторичный ток имеет такое же значение, как и при сложном резонансе.

Резонансные характеристики связанных контуров. Входное сопротивление системы связанных контуров (см. рис. 1.6) определяется формулой:

$$Z(j\omega) = R_1 + \frac{X_{12}^2}{Z_2^2} R_2 + j \left(X_1 - \frac{X_{12}^2}{Z_2^2} X_2 \right). \quad (1.53)$$

Если собственные резонансные частоты контуров ω_{01} и ω_{02} между собой близки и при их небольших расстройках относительно частоты источника ω ($\Delta\omega = \omega - \omega_{01} \ll \omega_{01}$ и $\Delta\omega_2 = \omega - \omega_{02} \ll \omega_{02}$) входное сопротивление системы связанных контуров

$$Z(j\omega) = R_{1\text{Э}} + jX_{1\text{Э}} \approx R_1 \left(1 + \frac{P_{\text{св}}^2}{1 + \xi_2^2} \right) + j\xi_1 R_1 \left(1 - \frac{P_{\text{св}}^2}{1 + \xi_2^2} \frac{\xi_2^2}{\xi_1} \right), \quad (1.54)$$

где $\xi_1 = \frac{X_1}{R_1} \approx 2Q_1 \frac{\Delta\omega_1}{\omega_{01}}$ — обобщенная расстройка первого контура;

$\xi_2 = \frac{X_2}{R_2} \approx 2Q_2 \frac{\Delta\omega_2}{\omega_{02}}$ — обобщенная расстройка второго контура;

$P_{\text{св}} = \frac{X_{12}}{\sqrt{R_1 R_2}}$ — фактор связи.

Действующее значение вторичного тока и модуль коэффициента передачи (амплитудно-частотная характеристика) при одинаковых резонансных частотах определяются выражениями:

$$I_2 = \frac{E_1 P_{\text{св}}}{\sqrt{R_1 R_2} \sqrt{(P_{\text{св}}^2 + 1 - \xi_1 \xi_2)^2 + (\xi_1 + \xi_2)^2}}; \quad (1.55)$$

$$K_U = \frac{U_2}{E_1} = \frac{P_{\text{св}}}{\omega C_2 \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{(P_{\text{св}}^2 + 1 - \xi_1 \xi_2)^2 + (\xi_1 + \xi_2)^2}}. \quad (1.56)$$

При настройке порознь каждого из контуров на одну и ту же частоту, т.е.

$$\text{когда} \quad \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \omega_{01} = \omega_0 = \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}},$$

различают следующие случаи связи:

- а) сильную ($k > k_{KP}$);
- б) критическую ($k = k_{KP}$);
- в) слабую ($k < k_{KP}$).

Критической связи соответствует значение

$$k = k_{KP} = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2}{2}}, \quad (1.57)$$

где $d_1 = \frac{1}{Q_1}$ и $d_2 = \frac{1}{Q_2}$ — затухания первого и второго контуров.

При слабой связи резонансная кривая тока I_2 имеет один максимум. При сильной связи резонансная кривая тока I_2 имеет два максимума, наступающих при частотах связи ω_I и ω_{II} ($\omega_I < \omega < \omega_{II}$):

$$\omega_I = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \sqrt{k^2 - k_{KP}^2}}}; \quad \omega_{II} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \sqrt{k^2 - k_{KP}^2}}}. \quad (1.58)$$

При небольших расстройках ($\Delta\omega = \omega - \omega_0 \ll \omega_0$) системы одинаковых связанных контуров $\xi_1 = \xi_2 = \xi$ действующее значение вторичного тока и модуль коэффициента передачи:

$$I_2 = \frac{E_1 P_{св}}{R \sqrt{(P_{св}^2 + 1 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}; \quad (1.59)$$

$$K_U = \frac{U_2}{E_1} = \frac{P_{св}}{\sqrt{(P_{св}^2 + 1 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}. \quad (1.60)$$

Полоса пропускания двух идентичных ($\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0, d_1 = d_2 = d$) индуктивно связанных контуров на уровне $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$ зависит не только от затухания контуров d , но и от коэффициента связи k .

При слабой связи и при идентичных контурах относительная полоса пропускания:

$$S_0 = d \sqrt{\left(\frac{k}{d}\right)^2 - 1 + \sqrt{2 \left[1 + \left(\frac{k}{d}\right)^4\right]}}. \quad (1.61)$$

При критической связи и при идентичных контурах относительная полоса пропускания:

$$S_0 = \sqrt{2}d. \quad (1.62)$$

При сильной связи и при идентичных контурах относительная полоса пропускания:

$$S_0 = d \sqrt{\left(\frac{k}{d}\right)^2 - 1 + 2\left(\frac{k}{d}\right)}. \quad (1.63)$$

Максимальная полоса пропускания имеет место при связи, обеспечивающей в точке нулевой расстройки ток, равный $0,707 I_{2 \text{ MAXMAX}}$.

При этом $k = 2,41 d$ и $S_{0 \text{ MAX}} = 3,1 d$. (1.64)

Последовательный колебательный контур

Домашнее задание

1. Начертить электрическую схему последовательного колебательного контура (рис. 1.7). Пронумеровать узлы.

2. На входном языке PSPICE написать программу для расчета частотных зависимостей тока $I(f)$, напряжения на емкости $U_C(f)$ и напряжения на индуктивности $U_L(f)$. Параметры вариантов даны ниже:

№ варианта	1	2	3	4	5	6
U, В	3	3,5	4	3	3,5	4
r_k , Ом	35	50	35	50	35	50
L_k , Гн	0,25	0,44	0,25	0,44	0,25	0,44
C, мкФ	5	1	4	2	3	5

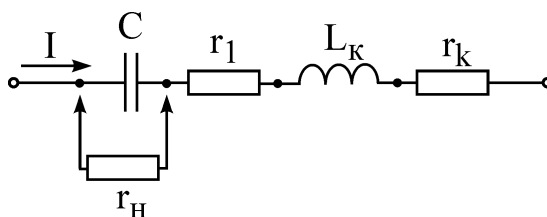


Рис. 1.7

Последовательность выполнения работы

1. Для значения $r_1 = 0$ Ом рассчитать зависимости $I(f)$, $U_C(f)$ и $U_L(f)$. Частоту входного воздействия изменять от 30 Гц до 300 Гц.

2. Выполнить задание пункта 1 для $r_1 = 50$ Ом. По результатам расчетов определить добротность Q и ширину полосы пропускания.

Параллельный колебательный контур

Домашнее задание

1. Начертить электрическую схему параллельного колебательного контура (рис. 1.8). Пронумеровать узлы.

2. На входном языке PSPICE написать программу для расчета АЧХ и ФЧХ контура для заданного варианта при двух значениях добавочного сопротивления R_d : R_{d1} и R_{d2} . Параметры вариантов даны ниже:

№ варианта	1	2	3	4	5	6
C , мкФ	4,5	5,5	6,5	7,5	8,5	3,5
U , В	20	30	30	30	30	30
R_{d1} , кОм	5,6	5,6	5,6	5,6	5,6	5,6
R_{d2} , кОм	9	9	9	9	9	9

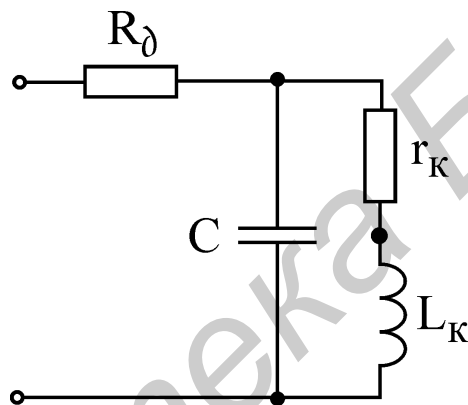


Рис. 1.8

Последовательность выполнения работы

Для значений R_{d1} и R_{d2} рассчитать АЧХ и ФЧХ параллельного колебательного контура.

Система индуктивно связанных контуров

Домашнее задание

1. Начертить электрическую схему связанных контуров (рис. 1.9). Пронумеровать узлы.

2. На входном языке PSPICE написать программу для расчета частотных характеристик. Параметры вариантов даны ниже:

№ варианта		1	2	3	4	5	6
Резонансная частота, кГц		70	75	80	65	85	90
L_1 , мГн		3,27	2,78	3,0	3,0	2,6	3,9
R_1 , Ом		72	94	69,5	97,9	92	136
L_2 , мГн		2,57	2,5	2,55	3,0	2,7	2,9
R_2 , Ом		39	74	73	106	69	93
Резо- нансы	1-й частн. C_2 , пФ	2000	1800	1500	2000	1420	1100
	2-й частн. C_1 , пФ	1580	1600	1300	2000	1780	1000

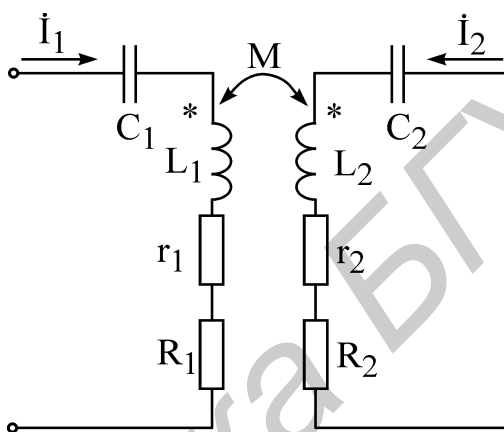


Рис. 1.9

Последовательность выполнения работы

1. Рассчитать частотные характеристики токов I_1 и I_2 при настройке системы в сложный резонанс первым способом.
2. Рассчитать зависимость $I_2(f)$ при настройке системы в полный резонанс.
3. Рассчитать АЧХ и ФЧХ системы связанных контуров для четырех значений параметра связи: $P_{св} = 1$, $P_{св} = 2,41$, $P_{св} < 1$ и $P_{св} > 2,41$.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ ТИПА «k»

Целью работы является экспериментальное исследование частотных характеристик реактивных электрических фильтров типа «k» нижних и верхних частот.

Основные теоретические положения

Электрическим фильтром называется линейный четырехполюсник, предназначенный для выделения из состава сложного электрического сигнала, подведенного к его входным зажимам, частотных составляющих, расположенных в заданной полосе частот, и подавления тех составляющих, которые расположены в других, также заданных, полосах частот. Они обладают малым и приблизительно постоянным затуханием в полосе частот, называемой полосой прозрачности (полосой пропускания), и достаточно большим затуханием вне этой полосы. Частотная область затухания называется полосой заграждения (полосой задерживания). Частота, разделяющая эти полосы, называется частотой среза.

Приведем классификацию фильтров по взаимному расположению полос пропускания и задерживания. На рис. 2.1 приведены идеальные АЧХ фильтров низких частот (ФНЧ), фильтров верхних частот (ФВЧ), полосовых фильтров (ПФ) и полосно-заграждающих (режекторных) фильтров (ПЗФ).

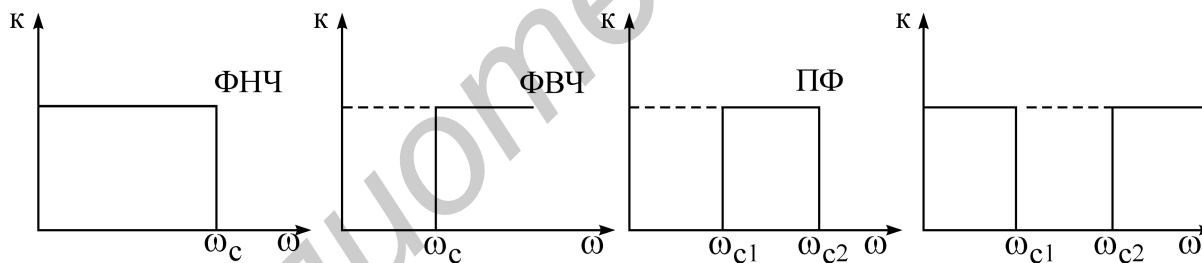


Рис. 2.1

Рассмотрим основное соотношение теории фильтров. Пусть Т- или П-образные звенья фильтра (рис. 2.2) содержат только реактивное сопротивление.

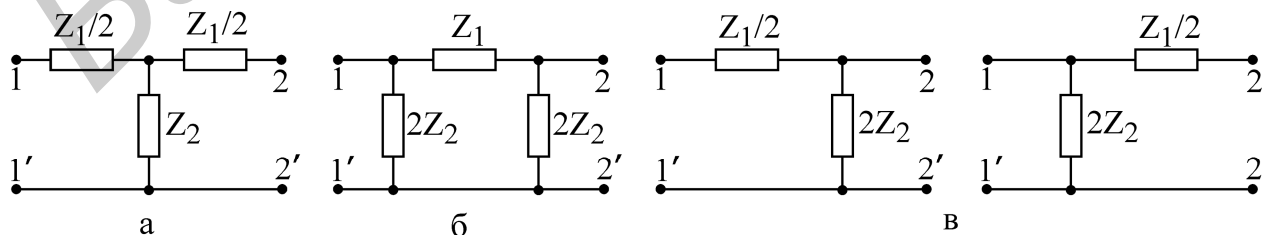


Рис. 2.2

Тогда величина $ch g = 1 + Z_1/2Z_2 = A_{11}$ (2.1)

является вещественной. Учитывая, что $g = a + jb$, получаем:

$$chg = ch(a + jb) = chachjb + shashjb = cha \cos b + jsha \sin b.$$

Отсюда:

$$cha \cos b = A_{11}.$$

$$sha \sin b = 0.$$

Последнее равенство удовлетворяется при $a = 0$ или при $b = 0$. При этом, если $a = 0$, то $cha = 1$, поэтому $\cos b = A_{11}$. Это выполняется только при $|A_{11}| \leq 1$.

Следовательно, реактивный фильтр пропускает сигналы без затухания, если

$$-1 < Z_1/4Z_2 < 0. \quad (2.2)$$

Это неравенство является основным соотношением теории фильтров. Оно позволяет определить полосу пропускания фильтра.

За пределами полосы пропускания $b = 0$, $\cos b = 1$, т.е.

$$cha = 1 + Z_1/2Z_2. \quad (2.3)$$

Выражение (2.3) позволяет определить затухание за пределами полосы пропускания.

Фильтры типа «k»

Если в звеньях фильтра Z_1 и Z_2 являются реактивными сопротивлениями противоположного характера ($Z_1 = \pm jX_1$, $Z_2 = \mp jX_2$), то их произведение

$$Z_1 Z_2 = k^2 \quad (2.4)$$

является постоянной величиной и не зависит от частоты. Такие фильтры называются фильтрами типа «k».

Фильтр нижних частот

Фильтр нижних частот пропускает без затухания ($a = 0$) угловые частоты от $\omega = 0$ до $\omega_c = 2/\sqrt{LC}$.

T- и П-образные звенья фильтров нижних частот приведены на рис. 2.3 а, б.

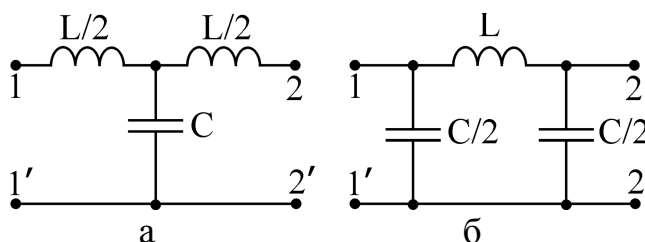


Рис. 2.3

Основными качественными показателями фильтра являются его частотные характеристики $a = f_1(\omega)$, $b = f_2(\omega)$, $Z_{ст}(\omega)$ и $Z_{сп}(\omega)$.

В полосе пропускания ФНЧ ($\omega < \omega_c$) затухание сигнала равно нулю ($a = 0$), а коэффициент фазы определяется из уравнений (2.1) и (2.2):

$$\sin \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}} = \omega / \omega_c. \quad (2.5)$$

В полосе заграждения ($\omega > \omega_c$) коэффициент затухания определяется соотношением

$$\operatorname{ch} \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}} = \omega / \omega_c, \quad (2.6)$$

а коэффициент фазы $b = \pi$.

На рис. 2.4 приведены частотные характеристики для ФНЧ.

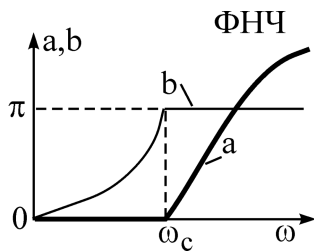


Рис. 2.4

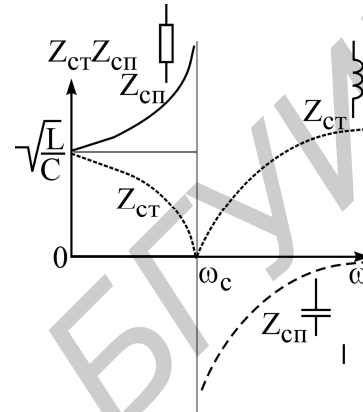


Рис. 2.5

Зависимость от частоты характеристического сопротивления фильтра можно определить из выражений для характеристических сопротивлений четырехполюсника:

для Т-образного звена

$$Z_{ст} = \sqrt{Z_1 Z_2 (1 + Z_1 / 4Z_2)}; \quad (2.7)$$

для П-образного звена

$$Z_{сп} = \sqrt{Z_1 Z_2 \frac{1}{(1 + Z_1 / 4Z_2)}}. \quad (2.8)$$

Для ФНЧ эти выражения с учетом значений Z_1 и Z_2 приобретают вид:

$$Z_{ст} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}; \quad Z_{сп} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}} \right)^{-1}. \quad (2.9)$$

Зависимость характеристического сопротивления ФНЧ от частоты показана на рис. 2.5.

Фильтр верхних частот

Фильтр верхних частот пропускает без затухания ($a = 0$) угловые частоты

от $\omega_c = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$ до $\omega = \infty$.

Схемы Т-образного и П-образного звеньев ФВЧ приведены соответственно на рис. 2.6,а и рис. 2.6,б.

В полосе заграждения ФВЧ ($\omega < \omega_C$) коэффициент фазы постоянен и равен $-\pi$. Затухание определяется следующим выражением:

$$\operatorname{ch} \frac{a}{2} = \frac{\omega}{\omega_C}. \quad (2.10)$$

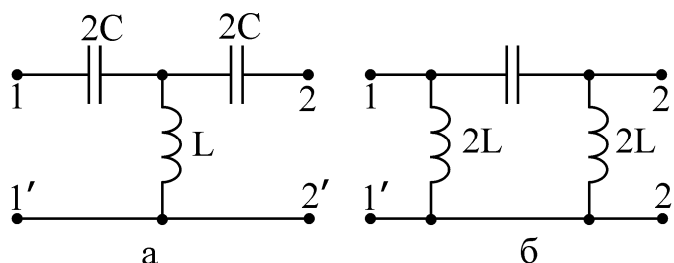


Рис. 2.6

В полосе пропускания ($\omega > \omega_C$) коэффициент затухания равен нулю ($a = 0$), а коэффициент фазы:

$$\cos b = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} = 1 - \frac{2\omega_0^2}{\omega^2}. \quad (2.11)$$

На рис. 2.7 приведены частотные характеристики $a(\omega)$ и $b(\omega)$ для ФВЧ

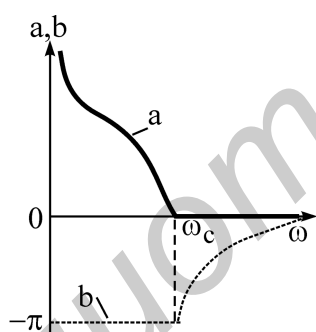


Рис. 2.7

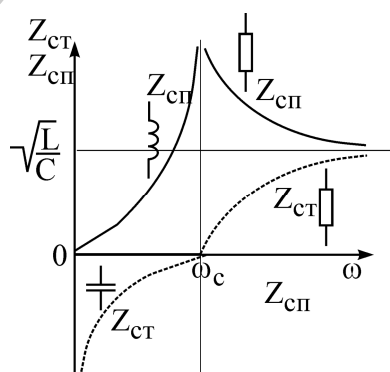


Рис. 2.8

Характеристические сопротивления $Z_{ст}$ и $Z_{сп}$ для ФВЧ определяются: для Т-образного звена

$$Z_{ст} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_C}{\omega}\right)^2}; \quad (2.12)$$

для П-образного звена

$$Z_{сп} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_C}{\omega}\right)^2} \right)^{-1}. \quad (2.13)$$

Зависимость характеристического сопротивления от частоты ФВЧ показана на рис. 2.8.

Влияние числа звеньев на их характеристики

Для упрощения анализа фильтров предполагается, что активные потери элементов фильтра равны нулю, поэтому в полосе пропускания коэффициент затухания также строго равняется нулю, даже при каскадном включении нескольких звеньев. В полосе затухания коэффициент затухания a и коэффициент фазы b растут пропорционально числу звеньев: a_n , b_n . Графически это выражается в росте крутизны кривой зависимости затухания от числа звеньев в цепи (рис. 2.9).

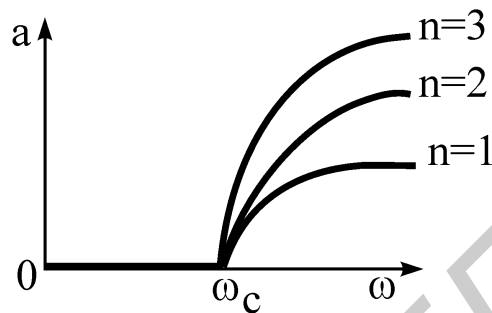


Рис. 2.9

В реальных цепях наиболее ощутимо увеличение затухания при $n = 2 - 5$. С дальнейшим ростом n крутизна затухания растет медленно.

Согласованное включение фильтров

Избирательные свойства фильтра лучшим образом проявляются при согласовании его с генератором и нагрузкой, т.е. при условии согласования фильтра

$$Z_{\Gamma} = Z_{1c}; \quad Z_{H} = Z_{2c},$$

где Z_{Γ} — внутреннее сопротивление генератора; Z_{H} — сопротивление нагрузки; Z_{1c} и Z_{2c} — характеристические сопротивления фильтра. У симметричных фильтров $Z_{1c} = Z_{2c} = Z_c$, поэтому коэффициенты затухания и фазы выражаются формулами:

$$a = \ln \frac{U_1}{U_2}; \quad b = \psi_1 - \psi_2, \quad (2.14)$$

где $\dot{U}_1 = U_1 e^{j\psi_1}$ — напряжение на входе фильтра; $\dot{U}_2 = U_2 e^{j\psi_2}$ — напряжение на выходе фильтра.

Соотношение (2.14) используется для экспериментального определения коэффициентов a и b .

Очевидно, что режим согласования фильтров типа « k » весьма условен, так как сопротивления $Z_{сп}$ и $Z_{ст}$ являются функциями частоты, впрочем Z_{H} и Z_{Γ} могут быть частотно зависимыми. Поэтому в частотном диапазоне условие согласования нарушается и принятая упрощённая модель фильтра не отражает

существа явлений. Следствием этого становится то, что вблизи частоты среза ω_C зависимость $a(\omega)$ имеет отличный от расчётного характер.

Расчёт фильтров типа «k»

Обычно для расчёта фильтра задаются частота среза ω_C или f_C и сопротивление нагрузки R_H , необходимо определить элементы T- или П-образной схемы фильтра. В табл. 2.1 приведены схемы полувзвена и формулы параметров реактивных фильтров типа «k»: нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосовых (ПФ).

Таблица 2.1

1	ФНЧ	ФВЧ	ПФ
2	3	4	
Схема полувзвена			
$R = \sqrt{Z_1 Z_2}$	$\sqrt{L_1/C_2}$	$\sqrt{L_2/C_1}$	$\sqrt{L_1/C_2} = \sqrt{L_2/C_1}$
Частоты среза	$f_C = \frac{1}{\pi \sqrt{L_1 C_2}}$	$f_C = \frac{1}{4\pi \sqrt{L_2 C_1}}$	$f_{1,2} = \frac{1}{2\pi} \left[\sqrt{\frac{1}{L_1 C_2} + \frac{1}{L_1 C_1}} \mp \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}} \right]$
Полоса пропускания при $a = 0$	$\sin\left(\frac{b}{2}\right) \frac{f}{f_C}$	$-\frac{f_C}{f}$	Ω
Полоса задерживания	$ch\left(\frac{a}{2}\right)$	$\frac{f}{f_C}$	$ \Omega $
	b	π	$\mp \pi$
Z_T	$R \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_C}\right)^2}$	$\mp R \sqrt{1 - \left(\frac{f_C}{f}\right)^2}$	$\mp R \sqrt{1 - \Omega^2}$

1	2	3	4
Z_{Π}	$\pm \frac{R}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$	$\frac{R}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$	$\pm \frac{R}{\sqrt{1 - \Omega^2}}$
Формулы для расчета элементов фильтра	$L_1 = \frac{R}{\pi f_c}$	$L_2 = \frac{R}{4\pi f_c}$ $L_2 = \frac{R(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2}$	$L_1 = \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)}$
	$C_2 = \frac{1}{\pi f_c R}$	$C_1 = \frac{1}{4\pi f_c R}$	$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 R}$ $C_2 = \frac{1}{\pi(f_2 - f_1)R}$

Примечание. $\Omega = \frac{f - f_m}{f_2 - f_m} \cdot \frac{f_m}{f}$, где $f_m = \sqrt{f_1 f_2}$.

Фильтры типа «m» (рис. 2.10, а, б) являются производными фильтров типа «k». Изменение плеч полузвена типа «k» по схеме рис. 2.10,а приводит к последовательно-производному полузвену типа «m», характеристическое сопротивление Z_T которого совпадает с сопротивлением Z_T исходного звена типа «k» — прототипа производного фильтра. Изменение плеч полузвена типа «k» по схеме рис. 2.10,в приводит к параллельно-производному полузвену типа «m», у которого характеристическое сопротивление Z_{Π} совпадает с соответствующим сопротивлением прототипа — исходного звена типа «k».

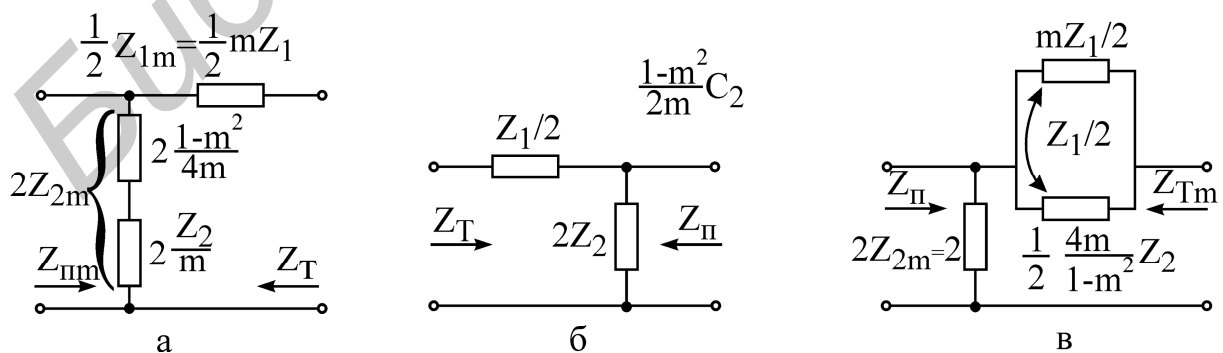


Рис. 2.10

В табл. 2.2 приведены схемы полузвеньев фильтров типа «m».

	ФНЧ	ФВЧ	ПФ
Схема последовательно-производного полузвена типа «m»			
Схема параллельно-производного полузвена типа «m»			

Фильтры типов «k» и «m» могут быть соединены каскадно на основе равенства характеристических сопротивлений при одинаковых частотах среза и номинальных характеристических сопротивлениях.

Домашнее задание

1. Начертить электрическую схему фильтра (рис. 2.11). Пронумеровать узлы и элементы ветвей.

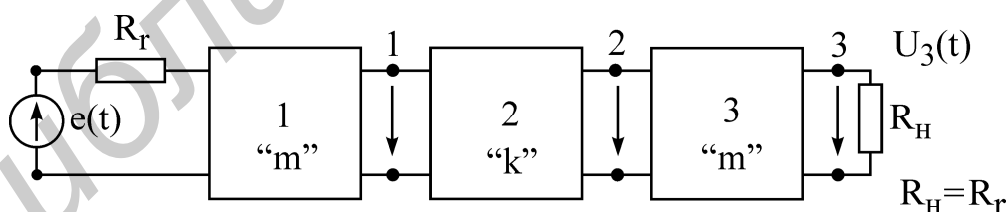


Рис. 2.11

2. Рассчитать элементы схемы.
3. Написать программу для расчета АЧХ фильтра в трех точках (1, 2, 3).
4. Написать программу для расчета переходного процесса в трех точках $U_1(t)$, $U_2(t)$, $U_3(t)$. На входе действует источник прямоугольных импульсов с частотой $f_{вх}$ (меандр).
5. Расчет произвести с помощью пакета прикладных программ PSPICE.

6. Активное сопротивление всех катушек индуктивности принять равным 0,3 Ом.

7. На рис. 2.11 — 1 «т» и 3 «т» — Г-образные звенья фильтра типа «т» (табл. 2.2), а 2 «к» — фильтр типа «к», вид фильтра и его параметры заданы в табл. 2.3 в соответствии с номером варианта.

8. Расчет фильтров произвести по методике, указанной в учебнике: Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. — М.: Энергия, 1978.

Таблица 2.3

№ варианта	Вид фильтра	f_{cp} (Гц)	R_H (Ом)	m	Вид фильтра типа «к»	$f_{вх}$
1	2	3	4	5	6	7
1	НЧ	900	180	0,45	П	700
2	ВЧ	1500	220	0,6	Т	1400
3	ПФ	$f_1 = 1800, f_2 = 2200$	270	0,7	П	2000
4	НЧ	2500	300	0,8	Т	2000
5	ВЧ	3000	330	0,9	П	2900
6	ПФ	$f_1 = 3300, f_2 = 3700$	430	0,4	Т	3500
7	НЧ	4000	470	0,5	П	3500
8	ВЧ	4500	510	0,6	Т	4400
9	ПФ	$f_1 = 4800, f_2 = 5200$	560	0,7	П	5000
10	НЧ	5500	620	0,8	Т	5000
11	ВЧ	6000	680	0,9	П	5900
12	ПФ	$f_1 = 6300, f_2 = 6800$	680	0,5	Т	6500
13	НЧ	7000	620	0,6	П	6500
14	ВЧ	7500	560	0,7	Т	7400
15	ПФ	$f_1 = 7800, f_2 = 8200$	510	0,8	П	8000
16	НЧ	8500	470	0,9	Т	8000
17	ВЧ	9000	430	0,4	П	8900
18	ПФ	$f_1 = 9300, f_2 = 9700$	330	0,5	Т	9500
19	НЧ	10000	300	0,6	П	9500
20	ВЧ	10500	270	0,7	Т	10400
21	ПФ	$f_1 = 10800, f_2 = 11200$	220	0,8	П	11000
22	НЧ	11500	200	0,9	Т	11000
23	ВЧ	12000	180	0,5	П	11900
24	ПФ	$f_1 = 12300, f_2 = 12700$	160	0,6	Т	12500
25	НЧ	13000	150	0,7	П	12500

Пример

Следует спроектировать фильтр нижних частот с частотой среза $f_{\text{ср}} = 1000 \text{ Гц}$; $R_{\text{н}} = 200 \text{ Ом}$; $m = 0,5$. Вид фильтра типа «к» — П-образный. Частота источника прямоугольных импульсов на входе фильтра $f_{\text{вх}} = 800 \text{ Гц}$.

Электрическая схема фильтра, согласно заданию с учетом активных сопротивлений катушек индуктивности $r_k = 0,3 \text{ Ом}$, будет иметь вид (рис. 2.12).

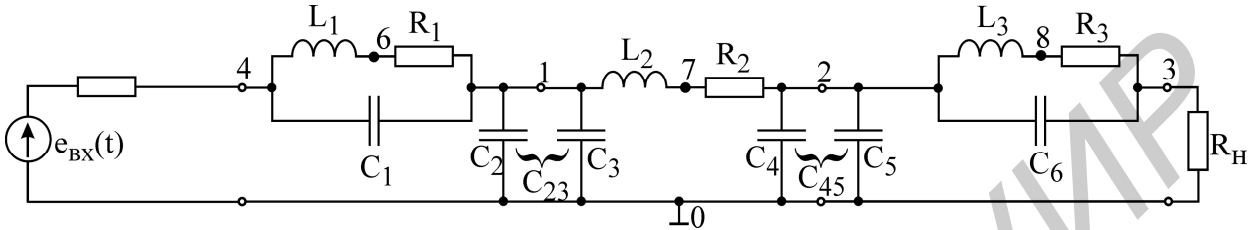


Рис. 2.12

Элементы канонической схемы фильтра типа «к» рассчитываем по формулам табл. 2.1:

$$L'_2 = L'_1 \frac{R}{\pi f_c} = \frac{200}{3,14 \cdot 1000} = 63,7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$C'_2 = \frac{1}{\pi f_c R_n} = \frac{1}{3,14 \cdot 1000 \cdot 200} = 1,59 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Звено типа «m», имеющее то же характеристическое сопротивление, что и фильтр типа «к», является параллельно-производным. Его элементы рассчитываются по формулам табл. 2.2:

$$L_1 = L_3 = \frac{1}{2} m L'_1 = \frac{1}{2} 0,5 \cdot 63,7 \cdot 10^{-3} = 16 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$C_1 = C_6 = \frac{1 - m^2}{2m} C' = \frac{1 - 0,25}{1} 1,59 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$C_2 = C_5 = \frac{1}{2} C' = 0,5 \cdot 0,5 \cdot 1,59 \cdot 10^{-6} = 0,4 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Программа расчета АЧХ фильтра и переходного процесса при подаче на вход прямоугольного импульса с помощью ППП PSPICE имеет вид:

```
FILTR NISKOY CHASTOTY
RG 5 4 200
R1 6 1 0.3
R2 7 2 0.3
R3 8 3 0.3
RN 3 0 200
L1 4 6 16 MH
L2 1 7 63.7 MH
```

```
L3 2 8 16 MH
C1 4 1 1.19 UF
C23 1 0 1.2 UF
C45 2 0 1.2 UF
C6 2 3 1.19 UF
VIN 5 0 AC 1
.AC DEC 10 1 2 KHZ
.PLOT AC V(1) V(2) V(3)
*VIN 5 0 PULSE (0 1 0 0.625MS 1.25MS)
*.TRAN 12.5US 1.25MS
*.PLOT TRAN V(4) V(1) V(2) V(3)
.PROBE
.END
```

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа № 3

РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Целью работы является изучение теоретических и экспериментальных методов расчета переходных процессов в нелинейных цепях 1-го и 2-го порядков.

Основные теоретические положения

Нелинейные цепи содержат элементы, которые не могут быть описаны при помощи постоянных коэффициентов, а характеристики являются нелинейными функциями одной или нескольких переменных.

Элементы цепи, электрические параметры которых зависят от режима работы, т.е. являются функциями тока или напряжения, называют нелинейными. По характеру работы в цепях переменного тока нелинейные элементы разделяют на инерционные и безынерционные. К безынерционным относятся элементы, для которых зависимость между как мгновенными, так и действующими значениями напряжения и тока является нелинейной. К таким элементам можно причислить электронные лампы, полупроводниковые диоды, транзисторы, цепи с ферромагнитными магнитопроводами и др.

К инерционным относятся элементы, для которых зависимость между мгновенными значениями тока и напряжения линейна, а между действующими значениями напряжения и тока нелинейна. Это, например, термосопротивления, лампы накаливания и другие элементы.

При питании цепи с безынерционным нелинейным элементом от синусоидального источника в кривых токов и напряжений на отдельных участках цепи появляются высшие гармоники.

Искажение формы кривых тока и напряжения зависит от характеристики нелинейного элемента, конфигурации и параметров схемы, а также от частоты приложенного напряжения.

Расчет законов изменения токов и напряжений в цепи может быть получен путем решения нелинейной системы интегродифференциальных уравнений, которая может быть записана только для мгновенных значений. Поскольку нелинейные интегродифференциальные уравнения не имеют решения в общем виде, то, как правило, используются частные методы расчета в зависимости от вида нелинейного дифференциального уравнения, причем эти методы чаще всего дают приближенное решение.

Можно назвать следующие методы приближённого расчета установившихся и переходных процессов в нелинейных цепях, получившие преимущественное распространение в практике инженерных расчётов:

1. Методы малого параметра и условной линеаризации. Иногда метод условной линеаризации называется методом гармонической линеаризации, так как упрощение задачи, по существу, сводится к замене нелинейной зависимости линейной, справедливой только для определенного значения амплитуд тока или напряжения.

2. Метод аналитической аппроксимации нелинейной характеристики.

3. Метод кусочно-линейной аппроксимации характеристики и припасовывания линейных решений.

Сущность метода заключается в замене нелинейной характеристики некоторой ломаной линией и решении задачи методами линейной электротехники.

4. Итерационный метод. Применяя этот метод, сначала находят приближённое решение или задаются им, а затем его уточняют путем многократной подстановки каждого решения в исходное уравнение цепи.

5. Графический метод. Сущность метода заключается в сведении дифференциальных уравнений цепи к системе нелинейных уравнений и получении решения графическими построениями.

6. Метод последовательных интервалов. Сущность метода заключается в замене дифференциального уравнения алгебраическим, содержащим приращение исследуемых величин за соответствующие интервалы времени.

В практических задачах обычно применяют то или иное сочетание различных методов расчета. Все перечисленные методы приобретают особое значение в связи с применением ЭВМ. Применение ЭВМ для решения конкретных задач при заданных параметрах и характеристиках электрических цепей дает возможность рассчитывать режим в сложных линейных и нелинейных цепях практически с любой требуемой точностью.

В связи с этим при рассмотрении явлений в нелинейных электрических цепях далее предпочтение отдаётся простоте и наглядности метода расчёта и возможности суждения о явлении без его точного количественного анализа, который в случае необходимости всегда может быть произведён при помощи ЭВМ.

Метод кусочно-линейной аппроксимации является одним из таких приближённых методов, при котором характеристику нелинейного элемента, заданную графически, аппроксимируют ломаной линией и проводят расчет схемы для каждого линейного участка в отдельности. В этом случае схема описывается системой линейных дифференциальных уравнений, коэффициенты которых зависят от параметров схемы и различны для каждого участка.

При переходе процесса через точку излома характеристики скачком меняется параметр нелинейного элемента, что эквивалентно коммутации в цепи. Поэтому процесс за весь рассматриваемый промежуток времени разбивают на интервалы, заключённые между двумя соседними моментами коммутации. Для каждого интервала находят решение системы дифференциальных уравнений, содержащее некоторое число произвольных постоянных. Эти постоянные находят из условия непрерывности токов в индуктивности и напряжений на ёмкостях, т.е. путем сопряжения решений, полученных для двух соседних интервалов. Моменты коммутации определяют по значению тока или напряжения на линейном элементе, соответствующему точке излома характеристики. При питании цепи от синусоидального источника процесс периодически повторяется, поэтому достаточно провести расчет схемы в течение одного периода.

Для примера рассмотрим расчет схемы с полупроводниковым диодом (рис. 3.1), когда к входным зажимам цепи приложено напряжение $u(t) = U_m \sin \omega t, B$.

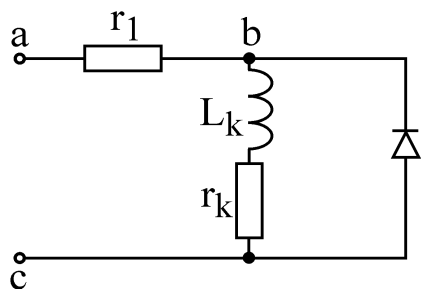


Рис. 3.1

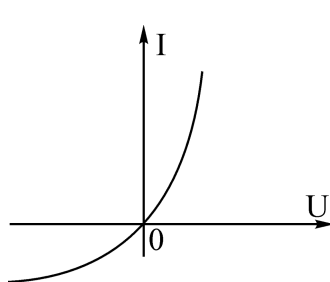


Рис. 3.2

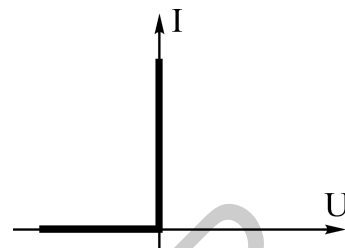


Рис. 3.3

Вольт-амперная характеристика диода Д для мгновенных значений тока и напряжения изображена на (рис. 3.2). В ряде случаев эту характеристику с достаточной степенью точности можно аппроксимировать ломаной линией, как показано на рис. 3.3. Momentами коммутации для этой характеристики будут:

- 1) момент времени, при котором ток через диод падает до 0, диод запирается;
- 2) момент времени, когда напряжение на диоде, увеличиваясь с какого-то отрицательного значения, достигает 0, диод открывается.

В результате исследуемую схему (см. рис. 3.1) можно заменить двумя эквивалентными, соответствующими непроводящему (рис. 3.4) и проводящему (рис. 3.5) состояниям диода, причем сам диод на этих схемах заменяется идеальным ключом, так как переход от одного состояния к другому происходит скачком.

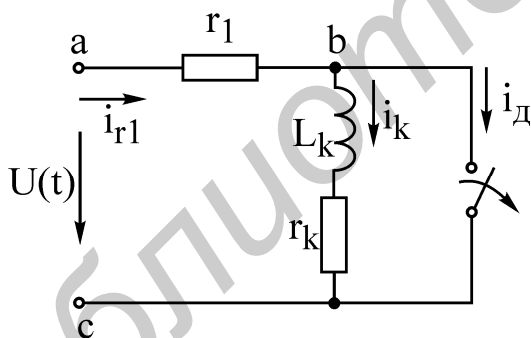


Рис. 3.4

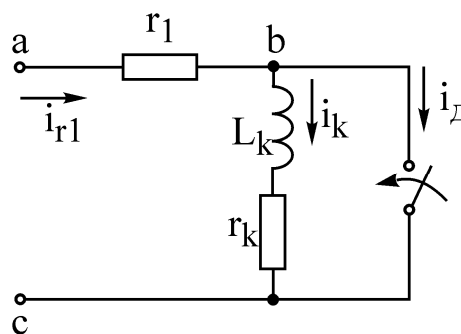


Рис. 3.5

Рассмотрим решение задачи для случая, когда постоянная времени катушки $\tau_k = L_k / r_k$ значительно меньше периода приложенного напряжения, т.е. переходный процесс успевает оканчиваться в интервале между коммутациями. В этом случае коммутация в схеме (см. рис. 3.4) происходит при нулевых начальных условиях, и если принять этот момент времени за начало отсчёта ($t_1 = 0$), то закон изменения тока в индуктивности можно определить классическим методом.

Возьмём для определённости следующие данные: $u(t) = U_m \sin \omega t$;
 $U_m = 1\text{В}$; $\omega = 314\text{ с}^{-1}$; $r_1 = 50\text{ Ом}$; $r_k = 25,8\text{ Ом}$; $L_k = 0,163\text{ Гн}$.

1. Определим независимое начальное условие:

$$i_k(0_-) = i_k(0) = 0, \quad \text{так как индуктивность закорочена.}$$

2. Принуждённый ток через индуктивность:

$$\begin{aligned} i_{k.np} &= \frac{U_m e^{j0^\circ}}{r_1 + r_k + j\omega L_k} = \frac{U_m}{\sqrt{(r_1 + r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} e^{-j \arctg \frac{\omega L_k}{r_1 + r_k}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{(50 + 25,8)^2 + (314 \cdot 0,163)^2}} e^{-j \arctg \frac{314 \cdot 0,163}{75,8}} = 0,011 e^{-j34,03^\circ} \text{ А.} \end{aligned}$$

Перейдём во временную область, т. е. к мгновенному значению принуждённого тока $i_{k.np}$:

$$i_{k.np}(t) = 0,011 \sin(\omega t - 34,03^\circ) \text{ А.}$$

3. Определим корни характеристического уравнения $Z(p) = r_1 + r_k + pL = 0$ для цепи после коммутации (см. рис 3.4). Откуда

$$p = -\frac{r_1 + r_k}{L_k} = \frac{75,8}{0,163} = -465\text{ с}^{-1}; \quad \tau_1 = \frac{L_k}{r_1 + r_k} = 0,00215\text{ с.}$$

4. Свободная составляющая тогда имеет вид:

$$i_{k.св} = Ae^{pt} = Ae^{-\frac{t}{\tau_1}}.$$

5. Полный ток через индуктивность запишем как сумму принуждённой и свободной составляющих

$$i_k(t) = i_{k.np}(t) + i_{k.св}(t) = \frac{U_m}{\sqrt{(r_1 + r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(\omega t - \arctg \frac{\omega L_k}{r_1 + r_k}\right) + Ae^{-\frac{t}{\tau_1}}.$$

6. Определим постоянную интегрирования А, пользуясь независимым начальным условием пункта 1. Для этого возьмём момент времени $t_1 = 0$ и для него запишем выражение п. 5

$$i_k(0) = 0 = \frac{U_m}{\sqrt{(r_1 + r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(-\arctg \frac{\omega L_k}{r_1 + r_k}\right) + A.$$

Отсюда

$$A = -\frac{U_m}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(-\arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) = -0,011 \sin(-34,03^\circ) = 0,0062 \text{ A.}$$

7. Таким образом, закон изменения тока в индуктивности примет вид:

$$\begin{aligned} i_k(t) &= \frac{U_m}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(\omega t - \arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) - \\ &- \frac{U_m}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(-\arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} = \\ &= 0,011 \sin(314t - 34,03^\circ) + 0,0062 e^{-465t} \text{ A.} \end{aligned} \quad (3.1)$$

8. Закон изменения напряжения на диоде с учётом выражения (3.1) может быть найден из уравнения

$$\begin{aligned} U_{bc} &= U_{Lk} + U_{rk} = L_k \frac{di_k}{dt} + i_k r_k = \\ &= L_k \frac{U_m \omega}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \cos\left(\omega t - \arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) + \\ &+ \frac{U_m (r_1+r_k)}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(-\arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \\ &+ \frac{U_m r_k}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(\omega t - \arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) - \\ &- \frac{U_m r_k}{\sqrt{(r_1+r_k)^2 + (\omega L_k)^2}} \sin\left(-\arctg \frac{\omega L_k}{r_1+r_k}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} = 0,56 \cos(314t - 34,03^\circ) - 0,46e^{-465t} + \\ &+ 0,282 \sin(314t - 34,03^\circ) + 0,158e^{-465t} \text{ В.} \end{aligned} \quad (3.2)$$

В момент времени t_2 , когда напряжение U_{bc} станет равным нулю, диод откроется, и схема будет соответствовать рис. 3.5. Значение времени t_2 можно определить из (3.2), предположив, что $U_{bc} = 0$, причём вместо тока i_k подставить только его принуждённую составляющую, т.к. переходный процесс к этому времени практически закончится (рис. 3.6):

$$U_{bc,np} = 0,563 \cos(314t_2 - 34,03^\circ) + 0,284 \sin(314t_2 - 34,03^\circ) = 0;$$

$$\operatorname{tg}(314t_2 - 0,594) = -0,563/0,284 = -1,9824;$$

$$314t_2 - 34,03^\circ = \operatorname{arctg}(-1,9824) = -63,23^\circ;$$

$$314t_2 = -0,5095 \text{ рад};$$

$$t_2 = \frac{-0,51 \text{ рад}}{314} = -0,0016 \text{ с.}$$

Так как $t = \frac{T}{2} = \frac{\omega}{2} = 0,01 \text{ с}; \quad t_2 = 0,01 - 0,0016 = 0,0084 \text{ с.}$

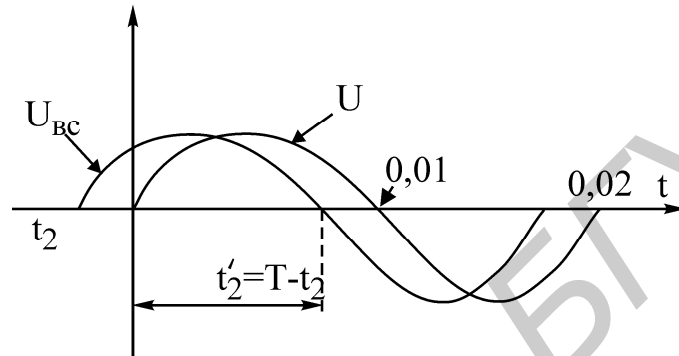


Рис. 3.6

Начальные условия в этой схеме определяются из решения для предыдущего интервала путём подстановки в него значения $t = t'_2 = 0,0084 \text{ с}$:

$$i_k(t'_2) = 0,011 \sin(314 \cdot 0,0084 - 0,59 \text{ рад}) + 0,0062 e^{-465 \cdot 0,0084} = 0,0099 \text{ А.}$$

Начиная с момента t_2 законы изменения токов в схеме на данном интервале времени имеют следующий вид:

$$i_{r_1}(t) = \frac{U_m}{r_1} \sin \omega t = 0,02 \sin(314t) \text{ А};$$

$$i_k(t) = i_k(t_2) e^{-\frac{t-t'_2}{\tau_2}} = 0,0099 e^{-\frac{t-t'_2}{0,0063}} \text{ А}; \quad \tau_2 = \frac{L_k}{r_k} = \frac{0,163}{25,8} = 0,0063 \text{ с};$$

$$i_d = i_{r_1} - i_k = 0,02 \sin 314t - 0,0099 e^{-158,28(t+0,0084)} \text{ А.}$$

Этот процесс будет продолжаться до момента времени t_3 , когда ток через диод станет равным 0. Поскольку $\tau_1 \ll T$, то переходный процесс практически заканчивается внутри интервала времени между коммутациями и момент времени t_3 определяется следующим образом:

$$i_{\text{д}} = i_{r_1} - i_k = 0 = \frac{U_m}{r_1} \sin \omega t_3 - i_k(t_2) e^{-\frac{\omega(t_3 - t_2)}{\tau_2}}.$$

Последнее уравнение можно решить методом итераций относительно t_2 . В нашем случае можно пренебречь вторым слагаемым и взять $i_{\text{д}} \approx \frac{U_m}{r_1} \sin \omega t_3 = 0$, т.е. $t_3 = \frac{2\pi}{\omega} = 0,02 \text{ с}$.

В этот момент времени диод запирается, эквивалентная схема показана на рис. 3.4, и процесс повторяется. Графики зависимостей токов и напряжений схемы рис. 3.1 представлены на рис. 3.7.

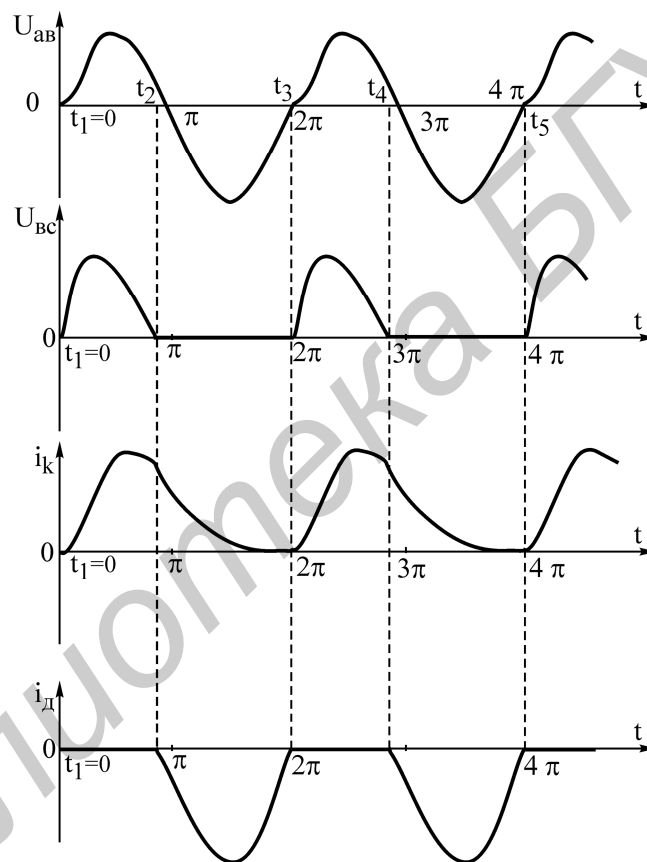


Рис. 3.7

Домашнее задание

1. Изучить раздел «Нелинейные цепи с источниками напряжения и тока одинаковой частоты» и прочитать описание основных теоретических положений.

2. В соответствии с вариантом (см. табл. 3.1) провести аналитический и графический расчет законов изменения $u(t)$ и $i(t)$, считая, что $u(t) = U_m \sin \omega t$, где $U_m = 1 \text{ В}$; $\omega = 314 \text{ с}^{-1}$.

3. Ознакомиться с пакетом прикладных программ PSPICE.

Таблица 3.1

№ варианта	Вид схемы 1-го порядка	Параметры элементов схемы 1-го порядка	Рассчитать	Определить графически	Вид схемы 2-го порядка
1	Рис.3.8,а	$r_1 = 51 \text{ Ом}; C = 40 \text{ мкФ}$	$i_g; i_c; u_c$	$i_{r_1}; u_{r_1}$	Рис.3.9,а
2	Рис.3.8,б	$r_1 = 51 \text{ Ом}; L_k = 0,163 \text{ Гн}; r_k = 25,8 \text{ Ом}$	$i_d; i_{Lk}; u_g$	$i_{r_1}; u_{r_1}$	Рис.3.9,б
3	Рис.3.8,в	$r_1 = 820 \text{ Ом}; L_k = 0,16 \text{ Гн}; r_k = 24,7 \text{ Ом}$	$i_{Lk}; i_{r_1}; u_{v_1}$	$i_d; u_d$	Рис.3.9,в
4	Рис.3.8,г	$r_1 = 820 \text{ Ом}; C = 40 \text{ мкФ}$	$i_c; i_{r_1}; u_{r_1}$	$i_d; u_d$	Рис.3.9,г
5	Рис.3.8,в	$r_1 = 51 \text{ Ом}; L_k = 0,166 \text{ Гн}; r_k = 26,7 \text{ Ом}$	$i_{Lk}; i_{r_1}; u_{r_1}$	$i_d; u_d$	Рис.3.9,д
6	Рис.3.8,г	$r_1 = 820 \text{ Ом}; C = 40 \text{ мкФ}$	$i_c; i_{r_1}; u_{r_1}$	$i_d; u_d$	Рис.3.9,ж

Порядок выполнения работы

1. Составить программу для анализа схемы 1-го порядка с безынерционным нелинейным элементом в соответствии с вариантом табл. 3.1.
2. Произвести отладку программы.
3. Осуществить анализ работы схемы с помощью пакета прикладных программ PSPICE.
4. Построить графики зависимостей искомых величин от времени, т.е. переходных процессов в элементах схемы.
5. Сравнить результаты машинного расчета и графики переходных процессов с результатами, полученными при выполнении домашнего задания. Сделать вывод.
6. Составить программу для анализа схемы 2-го порядка с безынерционным нелинейным элементом в соответствии с вариантом (табл. 3.1).
7. Произвести отладку программы.
8. Провести расчет переходных процессов в исследуемой схеме с помощью ППП PSPICE.
9. Вывести на экран дисплея и срисовать графики переходных процессов в ветвях схемы.
10. Сравнить полученные графики переходных процессов для цепи 2-го порядка с графиками переходных процессов в цепи 1-го порядка. Сделать вывод.
11. Проверить выполнение 1-го и 2-го законов Кирхгофа.

Варианты исследуемых схем 1-го порядка

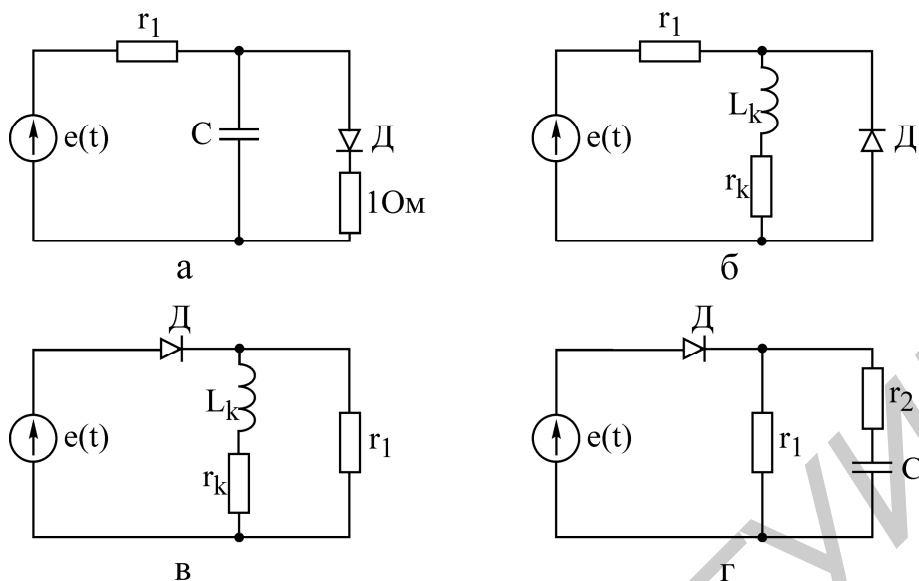


Рис. 3.8

Варианты исследуемых схем 2-го порядка

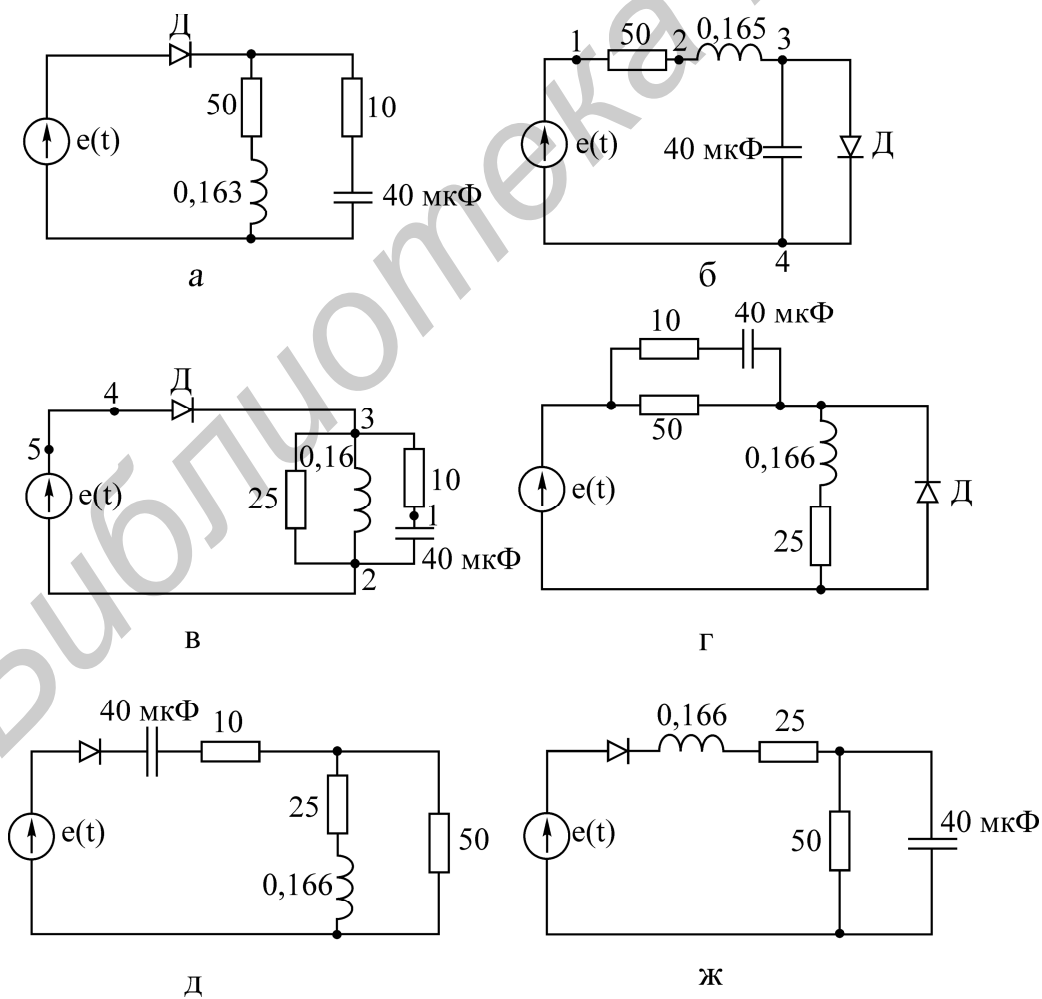


Рис. 3.9

Содержание отчёта

1. Цель работы.
2. Теоретический расчёт исследуемых схем 1-го порядка.
3. Программа машинного анализа на языке пакета PSPICE.
4. Теоретические и машинные графики переходных процессов в цепях 1-го и 2-го порядков.
5. Выводы по работе.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка собрана на стенде, который содержит следующие элементы:

- 1) полупроводниковый диод — безынерционный нелинейный элемент (нелинейное активное сопротивление);
- 2) катушка индуктивности — линейный реактивный элемент;
- 3) два конденсатора с емкостью по 20 мкФ — линейные реактивные элементы;
- 4) три линейных резистора с сопротивлениями: $r = 50 \text{ Ом}$; $r = 800 \text{ Ом}$; $r = 1 \text{ Ом}$.

Из этих элементов в соответствии с табл. 3.1 собираются исследуемые схемы (см. рис. 3.8).

Добавочное сопротивление $r = 1 \text{ Ом}$ предназначено для снятия кривых тока. Напряжение на этом сопротивлении численно равно току и совпадает с ним по фазе, в то же время включение этого сопротивления в ту или иную ветвь почти не изменяет режима работы схемы.

Последовательность выполнения работы

1. Собрать схему с безынерционным нелинейным элементом и с помощью электронного осциллографа снять зависимости $u(t)$ и $i(t)$ для всех элементов цепи.
2. Кривые снимаются с экрана осциллографа в определенном масштабе, для чего с помощью ручек регулировки осциллографа устанавливается значение одной клетки сетки осциллографа как по вертикали, так и по горизонтали.
3. Сравнить результаты эксперимента с расчётом. Для этого нужно привести в соответствие масштабы осциллографа с построенными графиками $u(t)$ и $i(t)$ тех же зависимостей.
4. Проверить выполнение 1-го и 2-го законов Кирхгофа. Сделать вывод.

Основные вопросы к лабораторной работе

1. Проведите классификацию нелинейных элементов с точки зрения их работы в цепях переменного тока.
2. В чем состоит основная трудность расчета цепей с нелинейными элементами?

3. Какие существуют методы расчета нелинейных цепей? Привести порядок их расчёта.
4. Что дает кусочно-линейная аппроксимация характеристик нелинейных элементов?
5. Привести примеры кусочно-линейной аппроксимации.
6. В чем суть метода сопряжения интервалов как метода расчёта?
7. Приведите порядок расчета линейной электрической цепи методом сопряжения интервалов.

Литература

1. Основы теории цепей: Учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. 5-е изд., перераб. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 528 с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. 8-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш шк., 1984. — 559 с.
3. Атабеков Г.И., Тимофеев А.Б., Хухриков Г.С. Теоретические основы электротехники. Ч. 2. — М.: Энергия, 1970.
4. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Ч. 2. — М.: Энергия, 1970.

Лабораторная работа № 4

СХЕМЫ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Целью работы является изучение схем с операционным усилителем.

Операционный усилитель К140УД1

Операционный усилитель К140УД1 (рис. 4.1) является наиболее простым из всех существующих подобных устройств. Первый каскад состоит из дифференциальной транзисторной пары T_1, T_2 , которая питается от генератора тока на транзисторе T_3 . Температурная стабилизация тока осуществляется транзистором T_4 . Второй каскад на транзисторах T_5 и T_6 гальванически связан с выходами первого. На выходе стоят два эмиттерных повторителя (T_7 и T_9), а транзистор T_8 осуществляет сдвиг уровня постоянного напряжения на выходе. Операционный усилитель требует внешних корректирующих цепей, устраняющих самовозбуждение на частотах 2–10 МГц.

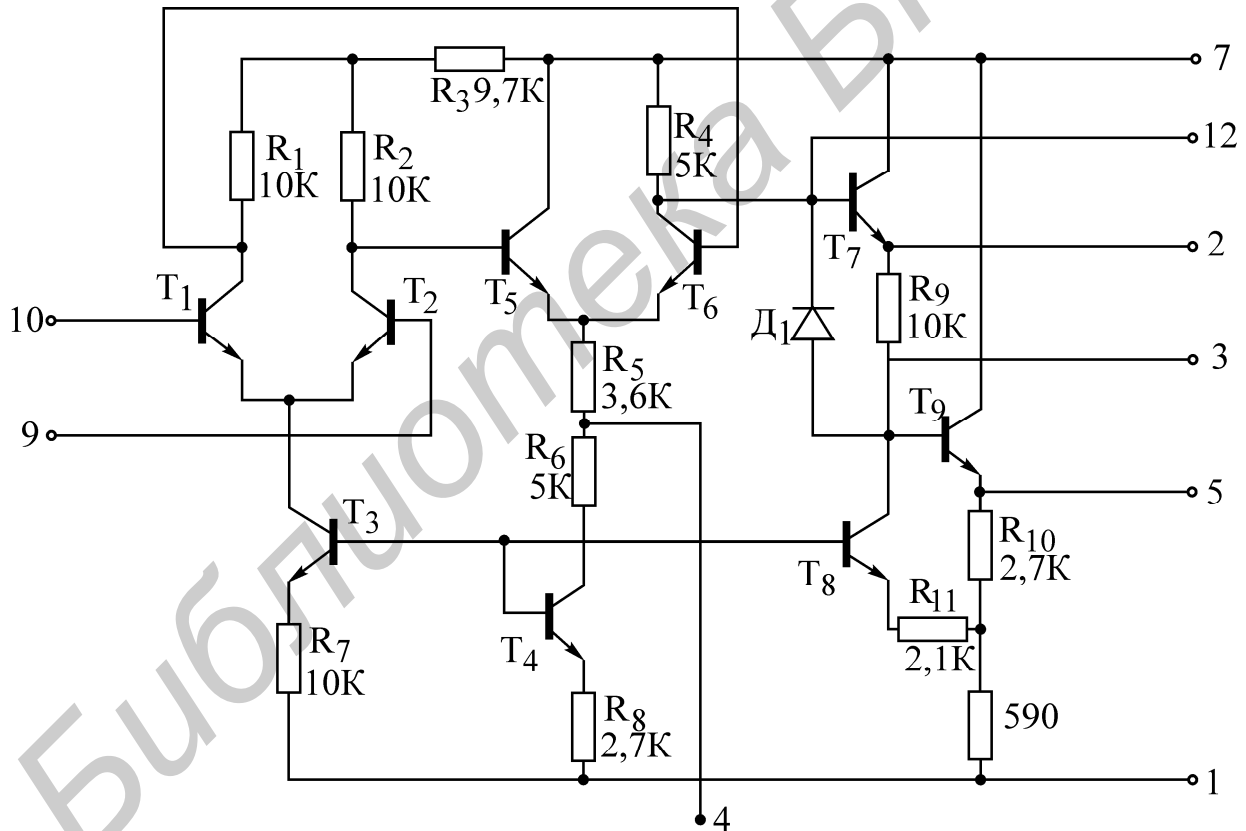


Рис. 4.1

Операционные усилители этой серии выпускаются двух типов, рассчитанных на различные питающие напряжения: К140УД1А — на 6,3В ($P_{\text{пот}} = 45$ мВт) и К140УД1Б — на 12,6 В ($P_{\text{пот}} = 170$ мВт).

Подключение корректирующих элементов осуществляется между контактами 1 и 12. Выбор номиналов корректирующих элементов зависит от реали-

зубомого усиления, при этом операционный усилитель обладает различной полосой пропускания (рис. 4.2). Минимальной нагрузкой усилителя является $R_{H \min} = 5 \text{ кОм}$ и $C_{H \max} = 50 \text{ пФ}$. Фазовая характеристика каскада с граничной частотой 500 кГц показана на рис. 4.3. В зависимости от амплитуды входного сигнала наблюдается изменение полосы частот, что проиллюстрировано на рис. 4.4 для двух значений $U_{ВХ}$.

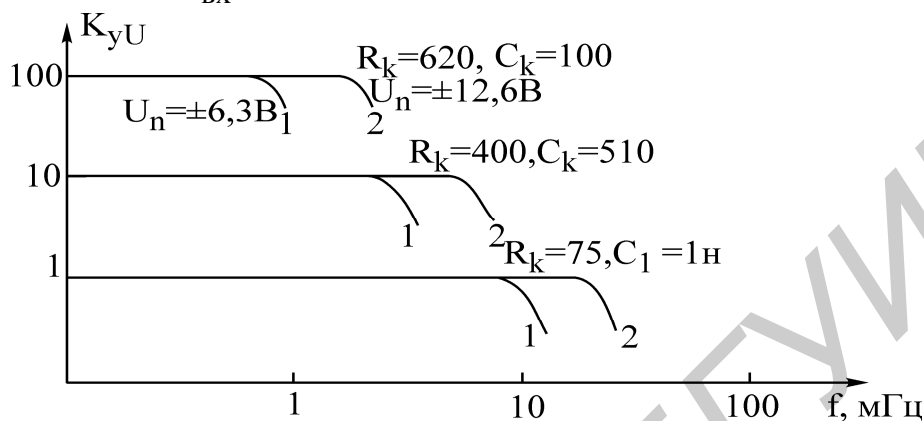


Рис. 4.2

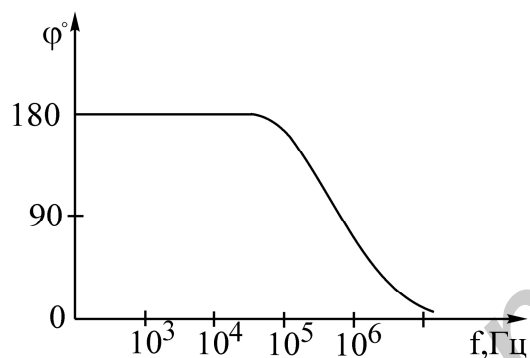


Рис. 4.3

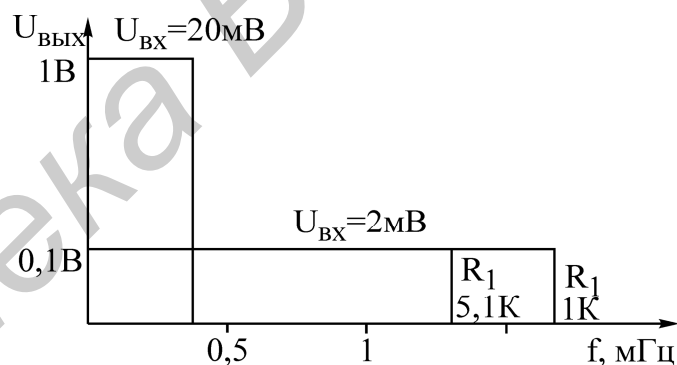


Рис. 4.4

Важными параметрами операционного усилителя являются зависимость входного тока от температуры (рис. 4.5), а также нагрузочная способность операционного усилителя, которая проиллюстрирована в виде зависимости $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$ для четырех значений R_H (рис. 4.6).

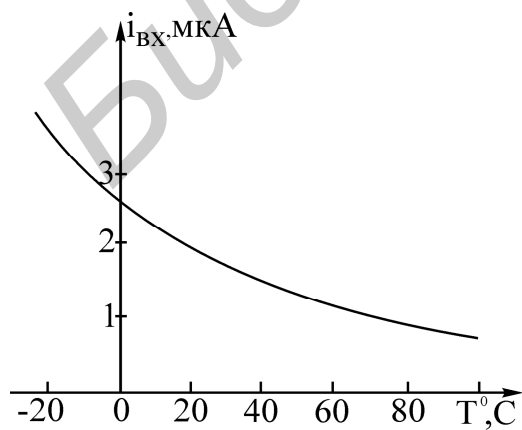


Рис. 4.5

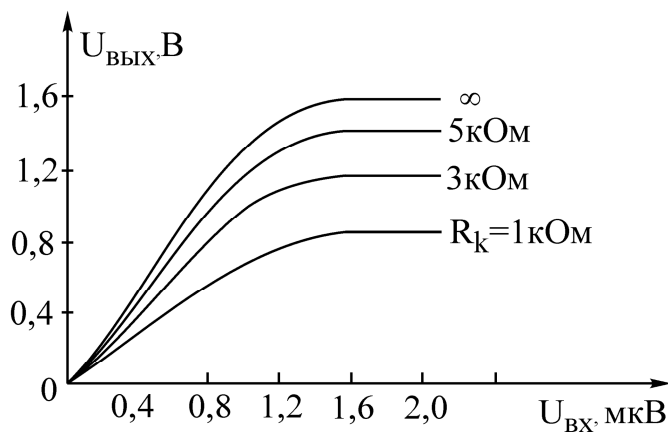


Рис. 4.6

При сопротивлении нагрузки более 5 кОм выходные характеристики усилителя меняются незначительно. Рассмотрим наиболее характерные схемы включения К140УД1. Так, операционный усилитель можно применять в схеме инвертирующего усилителя (рис. 4.7).

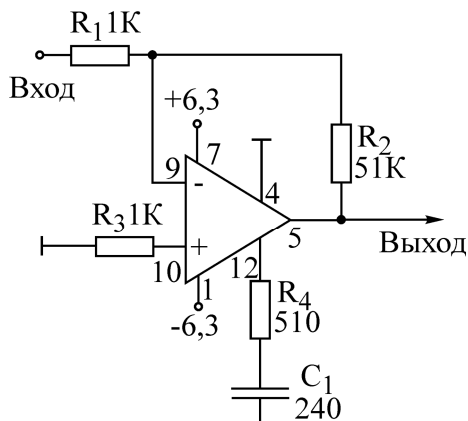


Рис. 4.7

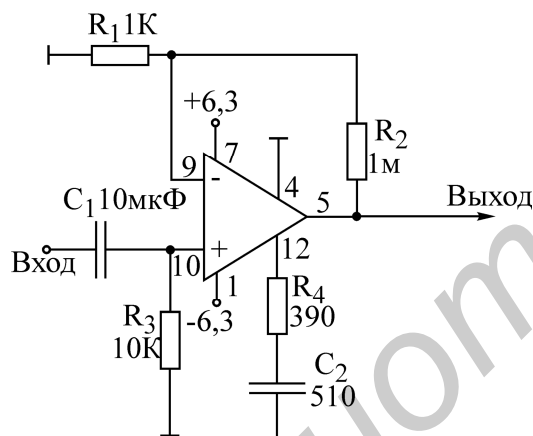


Рис. 4.8

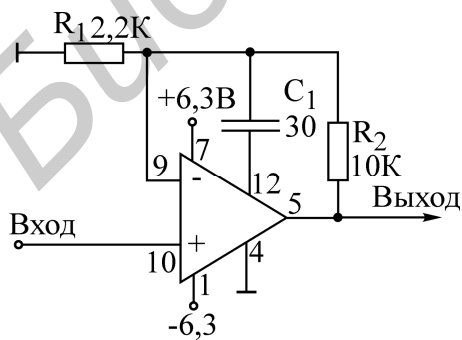


Рис. 4.9

Коэффициент усиления усилителя равен $K_{yu} = R_2/R_1$ при $R_{вх} = R_1$. Неинвертирующий усилитель (рис. 4.8) имеет $K_{yu} = 1 + (R_2/R_1)$ при $R_{вх} = R_3$. Разновидность схемы неинвертирующего усилителя показана на рис. 4.9. В этой схеме корректирующий конденсатор включен между контактами 9 и 12. Данная коррекция позволяет в три раза расширить полосу частот усилителя. В двух следующих схемах, являющихся усилителями переменного напряжения, некоторые резисторы заменяются на конденсаторы (рис. 4.10 и 4.11). На рис. 4.10 изображен усилитель с коэффициентом усиления напряжения $K_{yu} = 40$ дБ и $f_H = 1/2 \pi R_1 C_1 = 16$ Гц, а на рис. 4.11 усилитель имеет $K_{yu} = 70$ дБ и $f_H = 1$ кГц.

Схема интегратора показана на рис. 4.12. При приложении по входу напряжения $U_{вх}$ можно считать, что ток через резистор R равен $U_{вх}/R$. Этот ток заряжает конденсатор C и создаёт на нем напряжение, одновременно являющееся выходным:

$$U_{вых} = -\frac{1}{RC} \int U_{вх} dt.$$

Схема дифференциатора показана на рис. 4.13. Напряжение на входе является напряжением на конденсаторе. Заряжающий конденсатор ток $i = C dU_{вх}/dt$. Этот ток, не заходя в усилитель, полностью проходит через сопротивление R_1 , создавая на нем напряжение, являющееся выходным:

$$U_{вых} = -RC \frac{dU_{вх}}{dt}.$$

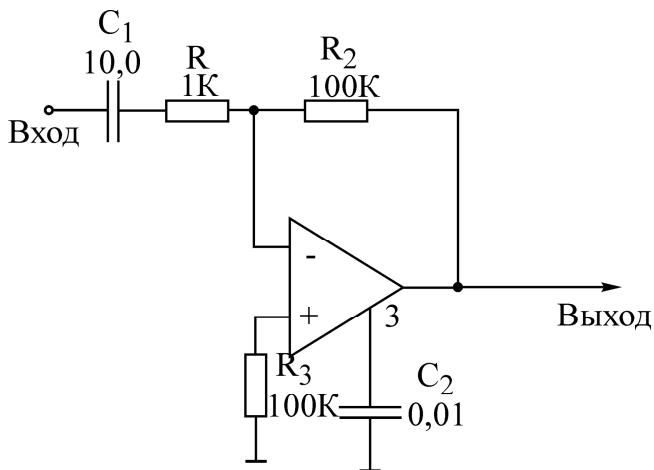


Рис. 4.10

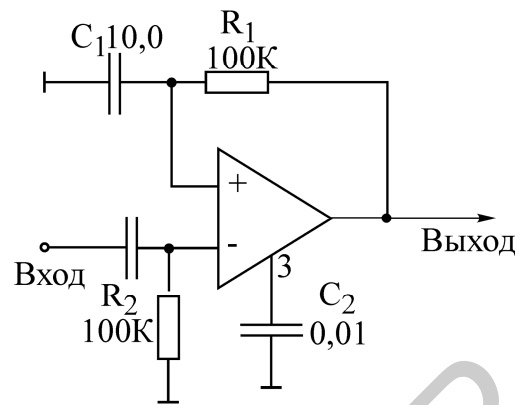


Рис. 4.11

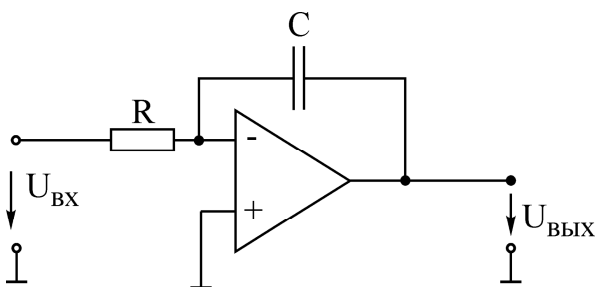


Рис. 4.12

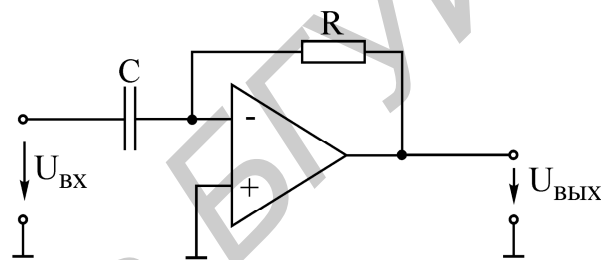


Рис. 4.13

Последовательность выполнения работы

1. Нарисовать электрическую схему операционного усилителя К140УД1, пронумеровав узлы и элементы. Описать схему на входном языке PSPICE, описание оформить отдельной моделью SUBCKT OU.

Нарисовать схему включения К140УД1 в качестве инвертирующего усилителя по рис. 4.7.

Параметры схемы рассчитать для трёх значений коэффициента усиления, указанных в табл. 4.1 согласно номеру варианта. Описать схему на входном языке PSPICE, используя для операционного усилителя составленную выше модель SUBCKT OU. Предусмотреть директиву для расчёта амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик схемы. Задать диапазон изменения частот.

Предусмотреть воздействие на вход прямоугольных импульсов, период которых задать равным

$$T_{и} = 10 \tau,$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени дифференциатора, параметры которого взять из табл. 4.1 согласно номеру варианта. В директиве .TRAN время расчета задать 1–2 периода $T_{и}$. Записать директиву вывода входного сигнала (для проверки заданного периода входного сигнала и времени анализа переходных процессов) и выходного сигнала схемы на экран. Сравнение входного и выходного

сигналов позволяет судить об изменении фронтов и перерегулировании моделируемой схемы.

2. Нарисовать и описать на входном языке PSPICE схему включения К140УД1 в качестве неинвертирующего усилителя по рис. 4.8 и 4.9.

Предусмотреть расчет АЧХ и ФЧХ обеих схем, сравнить полосы частот.

Подать на вход усилителя прямоугольный импульс с периодом $T_{и}$, определенным в п.1. Рассчитать и сравнить выходной сигнал обеих схем.

3. Нарисовать и описать на входном языке PSPICE схему включения К140УД1 в качестве интегратора (см. рис. 4.12). Параметры взять из табл. 4.1 согласно номеру варианта.

Предусмотреть расчёт и вывод на экран АЧХ, ФЧХ и переходного процесса при подаче на вход прямоугольного импульса с периодом $T_{и}$, определенным в п. 1.

4. Нарисовать и описать на входном языке PSPICE схему включения К140УД1 в качестве дифференциатора (рис. 4.13). Параметры взять из табл. 4.1 согласно номеру варианта.

Предусмотреть расчет и вывод на экран АЧХ, ФЧХ и переходного процесса при подаче на вход прямоугольного импульса с периодом $T_{и}$, определенным в п. 1.

Таблица 4.1

№ вар.	K_{yu}	Интегратор		Дифференциатор	
		C	R	C	R
1	1, 10, 100	0,4	0,1	0,5	0,1
2	1,1, 15, 110	0,8	0,2	0,6	0,3
3	1,2 20, 85	0,3	0,3	0,4	0,2
4	1,3, 13, 90	0,9	0,4	0,7	0,4
5	1,4, 24, 95	0,2	0,5	0,3	0,8
6	1,6, 26, 100	1,0	0,6	0,8	0,6
7	1,7, 17, 95	0,1	0,7	0,2	0,7
8	1,8, 28, 90	0,6	0,8	0,9	0,5
9	1,9, 10, 85	0,5	0,9	1,0	0,9
10	2, 20, 90	0,7	0,8	1,0	1,1
11	2,1, 30, 95	0,4	0,7	0,2	1,5
12	2,2, 25, 100	0,8	0,6	0,9	0,1

Примечание. Емкости даны в микрофарадах, а резисторы — в мегаомах.

5. Во время проведения лабораторных работ произвести моделирование на компьютере всех описанных в пп. 1–4 электрических схем с помощью пакета PSPICE . Результаты представить в виде отчета.

ЧАСТЬ 2

ПРОГРАММА МАШИННОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ PSPICE

2.1. Функциональные возможности

Программа PSPICE представляет собой универсальное средство машинного моделирования электронных схем, обладающее широкими функциональными возможностями. Она позволяет проводить анализ электронных схем по постоянному току, рассчитывать переходные процессы, нелинейные искажения и шумы, исследовать линеаризованные модели устройств на переменном токе.

Анализируемая схема может содержать резисторы, конденсаторы, индуктивности, взаимные индуктивности, независимые и управляемые источники тока и напряжения, линии с распределенными параметрами, диоды, биполярные транзисторы, полевые транзисторы как с p-n-переходом, так и изготовленные по технологии металл-окисел-полупроводник (МОП-транзисторы).

При анализе схемы по постоянному току индуктивности закорачиваются, а емкости разрываются. Этот вид анализа производится перед расчетом переходных процессов для определения начальных условий и перед расчетом частотных характеристик для определения линеаризованных параметров моделей полупроводниковых приборов. В данном режиме определяются входное и выходное сопротивления, статический коэффициент передачи, рассчитываются передаточные или вольт-амперные характеристики. При проведении анализа по постоянному току может быть рассчитана чувствительность заданных характеристик к изменениям параметров схемы. Анализ по постоянному току завершается при выполнении следующих условий:

- 1) нелинейные составляющие токов сходятся в диапазоне 0,1%, или 1 пикоампер;
- 2) узловые напряжения — в диапазоне 0,1%, или 1 мкВ.

В некоторых случаях сходимости анализа нет. Тогда программа выводит значения узловых потенциалов, соответствующие последней итерации, и завершает свою работу. В PSPICE предусмотрен ряд мер, позволяющих принудительно добиться сходимости вычислений.

При расчете переходных процессов вычисляются выходные токи и напряжения в зависимости от времени при различных входных воздействиях. Начальные условия могут быть заданы отличными от полученных при анализе схемы по постоянному току. Если на входе схемы действуют синусоидальные источники, то программа позволяет проводить Фурье-анализ выходных сигналов для определенного временного интервала.

Малосигнальный анализ по переменному току (т.е. анализ линеаризованной модели электронной схемы) позволяет определить выходные напряжения и токи как функции частоты, а также передаточные функции. Могут быть рассчитаны шумовые характеристики электронных схем, нелинейные и интермодуляционные искажения (последние не во всех версиях программы).

При исследовании схем предполагается, что исходные данные для моделей задаются при номинальной температуре 27 градусов по Цельсию. Анализ же схемы может проводиться при любой температуре и, кроме того, номинальная температура при необходимости может быть изменена.

2.2. Входной язык

В программе PSPICE информация о схеме и необходимых видах и параметрах анализа задается во входном текстовом файле, который формируется в соответствии с входным языком. Формат входного языка свободный, т.е. нет жестких требований к последовательности записи входной информации. В качестве разделителей для полей записей используются пробел(ы), запятая, знак равенства или левая и правая скобки. Пробелы в записи, не используемые в качестве разделителей, игнорируются. Любая запись может быть перенесена на следующую строку, для чего в начале строки необходимо поместить знак плюс. Поле имени в записи должно начинаться с буквы латинского алфавита (A–Z) и не может содержать перечисленные выше разделители. Информационные поля могут быть целочисленными, с плавающей точкой, использовать экспоненциальную форму или сопровождаться следующими масштабными коэффициентами:

T=1E12; G=1E9; MEG=1E6; K=1E3;
M=1E-3; U=1E-6; N=1E-9; P=1E-12; F=1E-15.

Символы, следующие сразу за числом и не являющиеся масштабными коэффициентами, игнорируются. Например:

1000=1000.0=1000HZ=1E3=1.0E3=1KHZ=1K=0.001MEGHZ.

Существует два типа записей:

- 1) записи описания элементов схемы;
- 2) управляющие записи, или директивы управления.

Первый тип записей определяет топологию схемы, ее состав и значения элементов. Второй тип записей управляет работой программы и задает параметры моделей элементов.

Первая запись во входном файле всегда является заголовком. Последняя должна быть всегда директивой [.END]. Порядок остальных записей произвольный.

Каждый элемент схемы описывается записью, которая содержит имя элемента, узлы подключения элемента и параметры, определяющие его электрические характеристики. Первая буква в имени элемента задает его тип.

Поля данных внутри символов «<», «>», являются необязательными. Все знаки пунктуации необходимы. Номерами узлов схемы должны быть произвольные целые неотрицательные числа. Узел, соответствующий «земле», имеет номер ноль и должен обязательно присутствовать в описании схемы. Токи в ветвях схемы всегда направлены по уменьшению напряжения. Схема не может содержать контуров из источников напряжения и (или) индуктивностей и сечений из источников тока и (или) емкостей. К каждому узлу в схеме должны быть

подключены по крайней мере две ветви (за исключением конечных узлов линии с распределенными параметрами и узлов подложки МОП-транзисторов). Любой узел должен иметь путь по постоянному току к «земле».

Входной язык позволяет вставлять записи с комментариями в любое место входного файла. Комментарии должны начинаться с символа «*».

2.3. Описание элементов электронных схем

Для задания структуры электронной схемы применяются записи с описаниями элементов, которые содержат информацию об узлах подключения и значениях параметров моделей. Рассмотрим составление данных записей более подробно.

Резисторы: R_{имя} N1 N2 <Имя модели> [Номинал],

где R — идентификатор резистора;

имя — обозначение элемента на схеме;

N1, N2 — узлы подключения резистора (положительное направление тока через резистор от N1 узла к узлу N2);

Номинал — величина сопротивления резистора (может быть положительной, отрицательной, но не нулевой).

Параметры модели резистора приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Параметр	Коэффициенты	Ед. изм.	Значение по умолчанию
R	Масштабный		1
TC1	Линейный температурный	1/С	0
TC2	Квадратичный температурный	1/С	0
TCE	Экспотенциальный температурный	С	0

Описание модели резистора в общем случае имеет следующий вид:

MODEL [Имя модели] RES <R=3N1> <TC1=3N2> <TC2=3N3> <TCE=3N4> ,

где Имя модели — имя модели резистора;

3N1, 3N2, 3N3, 3N4 — значения параметров.

Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию. Если модель не задана, то значение сопротивления резистора принимается равным номиналу. Если в модели не указан параметр TCE, то величина сопротивления резистора r определяется по формуле

$$r = \text{Номинал} * R * [1 + (T - T_0) * TC1 + (T - T_0)^2 * TC2].$$

В случае, если параметр TCE задан, то величина сопротивления резистора r определяется как

$$r = \text{Номинал} * R * 1,01^{TCE * (T - T_0)}.$$

Примеры:

Ra1 15 O 2K

R45 1 г mod 2E2.

Конденсаторы: C имя N₁ N₂ <Имя модели> [Номинал] <1C> ,

где C — идентификатор конденсатора;

имя — обозначение элемента на схеме;

N₁, N₂ — узлы подключения конденсатора;

Номинал — величина емкости конденсатора (может быть положительной, отрицательной, но не нулевой);

1C — начальное значение напряжения на конденсаторе.

Параметры модели конденсатора приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Параметр	Коэффициенты	Ед. изм.	Значение по умолчанию
C	Масштабный		1
VC1	При линейной части VC	1/V	0
VC2	При квадратичной части VC	1/V ²	0
TC1	Линейный температурный	1/C	0
TC2	Квадратичный температурный	1/C ²	0

Описание модели конденсатора в общем случае имеет следующий вид:

MODEL [Имя] CAP <П1=ЗН1> <П2=ЭН2> ,

где Имя — имя модели;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров.

Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию. Если модель не задана, то величина емкости конденсатора принимается равной номиналу. Если модель задана, то значение емкости определяется по формуле

$$C = (\text{Номинал} * C) * (1 + VC * VC1 + VC^2 * VC2) * [1 + (T - T_0) * TC1 + (T - T_0)^2 * TC2].$$

Задание начального напряжения на конденсаторе позволяет уменьшить время расчета переходного процесса.

Примеры:

CLOAD 15 0 20PF

C2 1 2 .2E-12 IC=15V

CFDB 3 4 CMOD 10PF.

Индуктивности: L Имя N1 N2 <Имя модели> [Номинал] <1C> ,

где L — идентификатор индуктивности;

Имя — обозначение элемента на схеме;

N1, N2 — узлы подключения индуктивности;

Номинал — величина индуктивности (может быть положительной, отрицательной, но не нулевой);

IC — начальный ток через индуктивность.

Параметры модели индуктивности приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Параметр	Коэффициенты	Ед. изм.	Значение по умолчанию
L	Масштабный		1
IL1	Линейный по току	1/A	0
IL2	Квадратичный по току	1/A ²	0
TC1	Линейный температурный	1/C	0
TC2	Квадратичный температурный	1/C ²	0

Описание модели индуктивности в общем случае имеет следующий вид:

MODEL [Имя] IND <П1=3Н1> <П2=3Н2>

где Имя — имя модели;

П1, П2, ... — наименования параметров;

3Н1, 3Н2, ... — значения параметров.

Параметрам, значения которых не указаны в описании модели, присваиваются значения по умолчанию. Если модель не задана, то значение индуктивности принимается равным номиналу. Если модель задана явно, то значение индуктивности определяется по формуле

$$L = (\text{Номинал} \cdot L) \cdot (1 + I \cdot IL1 + I^2 \cdot IL2) \cdot [1 + (T - T_0)^2 TC2].$$

Задание начального тока через индуктивность позволяет уменьшить время расчета переходного процесса.

Примеры:

LL0AD 15 0 20MH

L1 2 3 LMOD 0.3

Lbm2 4 7 Lmod 1m IC=0.1.

Взаимные индуктивности (трансформаторы): K имя Lxxx Luуу ML,

где K — идентификатор взаимной индуктивности (трансформатора);

имя — обозначение элемента на схеме;

xxx, ууу — имена индуктивностей на схеме, между которыми имеется взаимная связь;

ML — величина взаимной индуктивности ($0 < ML < 1$).

Примеры:

KTR L1 L2 0.1

L1 2 3 1

L2 5 6 0.5.

Примечание. Начало обмотки помещается в первый узел индуктивности. Полярность определяется только последовательностью узлов в описании индуктивностей и не зависит от порядка описания индуктивностей в записи «К».

Если трансформатор состоит из нескольких обмоток, то в записях «К» нужно перечислить все взаимосвязанные пары. Например, трансформатор со средним отводом от первичной обмотки и с двумя вторичными обмотками описывается так:

*Первичная обмотка	*Взаимная связь
L1 1 2 100UH	K12 L1 L2 .9999
L2 2 3 100UH	K13 L1 L3 .9999

*Вторичная обмотка	K14	L1	L4	.9999
L3 11 12 100UH	K23	L2	L3	.9999
L4 13 14 100UH	K24	L2	L4	.9999
K34	L3	L4		.9999

Линии передачи: T имя X1+ X2 – X3+ X4 – ZO <TD> <F> <NL> ,

где T — идентификатор линии передачи;

имя — обозначение элемента на схеме;

X1, X2 — узлы подключения на первой паре;

X3, X4 — узлы подключения на второй паре;

ZO — характеристическое сопротивление;

TD — время задержки, с;

F — частота, Гц;

NL — длина волны на частоте F.

Примечание: (+) и (–) вывода позволяют определить направление тока (от (+) к (–)). Параметры, указанные в треугольных скобках, являются необязательными. По умолчанию NL = 0,25.

Примеры:

TDELAY 15 0 16 0 ZO=5000HM TD=0.2NS

T33 4.2 3 5 ZO=220 F=2.25MEGHZ.

Идеальные ключи:

S имя N1 N2 N3+ N4– [Имя модели],

где S — идентификатор ключа;

имя — обозначение элемента на схеме;

N1, N2 — узлы подключения контактов ключа;

N3+, N4– — положительный и отрицательный узлы подключения управляющего источника напряжения (тока).

Параметры модели ключа приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Параметр	Значение параметра	Ед. изм.	Значение по умолчанию
VON	Напряжение открывания	В	–
VOFF	Напряжение закрывания	В	–
ION	Ток открывания	А	–
IOFF	Ток закрывания	А	–
RON	Сопрот. открытого ключа	Ом	1
ROFF	Сопрот. закрытого ключа	Ом	1E6

Описание модели идеального ключа имеет следующий вид:

MODEL [Имя] [ТИП] <П1=ЗН1> <П2=ЗН2> ,

где Имя — имя модели;

ТИП — один из следующих типов:

VSWITCH — модель ключа, управляемого напряжением,

ISWITCH — модель ключа, управляемого током;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров.

Параметрам, значения которых не указаны в описании модели, присваиваются значения по умолчанию.

При напряжениях (токах), находящихся в диапазоне между порогом открывания и порогом закрывания, сопротивление ключа изменяется в пределах ROFF и RON. Сопротивление утечки по входу управления 1E12 Ом.

Пример:

Sbw2 15 2 3 0 TTT

.MODEL TTT VSWITCH Von=2 Voff=1.

Полупроводниковые диоды:

D имя N+ N- [Имя модели] <area> ,

где D — идентификатор диода;

имя — обозначение элемента на схеме;

N+ — узел подключения положительного вывода диода (анода);

N- — узел подключения отрицательного вывода диода (катода);

Имя модели — имя модели диода;

area — относительное значение площади прибора (по умолчанию 1,0).

Описание модели диода выглядит следующим образом:

MODEL [Имя] [Тип] <П1=ЗН1> <П2=ЗН2> ,

где Имя — имя модели;

Тип — D для плоскостного диода;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров. Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию.

Примеры:

DCLAMP 14 0 DMOD
D13 15 17 SWITCH 1.5.

Биполярные транзисторы:

Q имя NC NB NE [Имя модели] <area>,

где Q — идентификатор биполярного транзистора;

имя — обозначение элемента на схеме;

NC, NB, NE — узлы подключения соответственно коллектора, базы, эмиттера биполярного транзистора;

Имя модели — имя модели транзистора;

area — относительное значение площади прибора (по умолчанию 1,0).

Примечание. При анализе по постоянному току используется модель Гумеля-Пунна, а в случае отсутствия ряда параметров этой модели используется модель Эберса-Молла. Желательно указывать узел подключения подложки. По умолчанию подложка подключается к «земле». Параметры модели имеют два имени (например, VAF и VA), любое из этих имен может быть использовано для задания значений параметров. Параметры ISE(C2) и ISC(C4) могут быть заданы величиной, большей, чем 1. В этом случае они интерпретируются как коэффициенты при IS, а не как абсолютные значения. Если ISE>1, то ISE заменяется на ISE*IS. Это же справедливо и для ISC.

Описание модели биполярного транзистора выглядит следующим образом:

.MODEL [Имя] [Тип] <П1=ЗН1> <П2=ЗН2>,

где Имя — имя модели;

Тип — один из следующих типов:

NPN — модель транзистора с проводимостью типа n,

PNP — модель транзистора с проводимостью типа p;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров. Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию.

Примеры:

01 14 2 13 0 PNP NOM
013 15 3 10 1 NPNSG 1.5.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы) (MOSFET):

M имя ND NG NS NB [Имя модели] <L=[valL]> <W=[valW]>
<AD=[valAD]> +<AS=[valAS]> <PD=[valPD]> <PS=[valPS]> <NRD=[valNRD]>
<NRS=[valNRS]>,&br/>где M — идентификатор МОП-транзистора;

имя — обозначение элемента на схеме;

ND, NG, NS — узлы подключения соответственно стока, затвора, истока МОП-транзистора;

NB — узел подключения подложки;

Имя модели — имя модели транзистора;

valL — длина канала (может устанавливаться пользователем);
valW — ширина канала (может устанавливаться пользователем);
valAD — площадь стока в метрах;
valAS — площадь истока в метрах;
valPD — периметр стока в метрах;
valPS — периметр истока в метрах;
valNRD — относительное сопротивление стока;
valNRS — относительное сопротивление истока.

Описание модели МОП-транзистора в общем случае имеет вид

.MODEL [Имя] [Тип] <П1=ЗН1> <П2=ЗН2>

где Имя — имя модели;

Тип — один из следующих типов:

NMOS — модель МОП-транзистора с каналом типа n,

PMOS — модель МОП-транзистора с каналом типа p;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров. Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию.

Примеры:

M1 14 2 13 0 PNOM L=25U W=12U

M2A 0 2 100 100 NW L=33U W=12U AD=288P AS=288P

+ PD=60U PS=60U NRS=24.

Полевые транзисторы с управляющим p-n-переходом (JUNCTION FET):

JИмя ND NG NS [Имя модели] [area],

где J — идентификатор полевого транзистора с управляющим p-n-переходом;

Имя — обозначение элемента на схеме;

ND, NG, NS — узлы подключения соответственно стока, затвора, истока полевого транзистора;

Имя модели — имя модели транзистора;

area — относительное значение площади прибора (по умолчанию 1,0).

Описание модели полевого транзистора с управляющим p-n-переходом в общем случае имеет следующий вид:

.MODEL [Имя] [Тип] <П1=ЗН1> <П2=ЗН2> ... ,

где Имя — имя модели;

Тип — один из следующих типов:

NJF — модель полевого транзистора с каналом типа n.

PJF — модель полевого транзистора с каналом типа p;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров. Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию.

Примеры:

J1N 100 1 0 JFAST

J13 22. 14 23 JNOM 2.0.

Транзисторы на основе арсенида галлия (GASFET):

В имя ND NG NS [Имя модели] <массив>

где В — идентификатор транзистора на основе арсенида галлия;

имя — обозначение элемента на схеме;

ND, NG, NS — узлы подключения соответственно стока, затвора, истока полевого транзистора;

Имя модели — имя модели транзистора.

Описание модели транзистора на основе арсенида галлия в общем случае имеет следующий вид:

.MODEL [Имя] [Тип] <П1=ЗН1> <П2=ЗН2>

где Имя — имя модели;

Тип — GASFET-модель транзистора на основе арсенида галлия с каналом типа n;

П1, П2, ... — наименования параметров;

ЗН1, ЗН2, ... — значения параметров. Параметрам, не указанным в описании модели, присваиваются значения по умолчанию.

Примеры:

VIN 100 1 0 GFAST

V13 22 14 23 GNOM 2.0.

Независимые источники тока и напряжения:

Vимя N+ N- <DC [ЗН1]> <AC [ЗН2] <ФАЗА>> <ТЗАК>
<ПАРАМЕТРЫ>

Иимя N+ N- <DC [ЗН1]> <AC [ЗН2] <ФАЗА>> <ТЗАК>
<ПАРАМЕТРЫ1>

где V (I) — идентификатор источника напряжения (тока);

имя — обозначение источника на схеме;

N+, N- — соответственно положительный и отрицательный узлы подключения источника (ток течет от положительного узла через источник к отрицательному);

DC — обозначение источника постоянного напряжения (тока);

ЗН1 — номинальное значение источника в вольтах (амперах);

AC — обозначение источника переменного (синусоидального) напряжения (тока) для частотного анализа;

ЗН2 — амплитуда сигнала в вольтах (амперах);

ФАЗА — фаза переменной составляющей в градусах (если эта величина не задана, то она принимается равной нулю);

ТЗАК — закон, по которому изменяется напряжение или ток источника во времени. Применяется при анализе переходного процесса. Может быть задан один из следующих законов:

PULSE — для источника трапецеидальных импульсов;

EXP — для источника экспоненциальных импульсов;

SIN — для источника синусоидального напряжения;

PWL — для кусочно-линейного источника;

SFFN — для амплитудно-модулированного источника;

ПАРАМЕТРЫ — параметры источника во временной области, задаются свои для каждого конкретного источника.

Каждому виду независимого источника может быть задана любая комбинация значений (DC, AC или ТЗАК).

Источник трапецеидальных импульсов:

PULSE (V1 V2 TD TR TF PW PER)

PULSE (I1 I2 TD TR TF PW PER),

где PULSE — идентификатор импульсного источника;

V1 (I1) — постоянная составляющая, В (А) (обязательный параметр);

V2 (I2) — максимальное значение сигнала, В (А) (обязательный параметр);

TD — время задержки в секундах (по умолчанию равно 0);

TR — длительность переднего фронта импульса в секунду (по умолчанию равна TSTEP);

TF — длительность заднего фронта импульса в секунду (по умолчанию равна TSTEP);

PW — длительность вершины импульса в секунду (по умолчанию равна TSTOP);

PER — период импульса в секунду (по умолчанию равен TSTOP).

Примечание. TSTEP — приращение времени при расчете переходного процесса;

TSTOP — конечная временная точка при расчете переходного процесса.

Примеры:

VIN 100 0 PULSE (0 5 0 1P 1P 10P)

VGET 5 4 PULSE (0 5 0 1P 1P 10P 50P).

Синусоидальный источник:

SIN (V1 V2 FC TD DF PHASE)

SIN (I1 I2 FC TD DF PHASE) ,

где SIN — идентификатор синусоидального источника;

V1(I1) — постоянная составляющая, В (А) (обязательный параметр);

V2(I2) — максимальное значение сигнала, В (А) (обязательный параметр);

FC — частота сигнала, Гц (по умолчанию 1/STOP);

TD — задержка, с (по умолчанию равна 0);

DF — декремент затухания, 1/с (по умолчанию равен 0);

PHASE — фаза, град (по умолчанию равна 0).

Примечание. При наличии затухания величина сигнала синусоидального источника определяется по формулам

$$V(t)=V1+V2*EXP(-(T-TD)*DF)*SIN(2*PI*FC*(T-TD)-PHASE).$$

$$I(t)=I1+I2*EXP(-(T-TD)*DF)*SIN(2*PI*FC*(T-TD)-PHASE)$$

Примеры:

VIN 100 0 SIN (0 5 50)

V1 5 4 SIN (0 25 1KHZ).

Кусочно-линейный источник:

PWL (T1 V1 T2 V2TN VN)

PWL (I1 I2 TN IN),

где PWL — идентификатор кусочно-линейного источника;

T1, ..., TN — длительности интервалов;

V1, ..., VN (I1.... IN) — значения уровней сигнала по окончании соответствующего интервала.

Пример:

VIN 1 0 PWL (0 1 2N 1 3N 5 4N 10)

Экспоненциальный источник:

EXP (V1 V2 TD TER TR TFR) ,

EXP (I1 I2 TD TER TR TFR) ,

где EXP — идентификатор экспоненциального источника;

V1 (I1) — постоянная составляющая, В (А);

(обязательный параметр);

V2(I2) — максимальное значение сигнала, В (А) (обязательный параметр);

TD — время задержки, с (по умолчанию равно 0);

TER — постоянная времени нарастания переднего фронта, с (по умолчанию равна TSTEP);

TR — постоянная времени начала спада заднего фронта, с (по умолчанию равна TD+TSTEP);

TFR — постоянная времени спада, с (по умолчанию равна TSTEP).

Примеры:

VIN 1 0 EXP (0 .2 2U 20U 40U 20U)

I20 1 0 EXP (0 .2 2U 20U 40U 20U) .

Амплитудно-модулированный источник:

SFFM (V1 V2 FC MOD FM) ,

SFFM (I1 I2 FC MOD FM) ,

где SFFM — идентификатор амплитудно-модулированного источника;

V1(I1) — постоянная составляющая, вольт (ампер) (обязательный параметр);

V2(I2) — максимальное значение сигнала, вольт (ампер) (обязательный параметр);

FC — частота сигнала, Гц (по умолчанию 1/STOP);

MOD — коэффициент амплитудной модуляции (по умолчанию равен 0);

FM — частота несущей, Гц (по умолчанию 1/STOP).

Величина сигнала модулированного источника в момент времени t определяется по формулам:

$$V(t)=V1+V2*\text{SIN}((2*\text{PI}*FC*T)+\text{MOD}*\text{SIN}(2*\text{PI}*FM*T))$$

$$I(t) = I1 + I2*\text{SIN}((2*\text{PI}*FC*T)+\text{MOD}*\text{SIN}(2*\text{PI}*FM*T)).$$

Примеры:

VIN 1 0 SFFM (0 2 100MEGH 5 4KH)

I20 1 0 SFFM (0 2MA 100MEG 5 4KH).

Управляемые источники напряжения и тока:

Нелинейные зависимые источники могут управляться от нескольких источников, и их значение определяется с помощью полинома. Полином для одного аргумента V1 (одного источника) является

$$V=a_0+a_1 \cdot V_1+a_2 \cdot V_1^2+a_3 \cdot V_1^3 + \dots$$

Полином для двух аргументов V1, V2 (двух управляющих источников):

$$V=a_0+a_1 \cdot V_1+a_2 \cdot V_2+a_3 \cdot V_1^2+a_4 \cdot V_1 \cdot V_2+a_5 \cdot V_2^2+a_6 \cdot V_1^3 + \dots$$

Полином для трех аргументов V1, V2, V3 (трех управляющих источников):

$$V=a_0+a_1 \cdot V_1+a_2 \cdot V_2+a_3 \cdot V_3+a_4 \cdot V_1^2+a_5 \cdot V_1 \cdot V_2+a_6 \cdot V_1 \cdot V_3+a_7 \cdot V_2^2+a_8 \cdot V_2 \cdot V_3 + \dots$$

а) источники тока, управляемые напряжением:

Гимя N+ N- <Vимя> <NY+> <NY-> [Крутизна]

или

Гимя N+ N- POLY(ND) <Vимя> <NY+> <NY-> [Значение коэффициента],

где G — идентификатор источника тока, управляемого напряжением;

имя — обозначение элемента на схеме;

N+, N- — соответственно положительный и отрицательный узлы подключения источника тока;

Vимя — имя управляющего источника напряжения; управляющий источник напряжения должен быть независимым и не равным нулю;

NY+, NY- — положительный и отрицательный узлы подключения управляющего напряжения;

Крутизна — крутизна источника;

POLY — указывает на то, что управляемый источник описывается с помощью полинома;

ND — число аргументов, входящих в полиномиальную зависимость;

Значение коэффициента — коэффициенты полинома.

Пример:

GBUF 1 2 10 11 1.0

GNON 100 101 POLY(2) 3 0

+ 2 0 0.0 13.6 .2 005 ;

б) источники тока, управляемые током:

Гимя N+ N- <Iимя> <NY+> <NY-> [Значение]

или

Гимя N+ N- POLY(ND) <Iимя> <NY+> <NY-> [Значение коэф.],

где F — идентификатор источника тока, управляемого током;

имя — обозначение элемента на схеме;

N+, N- — соответственно положительный и отрицательный узлы подключения источника тока;

Iимя — имя управляющего источника тока; ток, протекавший через управляющий источник, определяет выходной ток; управляющий источник тока должен быть независимым и не равным нулю;

NY+, NY- — соответственно положительный и отрицательный узлы подключения источника управляющего тока;

POLY — указывает на то, что управляемый источник описывается с помощью полинома;

ND — число аргументов, входящих в полиномиальную зависимость;

Значение — коэффициент пропорциональности;

Значение коэф. — коэффициенты полинома.

Примеры:

FSENS 1 2 VSENS 10.0

FAMP 13 0 VIN 500

FNOLIN 100 101 POLY(2) VCNTRL1

+VCNTRL2 0.0 13.6 2 .005 ;

в) источники напряжения, управляемые током:

Имя N+ N- <Имя> <NY+> <NY-> [Крутизна]

или

Имя N+ N- POLY(ND) <Имя> <NY+> <NY-> [Значение коэф.],

где Н — идентификатор источника напряжения, управляемого током;

имя — обозначение элемента на схеме;

N+, N- — соответственно положительный и отрицательный узлы подключения источника тока;

Имя — имя управляющего источника тока; ток, протекающий через управляющий источник, определяет выходной ток; управляющий источник тока должен быть независимым и не равным нулю;

Крутизна — крутизна источника;

POLY — указывает на то, что управляемый источник описывается с помощью полинома;

ND — число аргументов, входящих в полиномиальную зависимость;

Значение коэф. — коэффициенты полинома.

Примеры:

HSENS 1 2 ISENS 10.0

HAMP 13 0 IN 500

HNOLIN 100 101 POLY(2) ICNTRL1

+ICNTRL2 0.0 13.6 .2 .005 ;

г) источники напряжения, управляемые напряжением:

Еимя N+ N- <Vимя> <NY+> <NY-> [Значение]

или

Еимя N+ N- POLY(ND) <Vимя> <NY+> <NY-> [Значение коэф.],

где Е — идентификатор источника напряжения, управляемого напряжением:

имя — обозначение элемента на схеме;

N+, N- — соответственно положительный и отрицательный узлы подключения источника напряжения;

Vимя — имя управляющего источника напряжения; управляющий источник напряжения должен быть независимым и не равным нулю;

NY+, NY- — соответственно положительный и отрицательный узлы под-

ключения управляющего источника;

Значение — коэффициент пропорциональности;

POLY — указывает на то, что управляемый источник описывается с помощью полинома;

ND — число аргументов, входящих в полиномиальную зависимость;

Значение коэф. — коэффициенты полинома.

Примеры:

EBUF 1 2 10 11 1.0

ENON 100 101 POLY(2) 3 0 4 0

+1.1 0.0 13.6 2 9.65 . 003.

Примечания:

а) первая форма записи отражает линейную зависимость выходной величины от входной. Рассмотрим EBUF, здесь 1 и 2 — выходные узлы; 10 и 11 — управляющие узлы; 1.0 — крутизна; $V_{\text{вых}}=1,0 \cdot V_{\text{вх}}$;

б) вторая форма записи отражает нелинейную зависимость выходной величины от входной. Рассмотрим ENON, здесь 100 и 101 — выходные узлы; POLY(2) — имеется два управляющих источника; 3 и 0 — узлы подключения первого управляющего источника V1; 4 и 0 — узлы подключения второго управляющего источника V2; 1.1, 0.0, 13.6, 2, 9.65, 0.003 — коэффициенты полинома;

$$V_{\text{вых}}=1.1+0.0 \cdot V_1+13.6 \cdot V_2+2 \cdot V_1 \cdot V_1+9.65 \cdot V_1 \cdot V_2+0.003 \cdot V_2 \cdot V_2.$$

Подсхемы:

обращение X<имя> [узел] [имя подсхемы]

описание .SUBCKT [имя] [Узел]

.....
.ENDS

Здесь: SUBCKT — запись, описывающая подсхему;

узел — узлы подключения подсхемы;

X — идентификатор подсхемы;

Узел — узлы подключения подсхемы (для вложенной);

.ENDS — оператор конца описания подсхемы.

При вызове подсхемы запись [X . . .] замещается описанием подсхемы. При вызове подсхемы номера узлов, указанные в вызывающей записи, замещают номера узлов, заданные при описании подсхемы. Уровень вложенности может быть любой, но нельзя допускать заикливания, т.е. если подсхема А вызывает подсхему В, то из подсхемы В нельзя снова вызывать подсхему А.

Примеры:

.SUBCKT OPAMP 1 2 101 102

X1 1 2 4 UNITAMP

.ENDS

.SUBCKT UNITAMP 1 2 5

R1 4 6 10K

.ENDS

Пример:

.LIB NOM.LIB

.LIB C:\PSPICE\QNOM.LIB

2.4. Директивы управления

Записи с директивами управления позволяют задавать требуемый вид анализа, его параметры, форму представления выходной информации и ряд величин, определяющих ход вычислительного процесса. Рассмотрим директивы управления более подробно.

Директива [.TEMP]

Общий вид: .TEMP t1 < t2 < t3 ...>>

Директива [.TEMP] задает различные температуры t1, t2, t3, ..., в градусах по Цельсию, для каждой из которых производится моделирование схемы. Величина t1, меньшая -223 градусов, игнорируется. Параметры моделей задаются при номинальной температуре, которая может быть изменена заданием директивы [.OPTIONS] с опцией TNOM. Если директива [.TEMP] отсутствует, то моделирование проводится при температуре, равной номинальной.

Примеры:

.TEMP -27 0 27

.TEMP -55.0 25 155.5

Директива [.NODESET]

Общий вид: .NODESET V(Номер узла) = [Напряжение] <...>

Данная директива позволяет задать начальные напряжения перечисленных в ней узлов для анализа по постоянному току и расчета переходных процессов. Она должна применяться при моделировании схем с двумя и более устойчивыми состояниями для улучшения сходимости расчета по постоянному току и выбора правильной рабочей точки. Применение директивы [.NODESET] при расчете схем с одним устойчивым состоянием позволяет в ряде случаев снизить затраты машинного времени на моделирование и не влияет на окончательную рабочую точку.

Примеры:

.NODESET V(22) = 2.1 V(100) = 0 V(5) = -12

.NODESET V(11) = -5.5V V(100) = 100 V(5) = -1V.

Директива [.IC]

Общий вид: .IC V(Номер узла)=[Напряжения] <...>

Директива [.IC] задает начальные условия при расчете переходных процессов для перечисленных в ней узлов. В зависимости от опции [UIC] в директиве [.TRAN] директива [.IC] может иметь различное действие: а) при задании опции [UIC] в директиве [.TRAN] значения узловых напряжений, определенных в директиве [.IC], используются при расчете начальных условий в моделях емкости, диода, транзисторов, что эквивалентно заданию опции [IC=...] в каждом описании модели полупроводникового прибора, но в более удобной форме.

При одновременном задании директивы [.IC] и опции [IC=...] принимается значение, указанное в опции. В директиве [.IC] должны быть обязательно заданы напряжения на всех источниках постоянного тока, определяющих начальные условия для полупроводниковых приборов; б) если опция [UIC] в директиве [.TRAN] не задана, то перед моделированием определяется рабочая точка схемы по постоянному току, т.е. директива [.IC] не оказывает влияния на результат моделирования.

Примеры:

```
.IC V(22)=2.1 V(102)=0 V(3)=-12
.IC V(11)=-22.3 V(102)=100 V(3)=-1V.
```

Директива [.OP]

Общий вид: .OP

При задании директивы [.OP] программа проводит анализ схемы по постоянному току. При этом индуктивности представляются в виде короткого замыкания, емкости закорачиваются. Данный вид анализа позволяет рассчитать токи активных элементов, рассеиваемые мощности всех источников напряжения. Определяются также линеаризованные параметры всех нелинейных управляемых источников и полупроводниковых элементов. При отсутствии этой директивы рабочие точки все равно рассчитываются, но в выходной файл выводится лишь список узловых напряжений.

Пример:

```
.OP.
```

Директива [.DC]

Общий вид: .DC [Имя источника] VB1 VE1 VS1
<[Имя источника] VB2 VE2 VS2>

Директива [.DC] определяет источник напряжения или тока, для которого рассчитываются характеристики схемы по постоянному току, а также задает пределы изменения и шаг при построении передаточных характеристик схемы. В программе предусмотрен расчет передаточных характеристик при одновременном изменении параметров двух источников. В этом случае сначала будет изменяться значение параметра первого источника при каждом значении параметра второго источника, что используется при расчете вольт-амперных и выходных характеристик полупроводниковых приборов. Опции директивы [.DC] означают: VB1, VB2 — начальные напряжения или токи источников; VE1, VE2 — конечные напряжения или токи источников; VS1, VS2 -соответствующие приращения.

Примеры:

```
.DC VIN 0.25 2.2 0.1
.DC VDS 0 10 0.5 VGS 0 5 1
.DC VCE 0 10 0.25 IB 0 10u 1u.
```

Директива [.TF]

Общий вид: .TF [Выходная величина] [Входной источник]

Директива позволяет рассчитать на постоянном токе в режиме малого сиг-

нала в зависимости от типов входного источника и выходной величины следующие характеристики: 1) передаточную характеристику по току или напряжению; 2) входное сопротивление; 3) выходное сопротивление.

Примеры:

```
.TF V(10.2) VIN  
.TF I(VS) VIN.
```

Директива [.TRAN]

Общий вид: `.TRAN</OP> TS TE <TB <TMAX>> UIC<`

Директива `[.TRAN]` позволяет проводить расчет переходных процессов. Значение `TS` представляет собой величину шага при выводе таблиц и графиков. `TE` — время окончания расчета переходных процессов. `TB` — начало переходного процесса, по умолчанию `TB=0`. В интервале времени `[0,TB]` расчет переходных процессов все равно производится для определения начальных условий, однако результаты расчета не запоминаются. Значение `TMAX` определяет максимальный шаг интегрирования. По умолчанию `TMAX` равен наименьшему из двух величин: `TS` либо `(TE-TB)/50`. Опция `[/OP]` используется для вывода значений рабочей точки схемы. Опция `[UIC]` позволяет использовать в качестве начальных условий значения параметров `[IC=...]`, заданных при описании элементов схемы.

Примеры:

```
.TRAN 1ns 100ns  
.TRAN/OP 1ns 1000ns 100n  
.TRAN 1 100 UIC.
```

Директива [.AC]

Общий вид: `.AC DEC ND FB FE`

```
.AC LIN NP FB FE  
.AC OCT NO FB FE
```

Директива определяет расчет электронной схемы по переменному току и позволяет выполнить анализ ее характеристик в заданном диапазоне частот. В схеме обязательно должен быть один независимый источник с параметром `[AC]`. Опции в директиве `[.AC]` означают:

`DEC` — изменение частоты по декадам;
`ND` — число точек в декаде;
`LIN` — линейное изменение частоты;
`NP` — число точек в диапазоне;
`OCT` — изменение частоты по октавам;
`NO` — число точек в октаве;
`FB` — начальная частота анализа;
`FE` — конечная частота анализа.

Примеры:

```
.AC DEC 10 1 10000  
.AC OCT 10 10 100K  
.AC LIN 100 1K 10MEG.
```

Директива [.FOUR]

Общий вид: .FOUR [Частота основной гармоники] [Выходные переменные]

Директива предназначена для проведения Фурье-анализа и соответственно определения гармонических составляющих выходного сигнала. При этом вычисляются амплитуды и фазы гармонических составляющих, а также их величины, отнесенные к амплитуде и фазе первой гармоники. Директива [.FOUR] работает только совместно с директивой [.TRAN], число рассчитываемых гармоник равно 9.

Примеры:

```
.FOUR 10K V(12) V(13) I(IVIN)  
.FOUR 50HZ V(5) V(7).
```

Директива [.SENS]

Общий вид: .SENS [Выходная переменная] <[Выходная переменная]>

При наличии директивы [.SENS] производится анализ чувствительности на постоянном токе для всех перечисленных выходных переменных по отношению к каждому из параметров схемы.

Примеры:

```
.SENS V(15) V(16.2) V(22)  
.SENS V(2) I(VCC).
```

Директива [.NOISE]

Общий вид: .NOISE [Выходная переменная] [Входной источник]

Директива [.NOISE] предназначена для расчета шумовых характеристик и используется совместно с директивой [.AC]. Программа рассчитывает шумы для заданной выходной переменной, эквивалентные шумы, приведенные ко входному источнику, выводит таблицу весовых коэффициентов для каждого источника шумов в рамках частотного диапазона, определяемого параметром NSUM. Если NSUM=0, то таблица не выводится.

Директива [.PLOT]

Общий вид: .PLOT [DC] [AC] [NOISE] [TRAN] [Выходные переменные] [Нижний предел] [Верхний предел]

Директива предназначена для представления результатов расчета в виде графиков. Опции директивы [DC], [AC], [NOISE], [TRAN] указывают на вид анализа, для которого выводятся графики. При построении графика в программе автоматически определяются максимальная и минимальная величины выходных переменных и происходит масштабирование осей координат так, чтобы график подходил под эти размеры. Однако масштабированием можно управлять, если указать пределы осей координат. На один график одновременно можно вывести до 8 переменных.

Примеры:

```
.PLOT DC V(3) V(2.3) V(R1) I(VIN) I(R2) IB(Q3) VBE(Q3)  
PLOT AC VM(2) VP(2) VM(3,4) VG(5) VDB(5) IR(6) П(6)  
.PLOT NOISE INOISE ONOISE DB(INOISE) DB(ONOISE)  
.PLOT TRAN V(3) V(2,3) (0,5V) ID(M2) I(VCC) (-50MA,50MA).
```


Учебное издание

**Беляков Виктор Борисович,
Свиго Игорь Леонтьевич,
Шилин Леонид Юрьевич**

Лабораторный практикум
по курсу
«Проектирование электрических цепей на ПЭВМ»
для студентов специальности 53 01 03 всех форм обучения БГУИР

Редактор Н.А. Бебель
Корректор Е.Н. Батурчик
Компьютерная верстка Т.В. Шестакова

Подписано в печать 21.10.2002.

Бумага офсетная.

Уч.-изд. л. 3,3.

Печать ризографическая.

Тираж 500 экз.

Гарнитура Times.

Формат 60x84 1/16.

Усл. печ. л. 3,84.

Заказ 203

Издатель и полиграфическое исполнение:

Учреждение образования

«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»

Лицензия ЛП № 156 от 05.02.2001.

Лицензия ЛВ № 509 от 03.08.2001.

220013, Минск, П. Бровки, 6