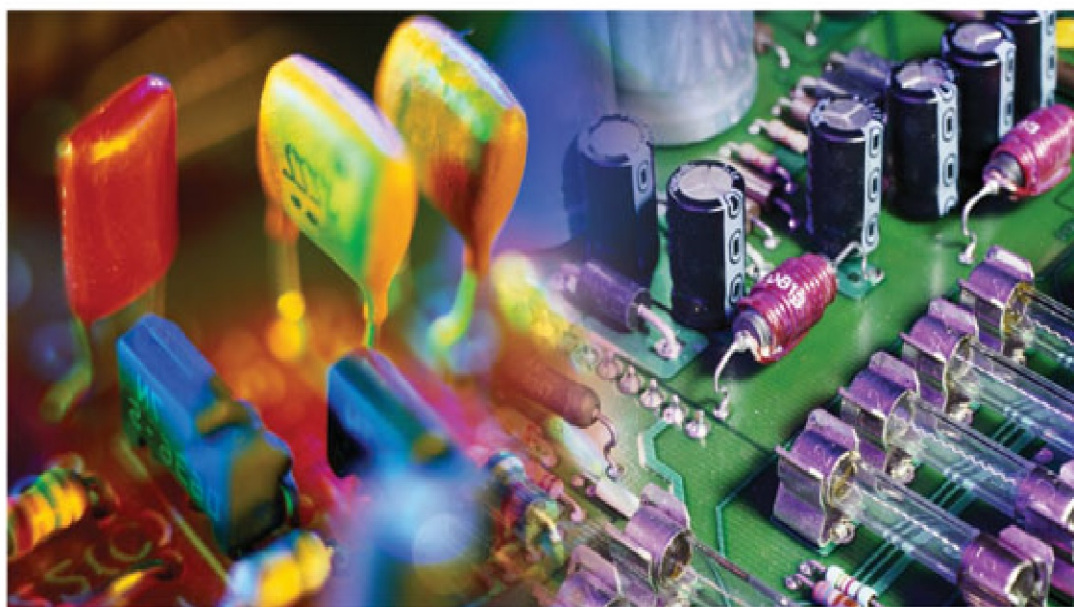


Основы теории цепей Основы схемотехники Радиоприемные устройства

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
НА ПЕРСОНАЛЬНОМ КОМПЬЮТЕРЕ**



Практическое освоение курсов
Уникальная подборка заданий
Широкая сфера применения
Методика, испытанная временем!

Рекомендовано
учебное пособие

Библиотека студента

Оценка «Отлично»!

Серия «Библиотека студента»

В. В. Фриск, В. В. Логвинов

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ, ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ, РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ НА ПЕРСОНАЛЬНОМ КОМПЬЮТЕРЕ

*Рекомендовано УМО по образованию в области телекоммуникаций
в качестве учебного пособия для студентов высших учебных
заведений, обучающихся по направлению подготовки бакалавров
и магистров 554000 и 654400 Телекоммуникации по специальностям
подготовки инженеров 201100 радиосвязь, радиовещание
и телевидение, 201200 Средства связи с подвижными объектами
и 201800 Защищенные системы связи.*

**Москва
СОЛОН-ПРЕСС
2008**

УДК 621.396.218
ББК 32.884.1
Ф89

Рецензенты:

*Р. Б. Мазепа, профессор (МАИ);
В. В. Баринев, профессор (МИЭТ)*

В. В. Фриск, В. В. Логвинов

Ф89 Основы теории цепей, основы схемотехники, радиоприемные устройства. Лабораторный практикум на персональном компьютере. — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. — 608 с.: ил. — (Серия «Библиотека студента»).

ISBN 978-5-91359-008-4

Данное учебное пособие состоит из двух частей. В первой части представлены лабораторные работы по курсу «Основы теории цепей». Во второй части приведены лабораторные работы по курсу «Основы схемотехники» и «Радиоприемные устройства».

Все лабораторные работы выполняются на персональном компьютере с помощью системы схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 или Micro-Cap 9.

Для студентов, бакалавров, магистров и аспирантов высших учебных заведений (университетов связи), инженерно-технических работников, также будет полезна учащимся техникумов и колледжей связи всех специальностей.

КНИГА — ПОЧТОЙ

Книги издательства «СОЛОН-ПРЕСС» можно заказать наложенным платежом (оплата при получении) по фиксированной цене. Заказ оформляется одним из трех способов:

1. Послать открытку или письмо по адресу: 123242, Москва, а/я 20.
2. Оформить заказ можно на сайте www.solon-press.ru в разделе «Книга — почтой».
3. Заказать по тел. (495) 254-44-10, 252-73-26.

Бесплатно высылается каталог издательства по почте. Для этого присылайте конверт с маркой по адресу, указанному в п. 1.

При оформлении заказа следует правильно и полностью указать адрес, по которому должны быть высланы книги, а также фамилию, имя и отчество получателя. Желательно указать дополнительно свой телефон и адрес электронной почты.

Через Интернет Вы можете в любое время получить свежий каталог издательства «СОЛОН-ПРЕСС», считав его с адреса www.solon-press.ru/kat.doc.

Интернет-магазин размещен на сайте www.solon-press.ru.

По вопросам приобретения обращаться:

ООО «АЛЪЯНС-КНИГА КТК»

Тел: (495) 258-91-94, 258-91-95, www.abook.ru

Сайт издательства СОЛОН-ПРЕСС: www.solon-press.ru.

E-mail: solon-avtor@coba.ru

ISBN 978-5-91359-008-4

© Макет и обложка «СОЛОН-ПРЕСС», 2008
© В. В. Фриск, В. В. Логвинов, 2008

Предисловие

В первой части данного учебного пособия представлены лабораторные работы по дисциплине «Основы теории цепей» (ОТЦ), включающие исследование аналоговых и цифровых цепей, позволяющих студентам закрепить и углубить знания и навыки при анализе электрических цепей с применением персонального компьютера (ПК).

Теоретическая часть материала, необходимого для выполнения лабораторных работ по первой части, изложена в книге Фриск В. В. «Основы теории цепей». Дополнительные лабораторные работы могут быть взяты из книги того же автора «ОТЦ. Лабораторный практикум на персональном компьютере».

Каждая лабораторная работа первой части рассчитана на 2 ч предварительной подготовки и на 2 ч выполнения на ПК типа IBM PC, на котором установлена программа Micro-Cap 8.1.1 Evaluation Version или более высокой версии разработанной фирмой Spectrum Software.

Во второй части приведены лабораторные работы для студентов старших курсов, изучающих дисциплины «Основы схемотехники» и «Радиоприемные устройства». В первом разделе второй части изучаются свойства основных типов усилительных каскадов, в том числе и на базе ОУ, с использованием моделей принципиальной и эквивалентной схем усилителей. Исследуется влияние на частотные и переходные характеристики цепей межкаскадной связи, отрицательной обратной связи, цепей коррекции и свойств активных элементов. Во втором разделе второй части пособия моделируются узлы приемно-усилительной аппаратуры с использованием принципиальных схем реальных устройств, осуществляющих генерацию, усиление, преобразование гармонических сигналов и детектирование сигналов различных видов модуляции. Исследуются искажения во временной и частотной областях, обусловленные: взаимным влиянием резонансных усилителей, параметрами нагрузки, режимами работы активных элементов, температурным режимом и другими факторами. Проводится оптимизация характеристик узлов радиоприемного устройства по выбранному критерию (полосе пропускания, коэффициенту линейных и нелинейных искажений, числу побочных каналов приема и др.). Анализ проводится с использованием моделей активных элементов отечественного производства.

Лабораторные работы второй части рассчитаны на 4 ч предварительной подготовки и на 4 ч выполнения на ПК.

Данный компьютерный лабораторный практикум построен на использовании системы схемотехнического проектирования Micro-Cap. Предполагается, что студенты имеют начальные представления об этой программе. Бесплатную версию Micro-Cap (demo.zip 5,41 Мб) можно загрузить со следующего адреса в Интернет <http://www.spectrum-soft.com/>. Компьютерный практикум может быть предложен как альтернатива лабораторному практикуму, основанному на физических (стендовых) моделях. Его могут использовать студенты и с дистанционной формой обучения.

Работа по написанию данного учебного пособия распределилась следующим образом: главу 1 написал Фриск В. В., главу 2 написал Логвинов В. В.

Глава первая

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ОТЦ

Лабораторная работа № 1

Знакомство с системой схмотехническоко моделирования Micro-Cap

1 Цель работы

Установить программу Micro-Cap 8.1.1 Evaluation Version или более высокой версии на персональный компьютер (ПК). Научиться собирать схемы с помощью этой программы.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные возможности программы Micro-Cap стр. 107—125 [1], стр. 1—170 [2] и стр. 36—117 [3]. Дополнительно познакомьтесь с литературой [4] и [5]. С помощью этой программы ввести схему, например, заданную в курсовой работе по ОТЦ.

3 Установка программы Micro-Cap

Распакуйте файл demo.zip в директорию, например, в MS8.

Запустите Setup.exe из этой директории для установки Micro-Cap на свой компьютер (рис. 1).

На рабочем столе появиться ярлык этой программы.

Запустите Micro-Cap, щелкнув два раза мышкой на этом ярлыке. Появится окно этой программы (рис. 2).

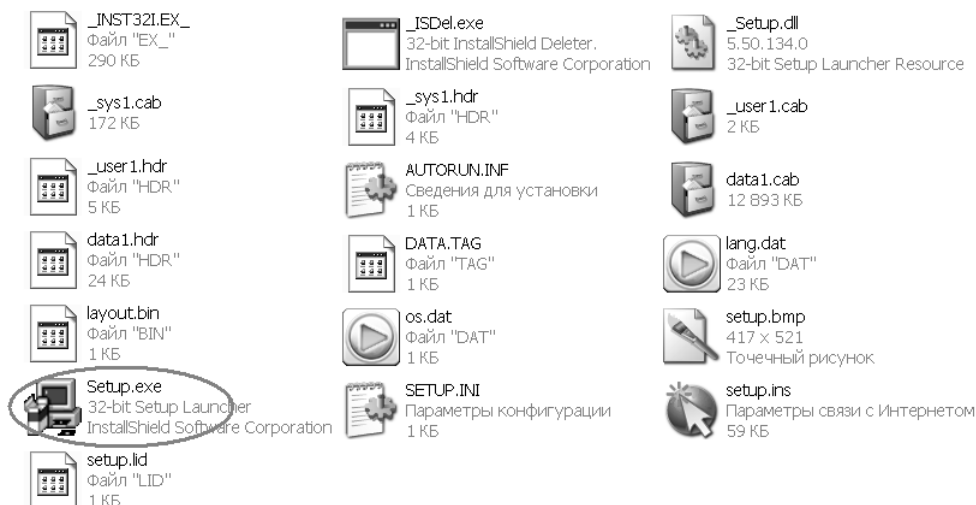


Рис. 1

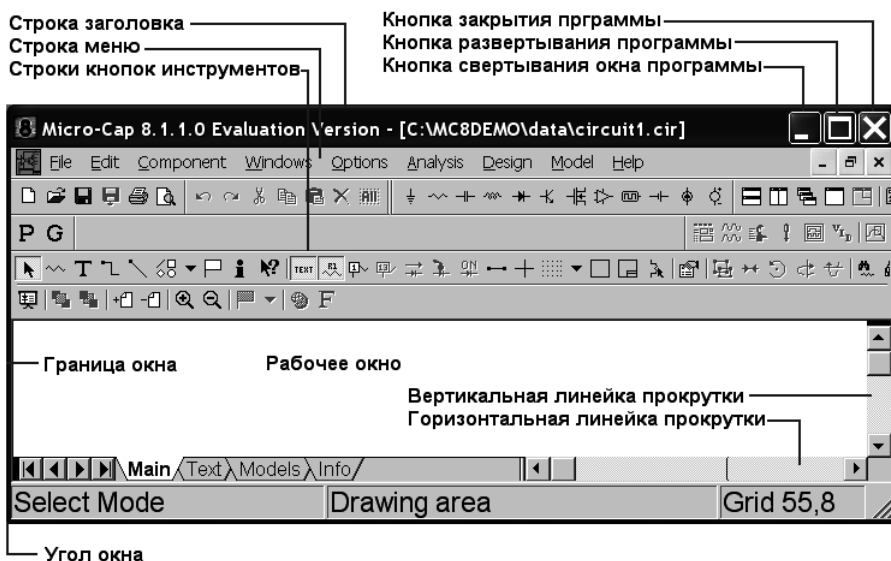


Рис. 2

4 Знакомство с возможностями программы Micro-Cap

В меню **Help** выберите команду **General Demo...** и просмотрите, возможно, несколько раз, основные возможности программы (рис. 3).

Нажмите клавишу **F1** и ознакомьтесь с файлом помощи. В меню **Help** выберите команду **About Micro-Cap** и прочитайте номер версии (рис. 4).

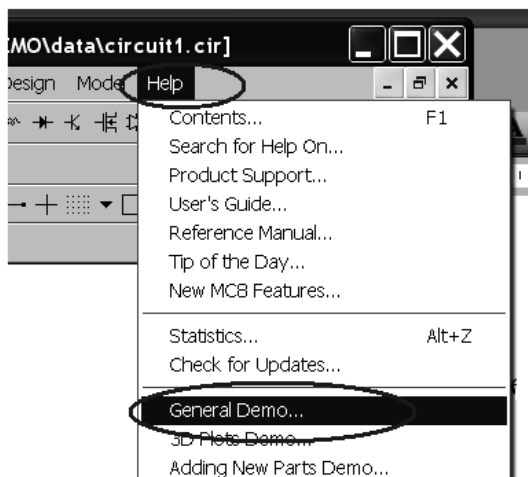


Рис. 3

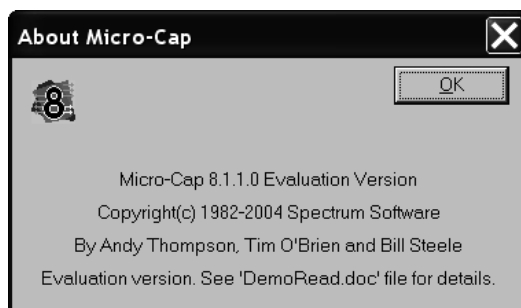


Рис. 4

5 Редактирование вида элементов

Установите **EURO** графику для резистора. Для этого выберите в меню **Window** команду **Component Editor...** (рис. 5).

В окне **Shape** установите **Resistor_Euro**.

При закрытии этого редактора компонентов сохраните внесенные изменения (рис. 6).

Исправьте вид катушки индуктивности. Для этого в меню **Windows** выберите команду **Shape Editor....** В появившемся левом окне установите **Inductor** (рис. 7).

Используя инструменты этого графического редактора, получите следующее изображение катушки индуктивности (рис. 8).

Замечание. Для удобства редактирования отключите фиксацию привязки графических объектов к узлам сетки (Grid Snap) (рис. 8).

Аналогично можно исправить изображение источников напряжения, источников токов, трансформаторов, микросхем и других элементов.

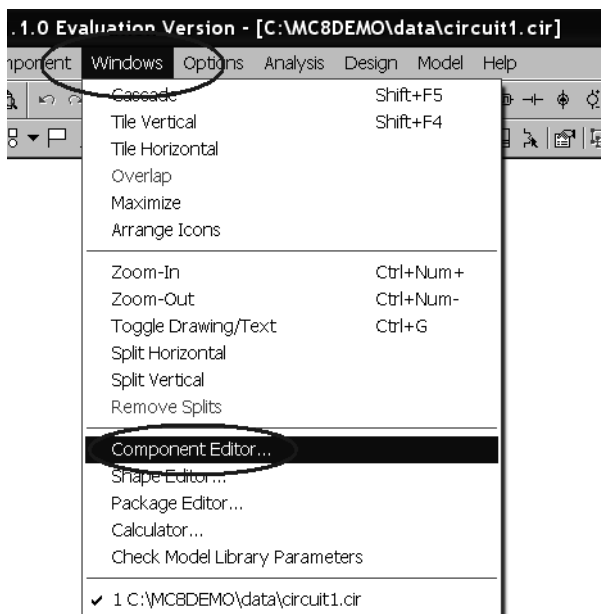


Рис. 5

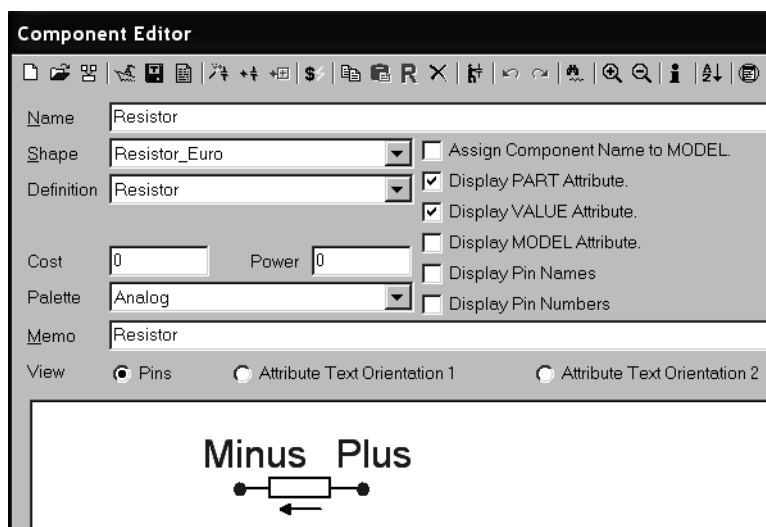


Рис. 6

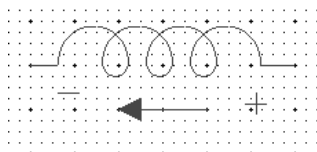


Рис. 7

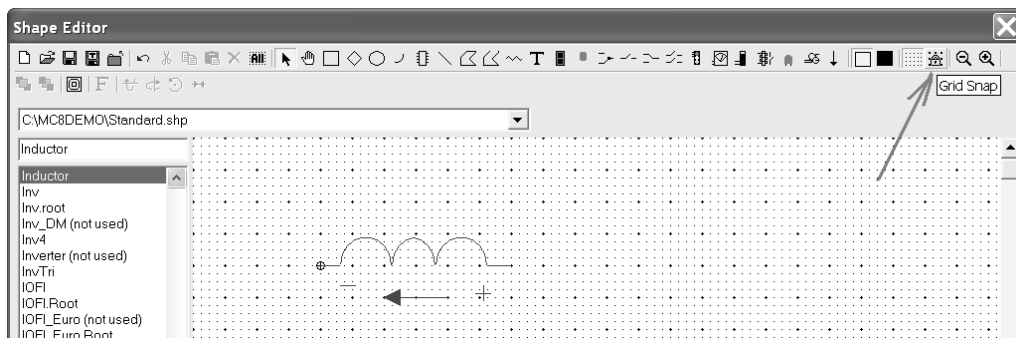


Рис. 8

6 Краткий справочник

6.1 Приставки

F	Femto	фемто	10^{-15}	1E-15
P	Pico	пико	10^{-12}	1E-12
n	Nano	нано	10^{-9}	1E-9
u	Micro	микро	10^{-6}	1E-3
m	Milli	милли	10^{-3}	1E-3
K	Kilo	кило	10^3	1E3
MEG	Mega	мега	10^6	1E6
G	Giga	гига	10^9	1E9
T	Tera	тера	10^{12}	1E12

Например, $1 \text{ мкФ} = 1 \mu\text{F}$, $1 \text{ кОм} = 1 \text{ K}$.

6.2 Некоторые функции

Функции комплексной переменной $z = x + jy$	
SIN(z)	Синус, z в радианах
COS(z)	Косинус, z в радианах
TAN(z)	Тангенс, z в радианах
COT(z)	Котангенс, z в радианах

Продолжение некоторых функций

Функции комплексной переменной $z = x + jy$	
SEC(z)	Секанс, z в радианах
CSC(z)	Косеканс, z в радианах
ASIN(z)	Арсинус
ACOS(z)	Арккосинус
ATAN(z)	Арктангенс
ATN(z)	Арктангенс
ARCTAN(z)	Арктангенс
ATAN2(y,x)	Арктангенс2 = ATN(y/x)
ACOT(z)	Арккотангенс
ASEC(z)	Арксеканс
ACSC(z)	Арккосеканс
SINH(z)	Гиперболический синус
COSH(z)	Гиперболический косинус
TANH(z)	Гиперболический тангенс
COTH(z)	Гиперболический котангенс
SECH(z)	Гиперболический секанс
CSCH(z)	Гиперболический косеканс
ASINH(z)	Гиперболический арксинус
ACOSH(z)	Гиперболический арккосинус
ATANH(z)	Гиперболический арктангенс
ACOTH(z)	Гиперболический арккотангенс
ASECH(z)	Гиперболический арксеканс
ACSCH(z)	Гиперболический арккосеканс
LN(z)	Натуральный логарифм
LOG(z)	Десятичный логарифм
LOG10(z)	Десятичный логарифм
EXP(z)	Экспонента
POW(z,x)	Возведение в степень, z^x
PWR(y,x)	Возведение в степень действительного числа, $y^{^x}$ или y^{**} или $^{^}$ (например; $5^{**}2 = 25$ или $5^{^}2 = 25$)
PWRS(y,x)	Возведение в степень действительного числа со знаком: $ y ^{^x}$, если $y > 0$, $- y ^{^x}$ если $y < 0$
HARM(u)	Расчет гармоник сигнала u
FFT(u)	Прямое преобразование Фурье сигнала $u(t)$
IFT(S)	Обратное преобразование Фурье спектра S
CONJ(S)	Сопряженный комплексный спектр S
CS(u,v)	Взаимный спектр сигналов u и v , равный $\text{CONJ}(\text{FFT}(v)) * \text{FFT}(u) * dt * dt$

Окончание некоторых функций

Функции комплексной переменной $z = x + jy$	
AS(u)	Собственный спектр сигнала u, равный CS(u,u)
CC(u,v)	Взаимная корреляция сигналов u и v, равная $IFT(CONJ(FFT(v))*FFT(u))*dt$
AC(u)	Автокорреляционная функция сигнала u, равная $IFT(CONJ(FFT(u))*FFT(u))*dt$
CON(u,v)	Нормированная корреляционная функция сигналов u и v, равная $CC(u,v)/\sqrt{AC(u(0))*AC(v(0))}$
REAL(S)	Действительная часть спектра S, рассчитываемая с помощью FFT
IMAG(S)	Мнимая часть спектра S, рассчитываемая с помощью FFT
MAG(S)	Модуль спектра S, рассчитываемый с помощью FFT
PHASE(S)	Фаза спектра S, рассчитываемая с помощью FFT

Арифметические операции	
+	Сложение
-	Вычитание
*	Умножение
/	Деление
MOD	Остаток после целочисленного деления
DIV	Целочисленное деление

Стандартные логические функции	
AND	И
NAND	НЕ-И
NOR	ИЛИ
NOT	НЕ
OR	ИЛИ
XOR	Исключающее ИЛИ

Операции отношения	
<	Меньше
>	Больше
<=	Меньше или равно
>=	Больше или равно
<> или !	Не равно
==	Равно

Специальные функции от комплексной переменной $z = x + jy$	
ABS(z)	Абсолютное значение от z
RMS(u)	Текущее среднеквадратическое отклонение переменной u при интегрировании по времени
AVG(u)	Текущее среднее значение переменной u
CURVEY(«имя файла», "W")	Импортирует Y компоненту кривой W из файла пользователя
CURVEX(«имя файла», "W")	Импортирует X компоненту кривой W из файла пользователя
DELAY(x,d)	Возвращает x с отсрочкой в d секунд
DIFA(u,v[,d])	Сравнение значений двух аналоговых кривых u и v во всех точках анализа. Возвращает 1 если разность во всех точках по модулю меньше d , в противном случае возвращает 0. Параметр d необязателен, по умолчанию $d = 0$
DIFD(u,v[,d])	Сравнение значений двух цифровых кривых u и v во всех точках анализа. Возвращает 1 если во всех точках анализа функции отличаются друг от друга, в противном случае возвращает 0. В течении первых d секунд сравнение не проводится. Параметр d необязателен, по умолчанию $d = 0$
FACT(n)	Факториал от целого числа n
$u!$	Факториал от целой переменной u
IMPORT(f,y)	Импорт функции из файла f
IMPULSE(y)	Функция импульса от амплитуды y в пределах от 1 до 0
JN(n,z[,m])	Функция Бесселя первого рода n -порядка (m -членов ряда по умолчанию $m = 10$)
J0(z)	Функция Бесселя нулевого рода первого порядка
J1(z)	Функция Бесселя первого рода первого порядка
LAST(z,n)	Кривая z приостанавливается на n временных точек
MAXR(x)	Возвращает наибольшее текущее значение x при временном или DC-анализе
MINR(x)	Возвращает наименьшее текущее значение x при временном или DC-анализе
NORM(z,x0)	Кривая z нормализуется по переменной z , где выражение X равно $x0$. Оператор в ДБ нормализован к 0
NORMMAX(z)	Кривая z нормализуется по максимуму переменной z
NORMMIN(z)	Кривая z нормализуется по минимуму переменной z
PROD(n,n1,n2,z)	Вычисление сложного комплексного выражения $z = z(n)$, для $n = n1$ до $n = n2$. Например $PROD(n,1,3,j+n) = (j+1) * (j+2) * (j+3) = 0 + 10j$
SERIES(n,n1,n2,z)	Вычисление суммирования комплексного выражения $z = z(n)$, для $n = n1$ до $n = n2$. Например $SERIES(n,1,3,n+j) = (j+1) + (j+2) + (j+3) = 6 + 3j$
SGN(y)	Знак, Возвращает 1 если $y > 0$, -1 если $y < 0$, 0 если $y = 0$
SQRT(z)	Корень из комплексного числа z
STP(x)	Ступенчатая функция амплитудой 1. Возвращает 0 при $T > x$
YN(n,z[,m])	Функция Бесселя второго рода n -порядка (m -членов ряда по умолчанию $m = 10$)
Y0(z)	Функция Бесселя нулевого рода второго порядка
Y1(z)	Функция Бесселя второго рода второго порядка

Функции от комплексной переменной $z = x + jy$	
DB(z)	Децибел от z ($20\lg(z)$)
RE(z)	Действительная часть от z
IM(z)	Мнимая часть от z
IMAG(z)	Мнимая часть от z
IMG(z)	Мнимая часть от z
MAG(z)	Модуль z
M(z)	Модуль z
PH(z)	Фаза z в градусах
P(z)	Фаза z в градусах
PHASE(z)	Фаза z в градусах
GD(z)	Групповое время запаздывания, $\Delta(\text{фаза от } z)/\Delta(\text{частота})$
MIN(z1,z2)	Минимум из действительной и мнимой частей $z1$ и $z2$
MAX(z1,z2)	Максимум из действительной и мнимой частей $z1$ и $z2$
LIMIT(z,z1,z2)	Возвращает z
IF(b,z1,z2)	Если b истинна, функция возвращает $z1$, иначе возвращается $z2$

Операции с логическими (цифровыми) переменными	
D(A)	Логическое состояние цифрового узла A
HEX(A,B,C,D)	Значение состояний цифровых узлов A,B,C и D в 16-ричной системе
BIN(A,B,C,D)	Значение состояний цифровых узлов A,B,C и D в 2-ичной системе
DEC(A,B,C,D)	Значение состояний цифровых узлов A,B,C и D в 10-тичной системе
OCT(A,B,C,D)	Значение состояний цифровых узлов A,B,C и D в 8-ричной системе
+	Сумма двух 2-, 8-, 16-, 10-десятичных чисел
-	Разность двух 2-, 8-, 16-, 10-десятичных чисел
MOD	Остаток после целочисленного деления двух 2-, 8-, 16-, 10-десятичных чисел
DIV	Целочисленное деление двух 2-, 8-, 16-, 10-десятичных чисел
&	Операция И от состояний двух цифровых узлов
	Операция ИЛИ от состояний двух цифровых узлов
^	Операция поразрядного исключающего ИЛИ от состояний двух цифровых узлов
~	Операция поразрядного исключающего НЕ от состояний двух цифровых узлов

6.3 Некоторые функциональные клавиши

Для окна редактора схем:

F1 — вызов справки;

F3 — вызов окна Search;

F10 — вывод окна настроек.

Для окна Analysis:

F2 — возврат к графикам;

F3 — возврат к схеме;

F4 — переход к окну графиков.

Для окна графиков:

F2 — Run;

F3 — возврат к схеме;

F5 — просмотр файла с числовыми данными;

F9 — переход в окну ввода параметров графиков;

F11 — переход к меню Stepping.

6.4 Список переменных

D(A)	Логическое состояние узла A
V(A)	Напряжение узла A относительно Земли
V(A,B)	Напряжение между узлами A и B
V(D1)	Падение напряжения на приборе D1
I(D1)	Ток через прибор D1
I(A,B)	Ток между узлами A и B
IR(Q1)	Ток, втекающий в полюс R прибора Q1
VRS(Q1)	Напряжение между узлами R и S прибора Q1
CRS(Q1)	Емкость между узлами R и S прибора Q1
QRS(Q1)	Заряд между узлами R и S прибора Q1
R(R1)	Сопротивление резистора R1
C(X1)	Емкость конденсатора или диода X1
Q(X1)	Заряд конденсатора или диода X1
L(L1)	Индуктивность катушки или сердечника L1
X(L1)	Магнитный поток в катушке или сердечника L1
B(L1)	Магнитная индукция сердечника L1
H(L1)	Напряженность магнитного поля в сердечнике L1
T	Время

Окончание списка переменных

F	Частота
S	Комплексная частота, равная $2\pi Fj$
RND	Генератор случайных чисел ($0 \leq \text{RND} \leq 1$)
ONoise	Напряжение шумов на выходе
INoise	Напряжение шумов на входе (ONoise/gain)
PG(V1)	Мощность источника V1
PS(X1)	Мощность емкостная или индуктивная поглощаемая прибором X1
PD(D1)	Мощность рассеиваемая прибором D1

7 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. Лабораторный практикум на персональном компьютере. М.: СОЛОН-Пресс, 2002. 192 с.
2. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap V. М.: СОЛОН, 1997. 280 с.
3. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. М.: Горячая линия—Телеком, 2003. 68 с.
4. Фриск В. В. Основы теории цепей. Расчеты и моделирование с помощью пакета компьютерной математики Mathcad. М.: СОЛОН-Пресс, 2006. 83 с.
5. Гаврилов Л. П., Соснин Д. А. Расчет и моделирование линейных электрических цепей с применением ПК. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 448 с.

Лабораторная работа № 2

Исследование на ЭВМ характеристик источника постоянного напряжения

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap получить внешние характеристики источников напряжения. Познакомиться с зависимыми источниками.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей об источниках стр. 16—20, 83—83 [1] и стр. 18—24 [2]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Рассчитать и построить зависимость тока I от сопротивления нагрузки R_H в цепи (рис. 1а).

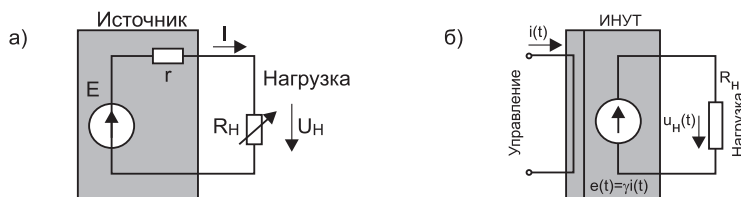


Рис. 1

Принять:

$E = 2,4$ В — ЭДС источника;

$r = 320$ Ом — внутреннее сопротивление источника;

$R_H = 0, 10, 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1280, 2560$ и 5000 Ом — сопротивление нагрузки;

$I = E / (r + R_H)$ — ток в нагрузке от сопротивления нагрузки R_H .

Данный график занести в соответствующий раздел отчета. Полученные данные запишите в табл. 1.

3.2. Для той же цепи рассчитать и построить следующие зависимости:

$U_H = IR_H = f(R_H)$ — падения напряжения на нагрузке от сопротивления нагрузки R_H ;

$P_{\text{ист}} = EI = f(R_H)$ — мощность источника от сопротивления нагрузки R_H ;

$P_r = I^2 r = f(R_H)$ — мощность, выделяемая на внутреннем сопротивлении источника от сопротивления нагрузки R_H ;

$P_H = I^2 R_H = f(R_H)$ — мощность, выделяемая на нагрузке от сопротивления нагрузки R_H ;

$\eta = 100\%(P_H/P_{\text{ист}}) = f(R_H)$ — коэффициент полезного действия (КПД) цепи от сопротивления нагрузки R_H .

Данные графики занести в соответствующие разделы отчета. Полученные данные записать в табл. 1.

Таблица 1

По предварительному расчету							Получено экспериментально						
R _н , Ом	I, мА	U _н , В	P _{ист} , Вт	P _г , Вт	P _н , Вт	η, %	I, мА	U _н , В	P _{ист} , Вт	P _г , Вт	P _н , Вт	η, %	
0													
10													
20													
40													
80													
320													
1280													
2560													
5000													

3.3. Для цепи (рис. 1б) с линейным источником переменного тока управляемым переменным напряжением (ИНУТ) рассчитать амплитуду напряжения U_m на нагрузке, если управляющее сопротивление $\gamma = 3$ Ом, управляющий ток $i(t) = 2\sin(2\pi ft)$, $f = 2$ кГц, для двух значений сопротивлений нагрузки R_H 100 Ом и 200 Ом.

Полученные данные записать в табл. 2.

Таблица 2

По предварительному расчету				ЭВМ
R_H , Ом	γ , Ом	I_m , А	U_m , В	U_m , В
100	3	2		
200	3	2		

4 Порядок выполнения работы

Будем считать, что ЭДС E и внутреннее сопротивление источника r (рис. 1а) являются постоянными величинами. В этом случае внешняя характеристика источника (рис. 2) будет выражаться уравнением прямой линии

$$U_H(I) = E - rI.$$

Режим, при котором ток равен нулю $I = 0$, называется режимом холостого хода, в этом случае $U_H = U_X = E$. Физически это равносильно отключению нагрузки ($R_H = \infty$).

Режим, при котором напряжение равно нулю $U_H = 0$, называется режимом короткого замыкания ($R_H = 0$). В этом случае ток достигает своего максимального значения $I = I_K = E/r$.

Если положить внутреннее сопротивление источника равным нулю $r = 0$, то нагрузочная характеристика не будет зависеть от тока $U_H = E$ (рис. 3). В этом случае источник называется идеальным.

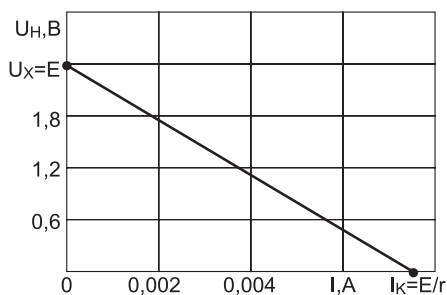


Рис. 2

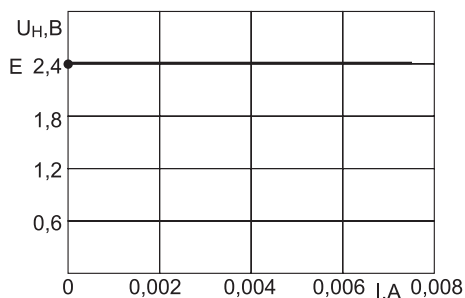


Рис. 3

Из этого можно сделать следующий вывод. В реальном источнике, для которого выполняется неравенство $r \ll R_H$, приближенно из схемы можно исключить r , тогда этот источник по своим свойствам будет приближаться к идеальному источнику ЭДС.

Исследуем с помощью ЭВМ характеристики источника постоянного напряжения.

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 4) собрать схему для исследования источника ЭДС (рис. 1).

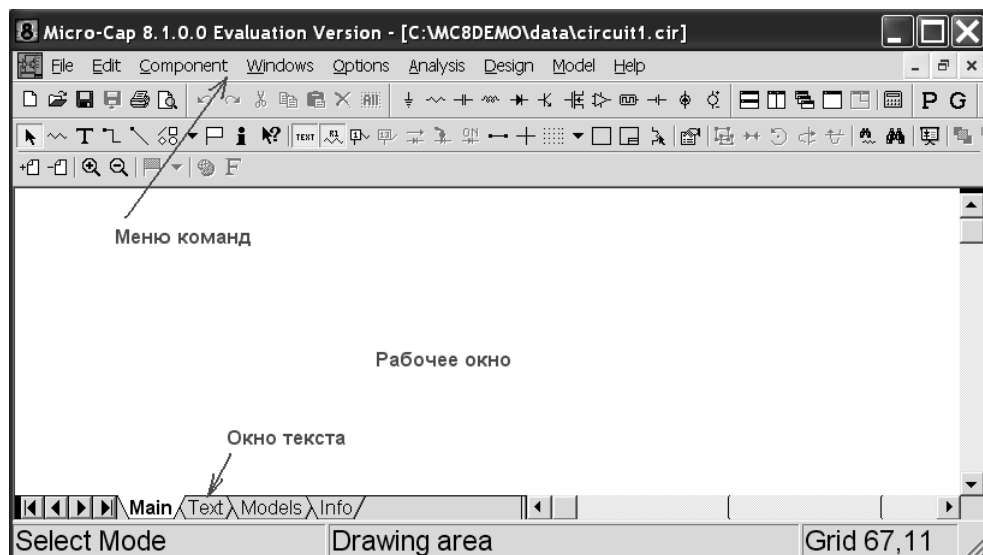


Рис. 4

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника постоянной ЭДС

Ввести источник постоянной ЭДС (**Battery**) $E = 2,4 \text{ В}$ ($V = 2.4$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Battery** (рис. 5).

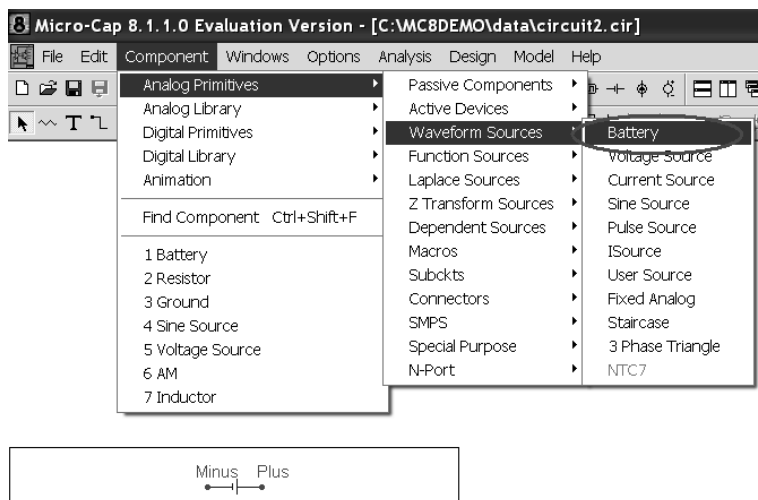


Рис. 5

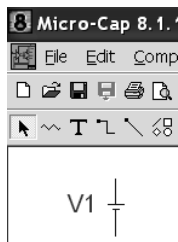


Рис. 6

Курсор примет форму графического изображения батареи напряжения. Поместите его на рабочее окно, так как показано на рис. 6.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Battery**. Введите **2.4** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку (рис. 7).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 8).

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закреть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 7).

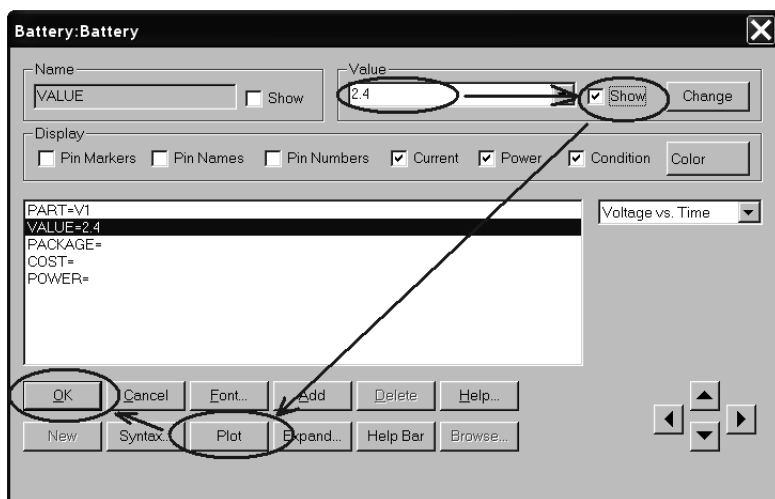


Рис. 7

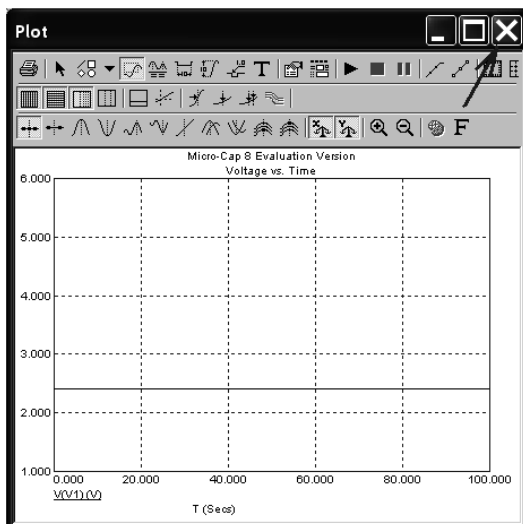


Рис. 8

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 9).

Установите землю снизу от источника **V1** (рис. 10).

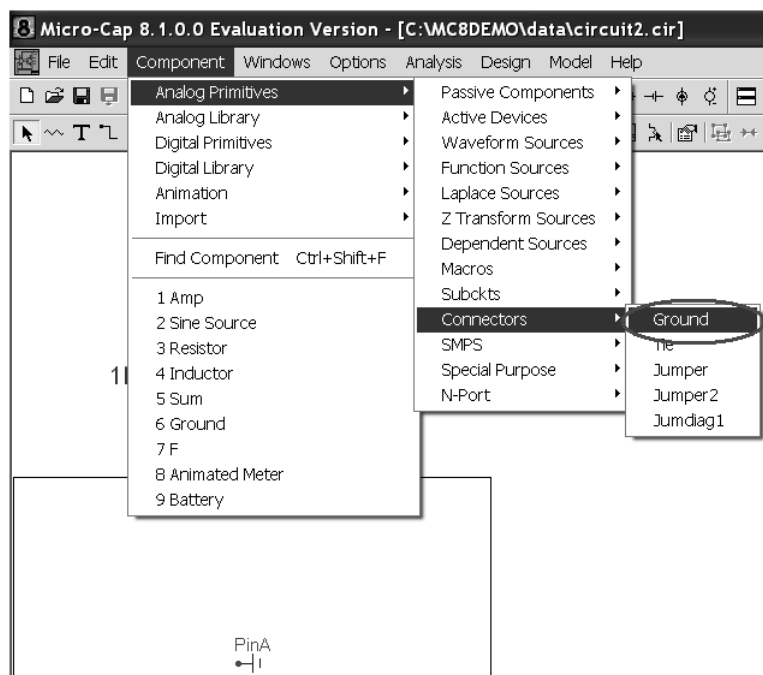


Рис. 9

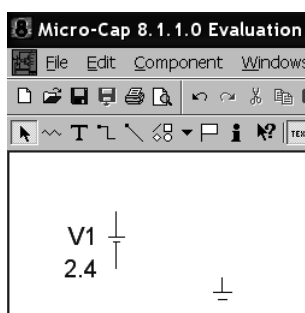


Рис. 10

4.2.3 Ввод внутреннего сопротивления источника

Ввести резистор $R1 = r = 320 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 11).

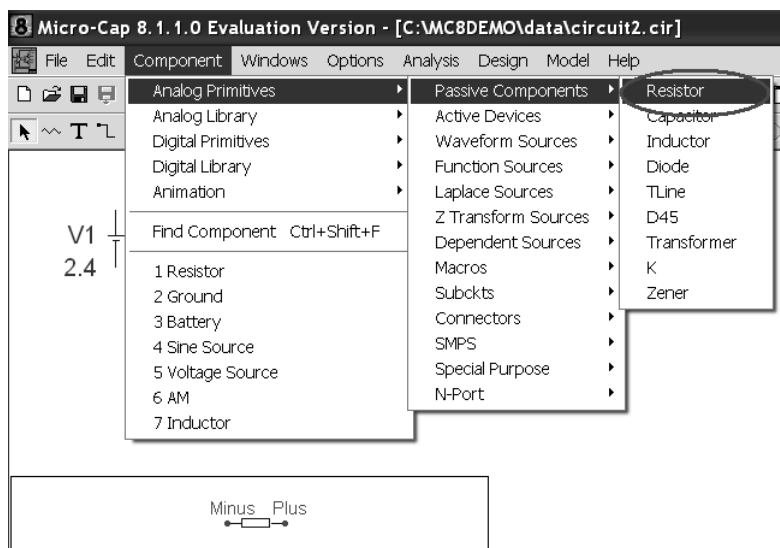


Рис. 11

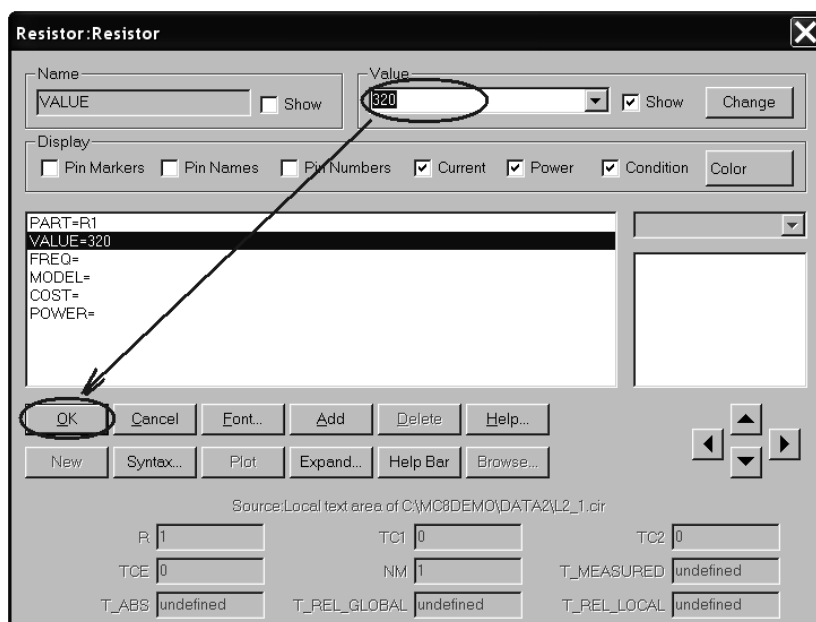


Рис. 12

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 12).

В окне **Value** введите значение сопротивления **320** (320 Ом), нажмите кнопку **OK**.

Для поворота резистора используйте кнопку **Rotate** (рис. 13).

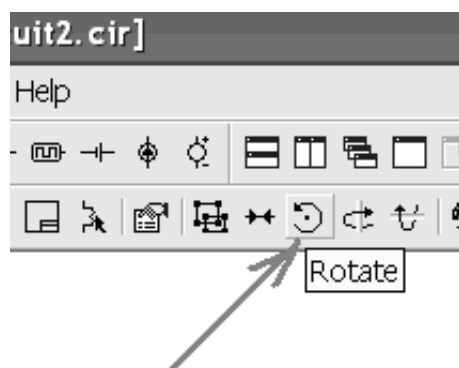


Рис. 13

4.2.4 Ввод сопротивления нагрузки

Ввести резистор $R_2 = R_H$.

Откройте меню **Component****Analog Primitives****Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 11).

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле элемента земля и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 14).

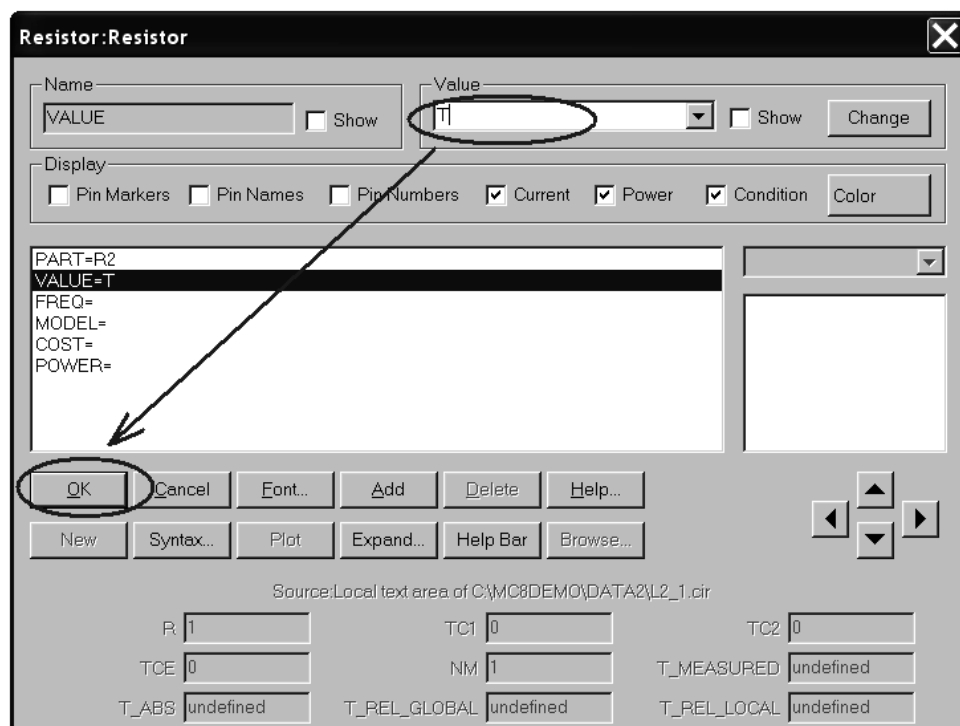


Рис. 14

В окне **Value** введите переменную времени **T (t)**, нажмите кнопку **ОК**.

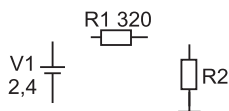


Рис. 15

В окне редактора появится следующее изображение (рис. 15).

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 16).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 17).

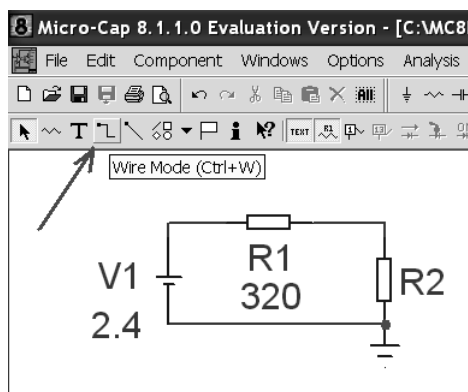


Рис. 16



Рис. 17

4.3 Исследование характеристик источника

4.3.1 Построение зависимости тока от сопротивления нагрузки

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость тока от сопротивления нагрузки **I(R2)**. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 18).

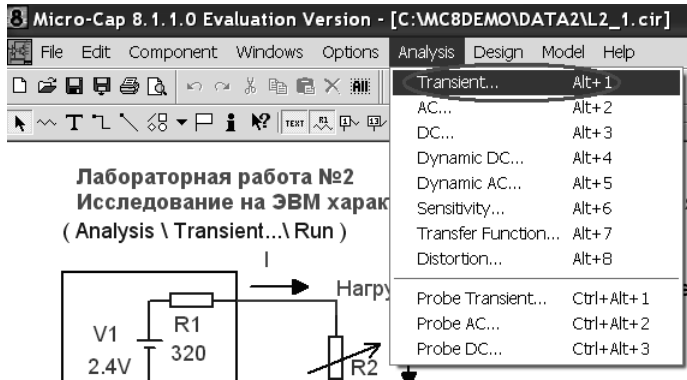


Рис. 18

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 19.

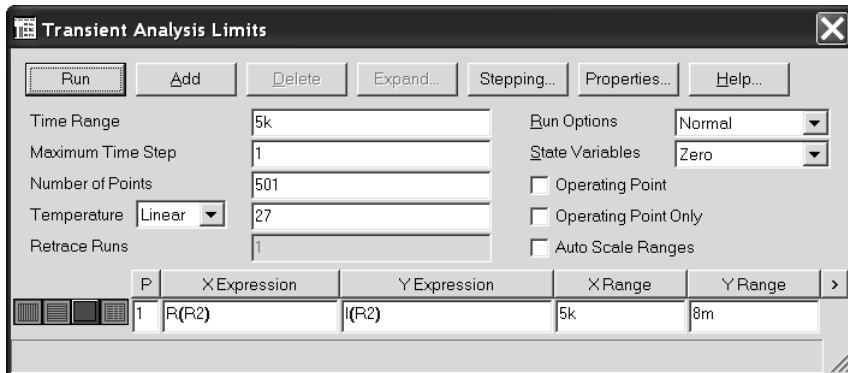


Рис. 19

Time Range «5k» — интервал (0...5 кОм).

Maximum Time Step «1» максимальный шаг (1 Ом).

P номер окна «1», в котором будет построен график тока.

X Expression «R(R2)» — аргументы функции тока.

Y Expression «I(R2)» — имя функции тока.

X Range «5k» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «8m» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости тока от сопротивления нагрузки $I(R_2)$ (рис. 20).

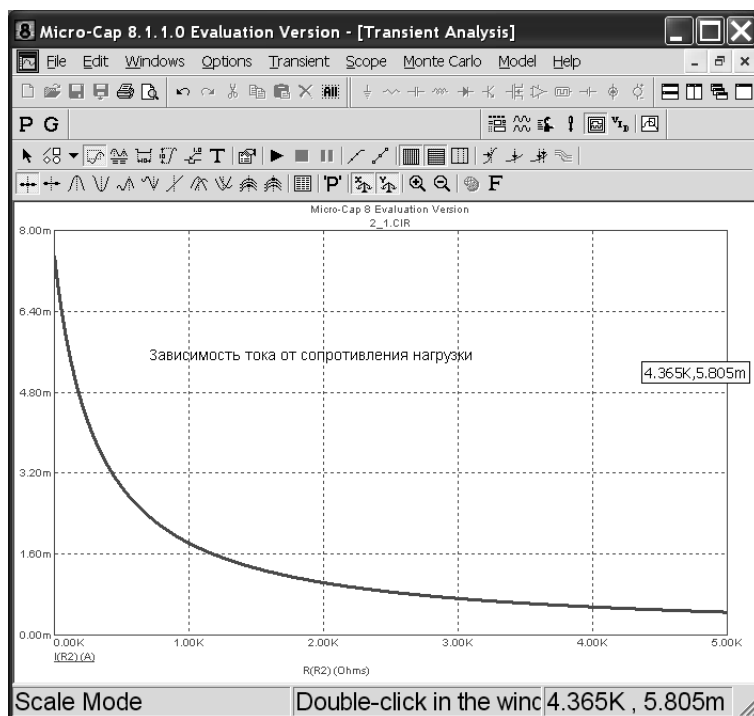


Рис. 20

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину тока источника (J) и величину тока при сопротивлении нагрузки равным внутреннему сопротивлению источника.

Замечание. Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Для точного определения величины тока нажмите на клавиатуре одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину сопротивления, например, **320** (рис. 21).

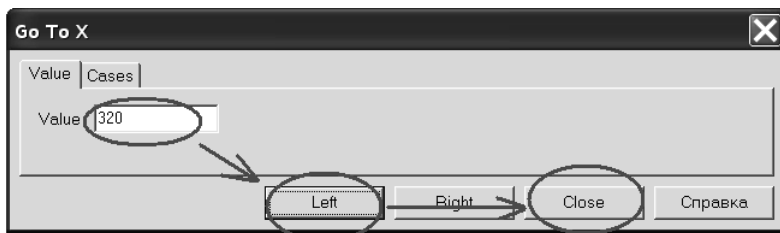


Рис. 21

Нажмите клавишу **Left** и затем **Close**. На графике должны появиться координаты запрашиваемой токи (рис. 22).

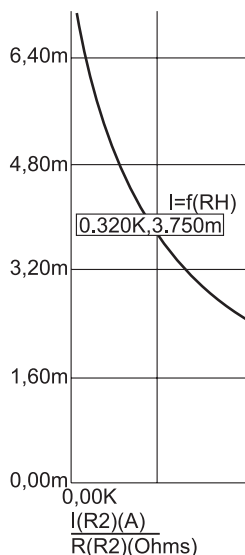


Рис. 22

Полученные данные величин тока занесите в табл. 1.

4.3.2 Построение зависимости напряжения от сопротивления нагрузки

Получите зависимость падения напряжения на нагрузке от сопротивления нагрузки **V(R2)**. Для этого нажмите клавишу **F9**. Введите в окне **Y Expression** «**V(R2)**» — имя функции напряжения, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 23).

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину, к которой асимптотически стремится напряжение, и вели-

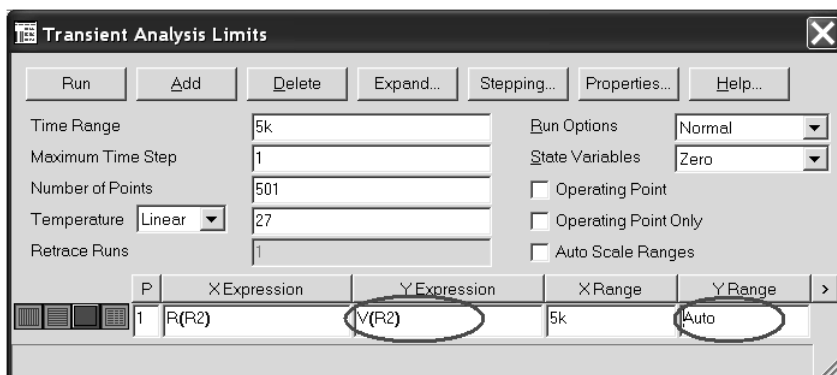


Рис. 23

чину напряжения при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Аналогично предыдущему пункту, полученные данные величин напряжения занесите в табл. 1.

В случае возникновении проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_2.CIR (File\Open...).

4.3.3 Построение зависимости мощности источника от сопротивления нагрузки

Получите зависимость мощности отдаваемой источником ($P_{\text{ист}} = E \cdot I$) от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $V(V1) \cdot I(R2)$ » — имя функции мощности источника, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 24).

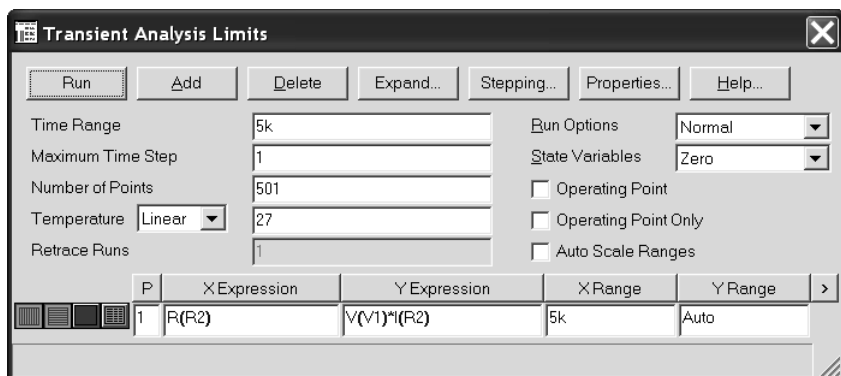


Рис. 24

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике точку максимальной мощности и величину мощности при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин мощности занесите в табл. 1.

В случае возникновении проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_3.CIR (File\Open...).

4.3.4 Построение зависимости мощности выделяемой на внутреннем сопротивлении источника от сопротивления нагрузки

Получите зависимость мощности, выделяемой на внутреннем сопротивлении источника ($P_r = I^2 \cdot r$), от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $I(R2) \cdot I(R2) \cdot R(R1)$ » — имя функции мощности, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 25).

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

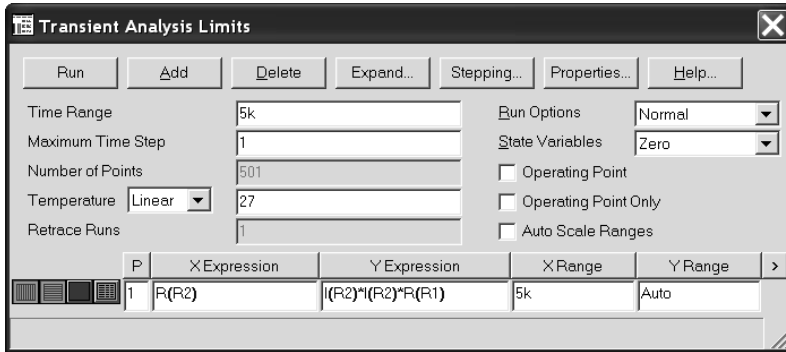


Рис. 25

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике точку максимальной мощности и величину мощности при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин мощности занесите в табл. 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_4.CIR (File\Open...).

4.3.5 Построение зависимости мощности выделяемой на нагрузке от сопротивления нагрузки

Получите зависимость мощности, выделяемой на нагрузке ($P_H = I^2 \cdot R_H$), от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу F9.

Введите в окне Y Expression « $I(R2) \cdot I(R2) \cdot R(R2)$ » — имя функции мощности, в окне Y Range — Auto (рис. 26).

Запустите построение, нажав кнопку Run.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике точку максимальной мощности.

Полученные данные величин мощности занесите в табл. 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_5.CIR (File\Open...).

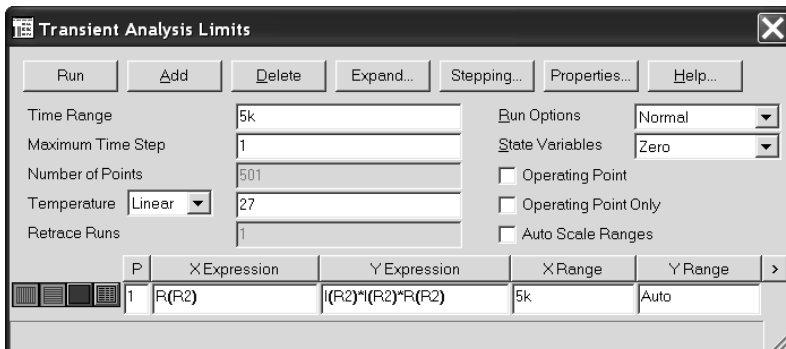


Рис. 26

4.3.6 Построение зависимости КПД цепи от сопротивления нагрузки

Получите зависимость КПД цепи ($\eta = 100 \cdot P_{\text{н}} / P_{\text{ист}}$) от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $100 \cdot I(R2) \cdot I(R2) \cdot R(R2) / (V(V1) \cdot I(R2))$ » — имя функции КПД, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 27).

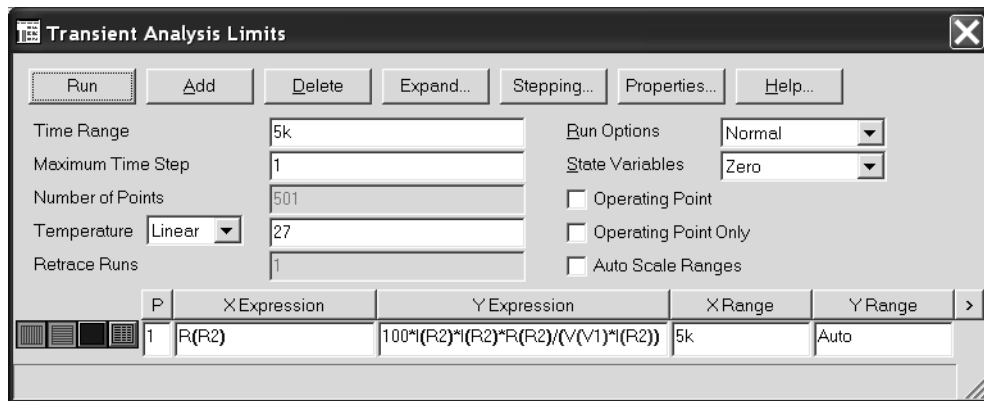


Рис. 27

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину, к которой асимптотически стремится КПД, и величину КПД при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин КПД занесите в табл. 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_6.CIR (**File\Open...**).

4.4 Исследование характеристик ИНУТ

4.4.1 Построение схемы с ИНУТ

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. С помощью мышки выделите все элементы и удалите их (**Del**).

Собрать новую схему с линейным зависимым источником переменного напряжения ИНУТ (рис. 1б).

4.4.2 Ввод зависимого источника ИНУТ

Ввести зависимый источник ИНУТ (**H1**) с управляющим сопротивлением $\gamma = 3 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Dependent Sources** и выберите **VofI** (рис. 28).

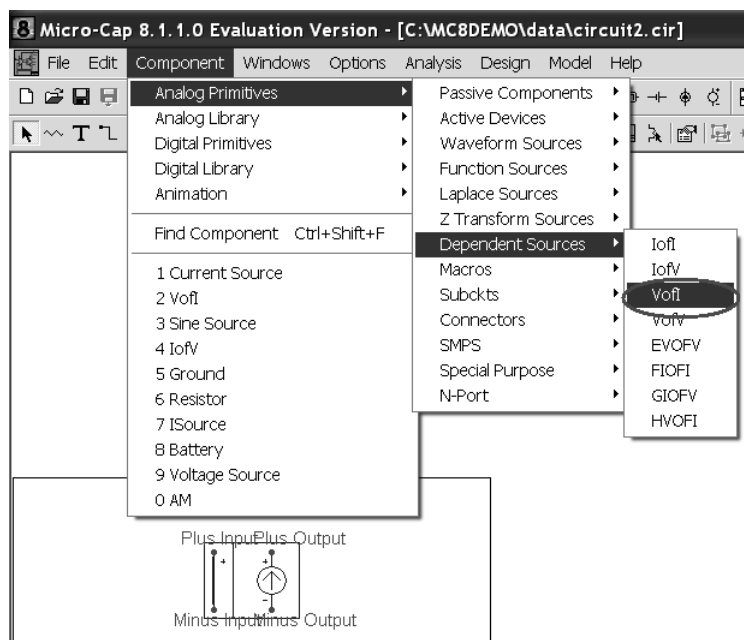
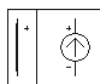
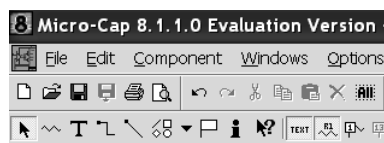


Рис. 28

Курсор примет форму графического изображения ИНУТ. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 29.



Н1

Рис. 29

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Linear VofI constant dependent source**. Введите величину управляющего сопротивления 3 ($\gamma = 3$ Ом) в окне **Value** (рис. 30).

Заметим, что графическое изображение данного источника будет отличаться от приведенного на рис. 29, если заранее не привести изображение элементов к ГОСТам.

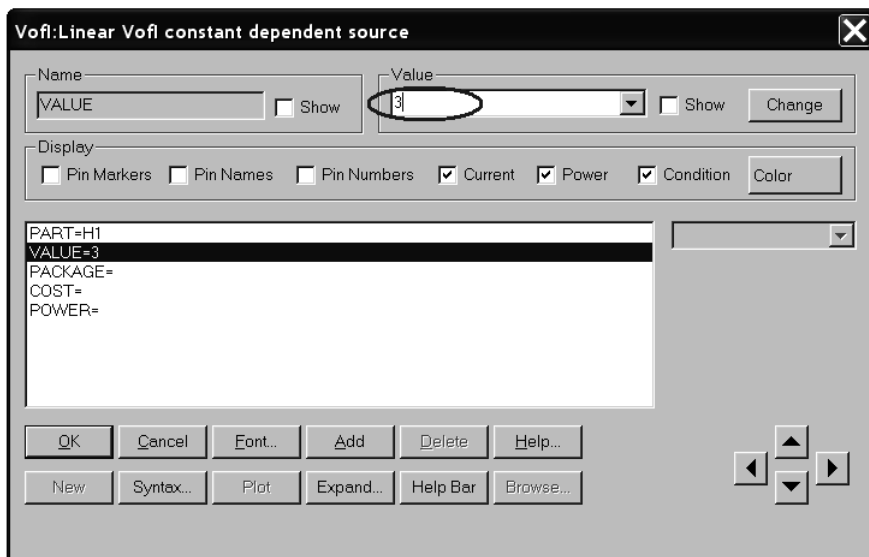


Рис. 30

4.4.3 Ввод источника управляющего тока

Ввести источник управляющего синусоидального тока (**I1**) с амплитудой $I_m = 2 \text{ A}$ ($A = 2$) и частотой $f = 2 \text{ кГц}$ ($F = 2k$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Current Source** (рис. 31).

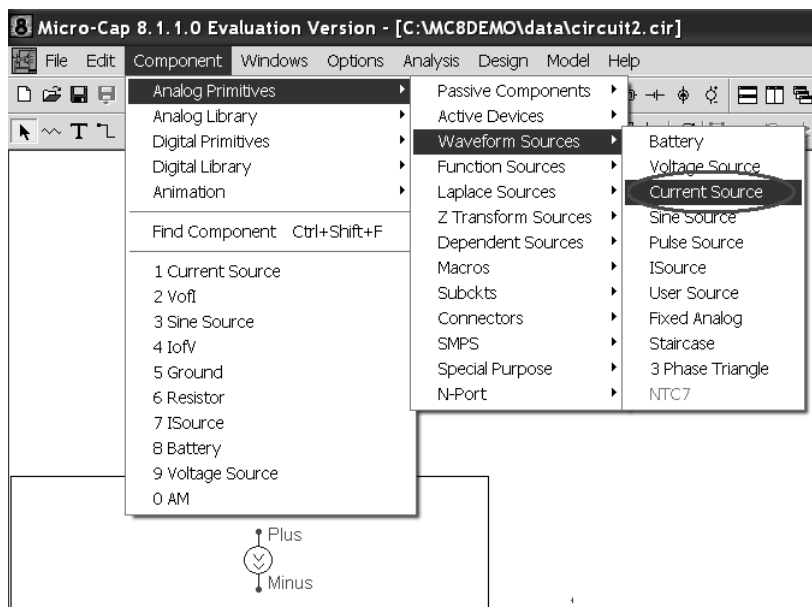


Рис. 31

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 32.

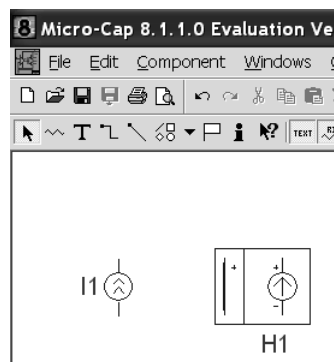


Рис. 32

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Current Source**. Щелкните на закладке **Sin**. Введите амплитуду и частоту управляющего тока $A = 2$, $F = 2k$. Остальные величины установите равными 0 (рис. 33).

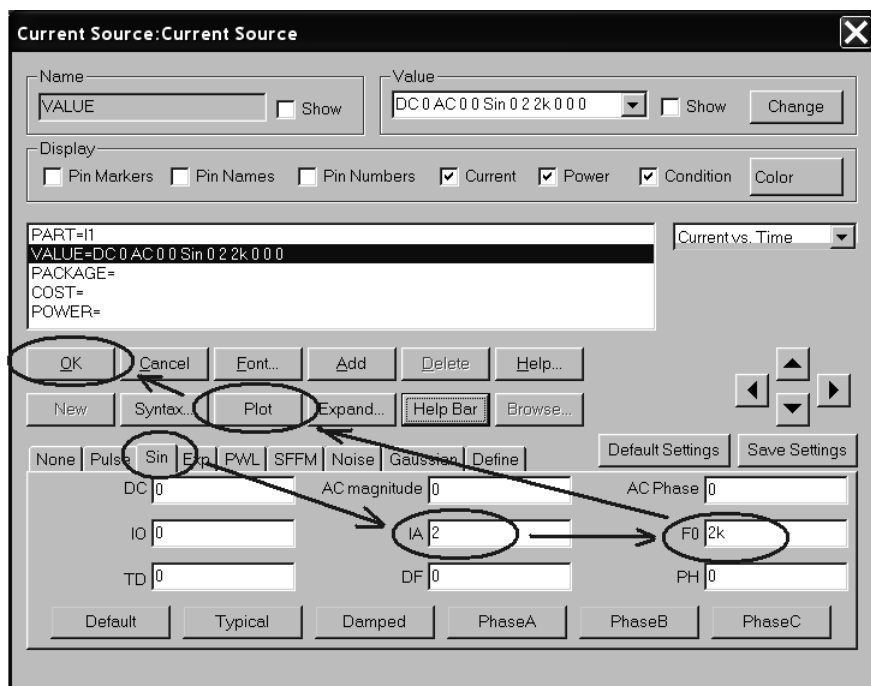


Рис. 33

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с синусоидальной зависимостью управляющего тока от времени (рис. 34).

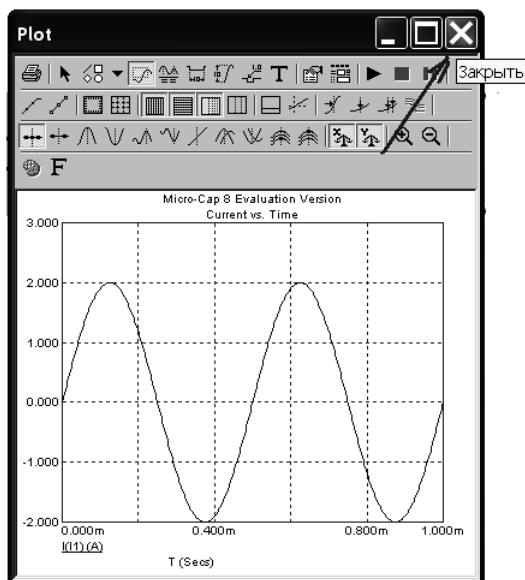


Рис. 34

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закрывать**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 33).

4.4.4 Ввод сопротивления нагрузки

Ввести резистор $R1 = R_H = 100 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 11).

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле ИНУТ и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 35).

В окне **Value** введите величину сопротивления нагрузки **100**, нажмите кнопку **ОК**.

4.4.5 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground**.

Установите два элемента земля, так как это показано на рис. 36.

4.4.6 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode**, и удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 37).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L2_7.CIR (**File\Open...**) (рис. 38).

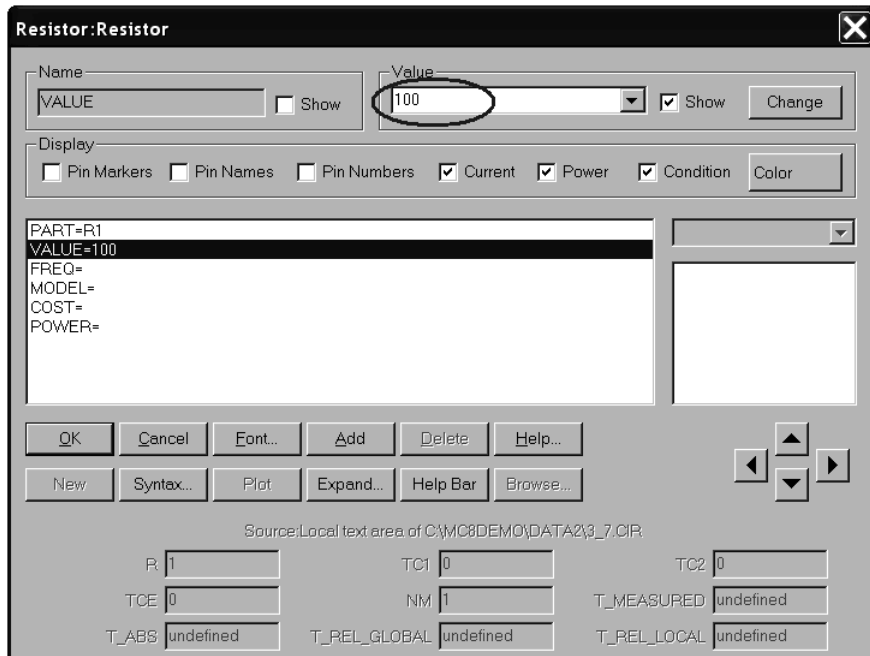


Рис. 35

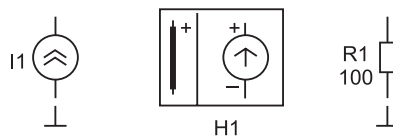


Рис. 36

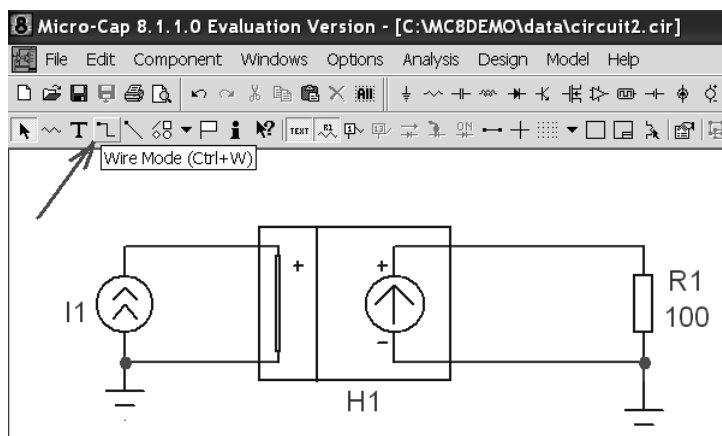


Рис. 37

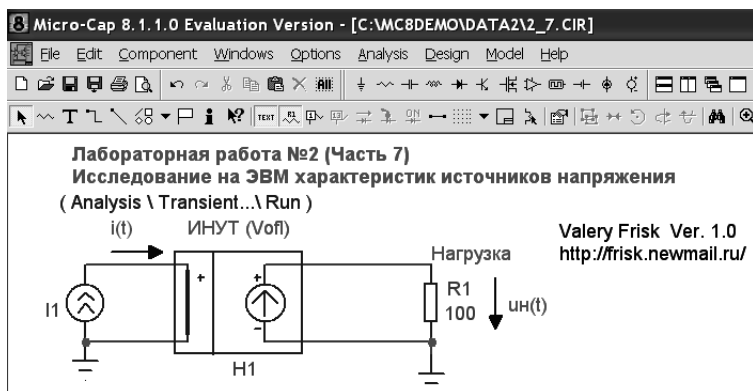


Рис. 38

4.5 Построение осциллограмм тока в цепи с ИНУТ

4.5.1 Построение осциллограмм напряжения источника и управляющего тока

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость напряжения на нагрузке от времени $u_H(t)$ ($V(R1)$) и управляющего тока $i(t)$ ($I(I1)$). Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...**

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 39.

Time Range «1m» — интервал времени (0...1 мс).

Maximum Time Step «1» максимальный шаг интегрирования (1).

P номер окна «1», в котором будет построен график тока и напряжения.

X Expression «t» — аргументы функции.

Y Expression «V(R1)» и «I(I1)» — имена функций.

X Range «1m» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «Auto» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

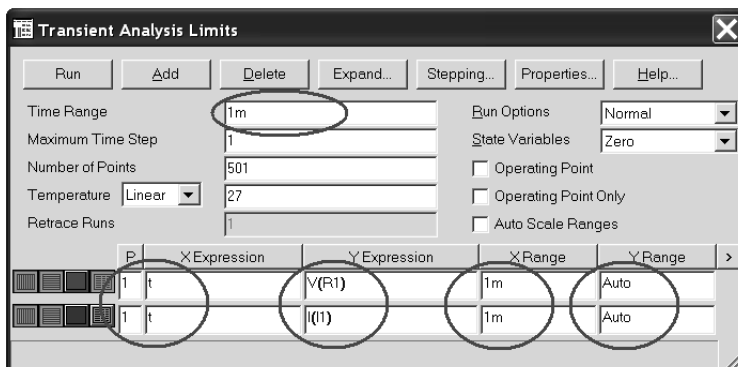


Рис. 39

На экране появятся два графика в одной системе координат. Занесите их в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графиках величины амплитуд напряжения ИНУТ и управляющего тока.

Полученные данные величин амплитуд занесите в таблицу 2.

Если графики не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Повторите этот эксперимент с другой величиной сопротивления нагрузки $R_1 = 200 \text{ Ом}$. Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените величину сопротивления R_1 на 200. Для этого щелкните два раза на цифре **100** и введите **200**. Повторите анализ. Получите два графика. Полученные данные занесите в таблицу 2.

Сделайте вывод о влиянии сопротивления нагрузки на амплитуду тока ИНУТ.

Повторите этот эксперимент с другой величиной амплитуды управляющего напряжения $U_m = 3 \text{ В}$ ($A = 3$). Сделайте вывод о влиянии амплитуды управляющего напряжения на амплитуду напряжения ИНУТ.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить графики и данные с графиками и данными, полученными в предварительном расчете. Сделайте выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Какой источник называется источником ЭДС. Приведите примеры независимых и зависимых источников.
2. Режимы работы источника ЭДС.
3. Чему равно падение напряжения на нагрузке U_H при $R_H = r$?
4. Чему равна мощность выделяемая на внутреннем сопротивлении источника P_r при $R_H = r$?
5. Чему равен КПД при $R_H = r$?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.

Лабораторная работа № 3

Исследование на ЭВМ характеристик источников тока

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap получить внешние характеристики независимого источника тока. Познакомиться с зависимыми источниками.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей об источниках стр. 16—20, 81—83 [1] и стр. 18—24 [2]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Рассчитать и построить зависимость тока I от сопротивления нагрузки R_H в цепи независимого источника постоянного тока (рис. 1а).

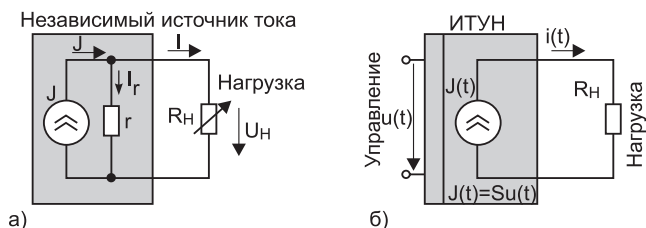


Рис. 1

Принять:

$J = 7,5 \text{ мА}$ — ток источника постоянного тока;

$r = 320 \text{ Ом}$ — внутреннее сопротивление источника постоянного тока;

$R_H = 0, 10, 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1280, 2560 \text{ и } 5000 \text{ Ом}$ — сопротивление нагрузки.

$I = J/(1 + R_H/r) = f(R_H)$ — ток в нагрузке от сопротивления нагрузки R_H .

Данный график занести в соответствующий раздел отчета. Полученные данные записать в таблицу 1.

3.2. Для той же цепи рассчитать и построить следующие зависимости:

$U_H = IR_H = f(R_H)$ — падения напряжения на нагрузке от сопротивления нагрузки R_H ;

$P_{\text{ист}} = IU_H = f(R_H)$ — мощность источника от сопротивления нагрузки R_H ;

$P_r = U_H^2/r = f(R_H)$ — мощность, выделяемая на внутреннем сопротивлении источника от сопротивления нагрузки R_H ;

$P_H = I^2 R_H = f(R_H)$ — мощность, выделяемая на нагрузке от сопротивления нагрузки R_H ;

$\eta = 100 \%(P_H/P_{\text{ист}}) = f(R_H)$ — коэффициент полезного действия (КПД) цепи от сопротивления нагрузки R_H ;

Данные графики занести в соответствующие разделы отчета. Полученные данные записать в таблицу 1.

Таблица 1

По предварительному расчету							Получено экспериментально					
R _н , Ом	I, мА	U _н , В	P _{ист} , Вт	P _г , Вт	P _н , Вт	η, %	I, мА	U _н , В	P _{ист} , Вт	P _г , Вт	P _н , Вт	η, %
0												
10												
20												
40												
80												
320												
1280												
2560												
5000												

3.3. Для цепи (рис. 1б) с линейным источником переменного тока управляемым переменным напряжением (ИТУН), рассчитать амплитуду тока J_m , если крутизна управления $S = 3$ А/В, управляющее напряжение $u(t) = 2\sin(2\pi ft)$, $f = 2$ кГц, для двух значений сопротивлений нагрузки R_H 100 Ом и 200 Ом.

Полученные данные записать в таблицу 2.

Таблица 2

По предварительному расчету				ЭВМ
R_H , Ом	S, А/В	U_m , В	J_m , А	J_m , А
100	3	2		
200	3	2		

4 Порядок выполнения работы

Будем считать, что ток источника J и внутреннее сопротивление источника r (рис. 1а) являются постоянными величинами. В этом случае внешняя характеристика источника тока (рис. 2) будет выражаться уравнением прямой линии

$$I(U_H) = J - \frac{U_H}{r}.$$

Режим, при котором ток равен нулю ($I = 0$), называется режимом холостого хода, в этом случае $U_H = U_X = J r$. Физически это равносильно отключению нагрузки ($R_H = \infty$).

Режим, при котором напряжение равно нулю ($U_H = 0$) называется режимом короткого замыкания ($R_H = 0$). В этом случае ток достигает своего максимального значения $I = I_K = J$.

Если положить внутреннее сопротивление источника тока равным бесконечность ($r = \infty$), то нагрузочная характеристика не будет зависеть от напряжения на нагрузке $I = J$ (рис. 3). В этом случае источник тока называется идеальным.

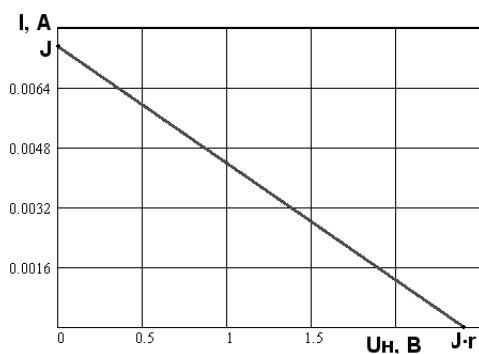


Рис. 2

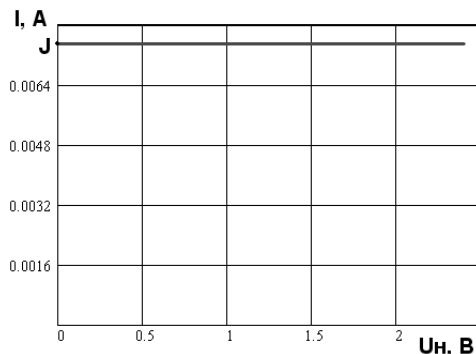


Рис. 3

Из этого можно сделать следующий вывод. В реальном источнике, для которого выполняется неравенство $r \gg R_H$, приближенно из схемы можно исключить r , тогда этот источник по своим свойствам будет приближаться к идеальному источнику тока.

Исследуем с помощью ЭВМ характеристики источника постоянного тока.

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

`C:\MC8DEMO\mc8demo.exe`

или

`ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.`

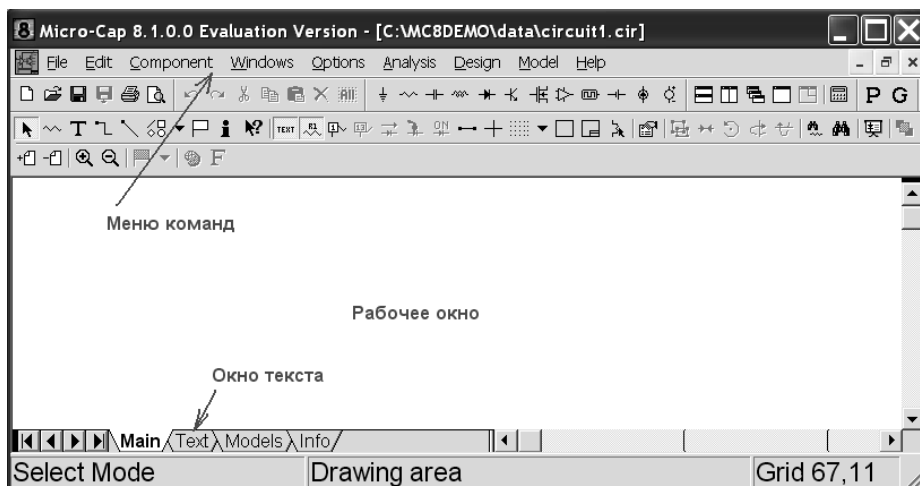


Рис. 4

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 4) собрать схему для исследования источника тока (рис. 1).

4.2 Сборка схемы источника постоянного тока

Соберем схему с независимым источником постоянного тока (рис. 1).

4.2.1 Ввод источника постоянного тока

Ввести источник постоянного тока (**ISource**) $J = 7,5 \text{ mA}$ ($I = 7.5\text{m}$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **ISource** (рис. 5).

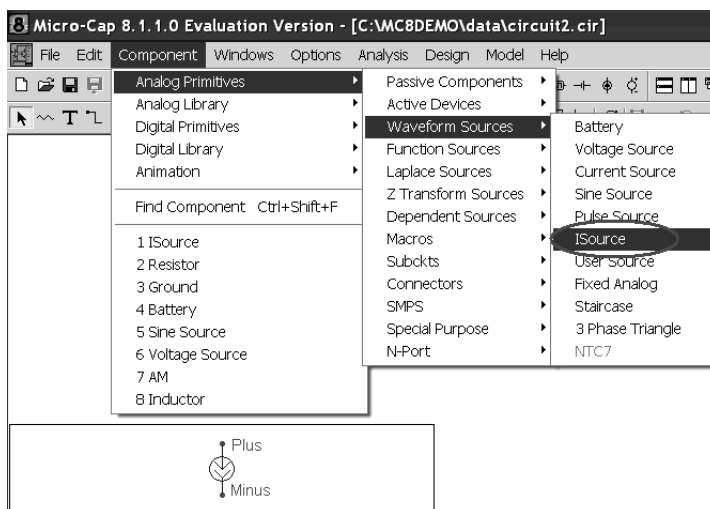


Рис. 5

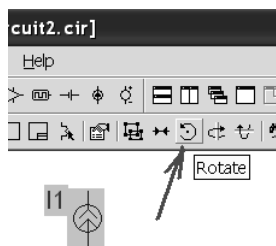


Рис. 6

Курсор примет форму графического изображения источника тока. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 6.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Constant current source**. Введите **7.5m** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку (рис. 7).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью тока источника от времени (рис. 8).

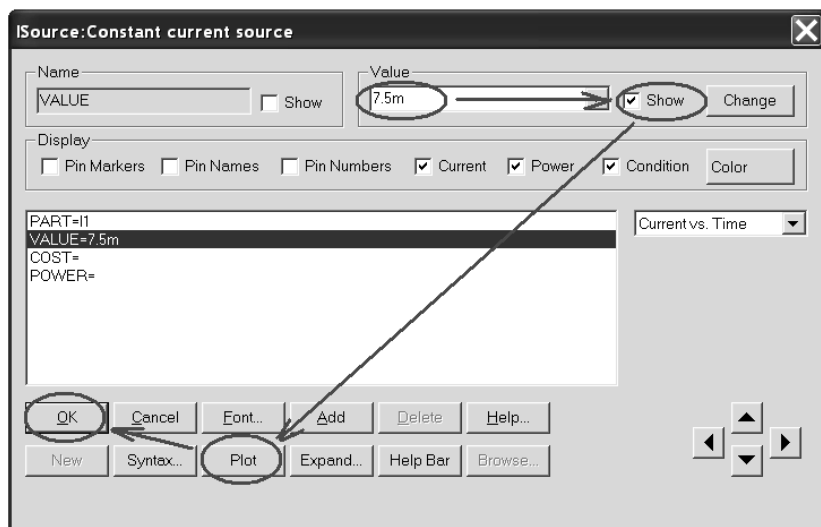


Рис. 7

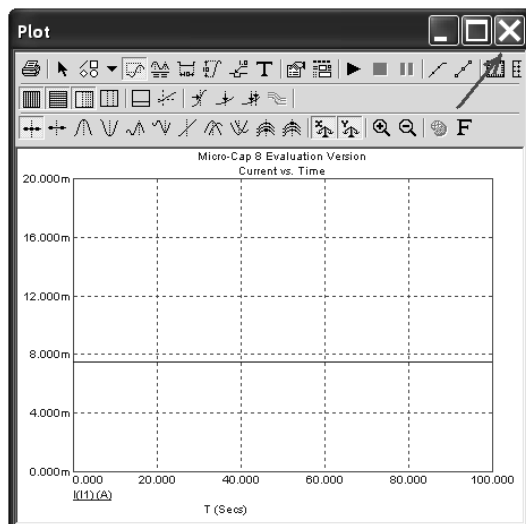


Рис. 8

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Заккрыть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 7).

Замечание. Для поворота источника используйте кнопку **Rotate** (рис. 6).

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 9).

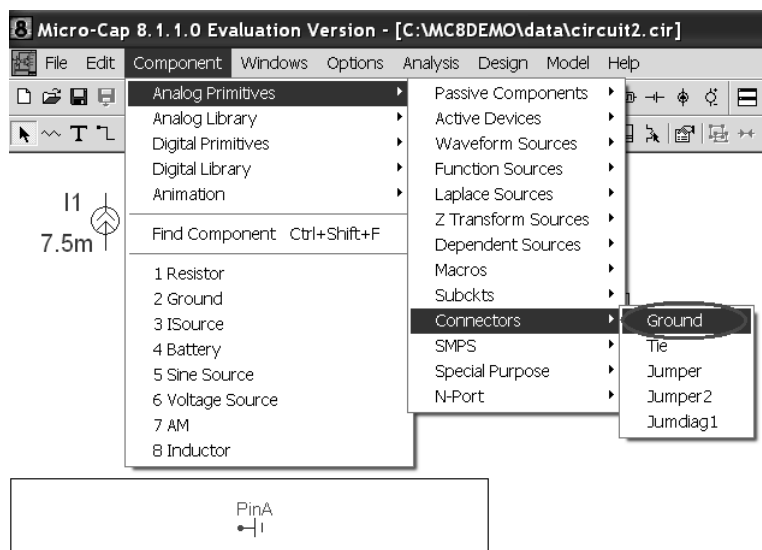


Рис. 9

Установите землю снизу от источника **I1** (рис. 10).

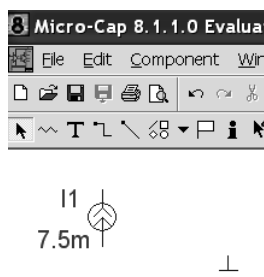


Рис. 10

4.2.3 Ввод внутреннего сопротивления источника

Ввести резистор $R1 = r = 320 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду **Resistor** (рис. 11).

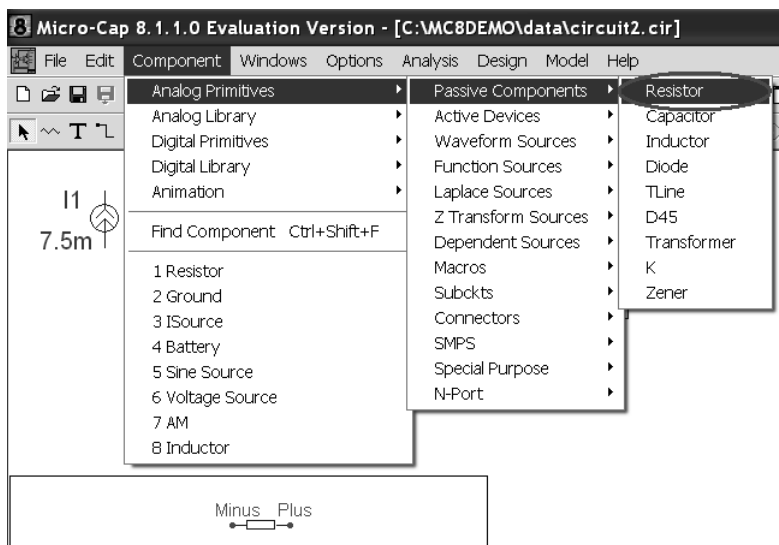


Рис. 11

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 12).

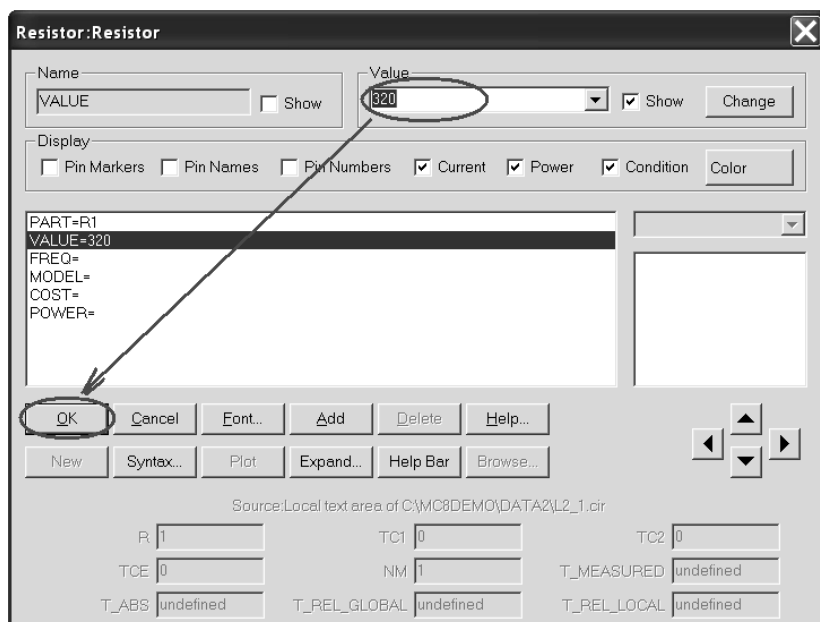


Рис. 12

В окне **Value** введите значение сопротивления 320 Ом (**320**), нажмите кнопку **OK**.

В окне редактора появится следующее изображение (рис. 13).

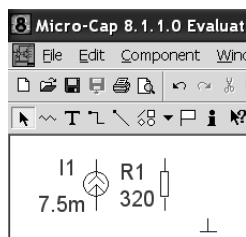


Рис. 13

4.2.4 Ввод сопротивления нагрузки

Ввести резистор $R2 = R_H$.

Откройте меню **Component**\Analog Primitives\Passive Components и выберите команду **Resistor** (рис. 11).

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле элемента земля и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 14).

В окне **Value** введите переменную времени t (**T**), нажмите кнопку **OK**.

В окне редактора появится следующее изображение (рис. 15).



Рис. 14

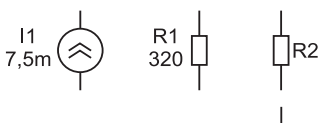


Рис. 15

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите», соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 16).

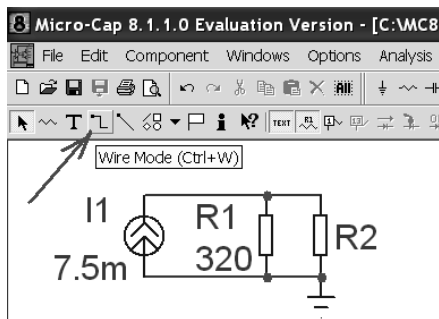


Рис. 16

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 17).

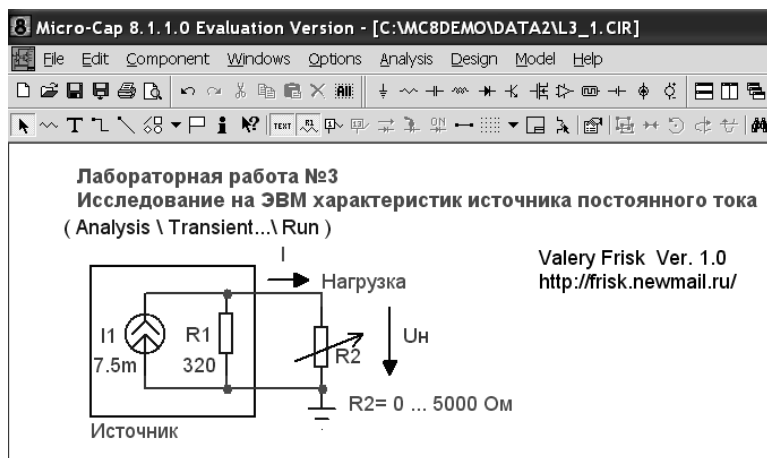


Рис. 17

4.3 Исследование характеристик источника постоянного тока

4.3.1 Построение зависимости тока от сопротивления нагрузки

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость тока от сопротивления нагрузки $I(R2)$. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 18).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 19.

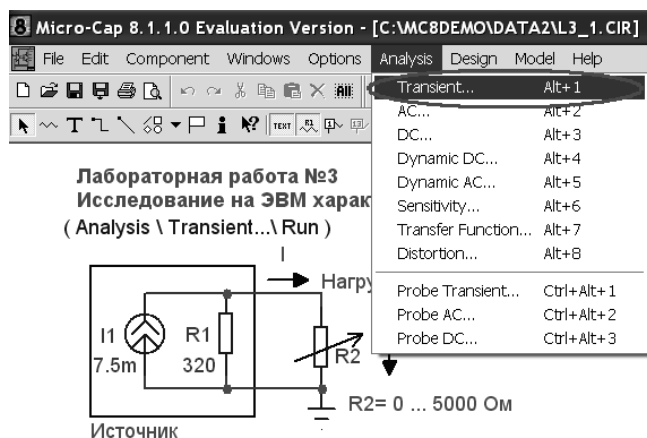


Рис. 18

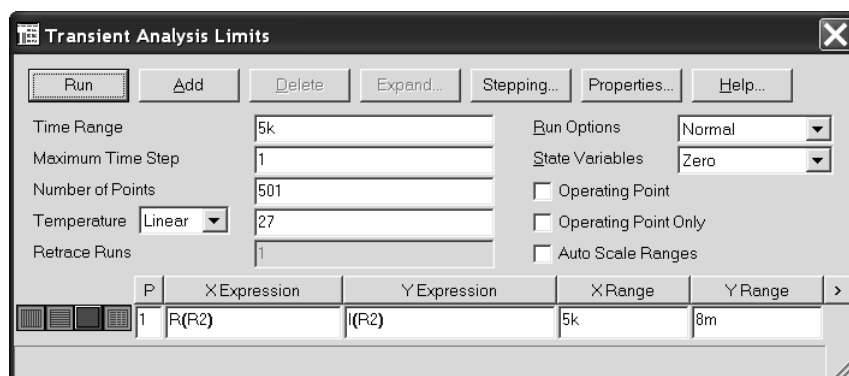


Рис. 19

Time Range «5k» — интервал (0...5 кОм).

Maximum Time Step «1» максимальный шаг интегрирования (1 Ом).

P номер окна «1», в котором будет построен график тока.

X Expression «R(R2)» — аргументы функции тока.

Y Expression «I(R2)» — имя функции тока.

X Range «5k» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «8m» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости тока от сопротивления нагрузки **I(R2)** (рис. 20).

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину тока короткого замыкания и величину тока при сопротивлении нагрузки равным внутреннему сопротивлению источника.

***Замечание.** Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу F9 и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку Run.*

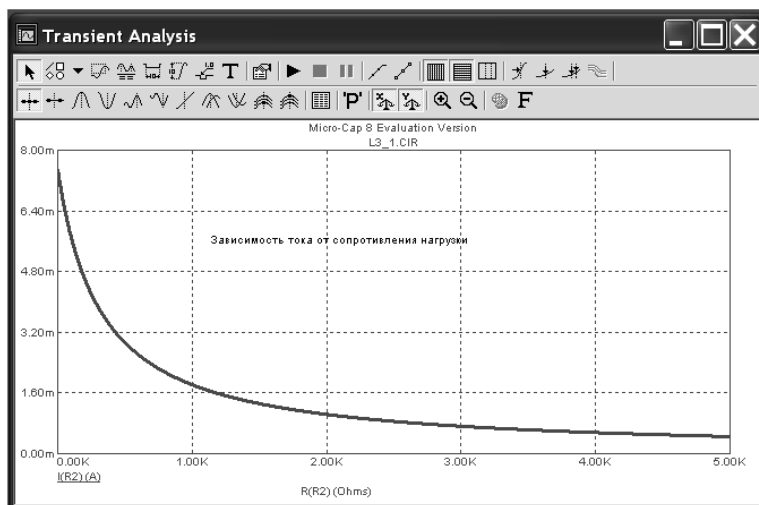


Рис. 20

Для точного определения величины тока нажмите на клавиатуре одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину сопротивления, например, **0** (рис. 21).

Нажмите клавишу **Left** и затем **Close**. На графике появится координаты запрашиваемой точки (рис. 22).

Полученные данные величин тока занесите в таблицу 1.



Рис. 21

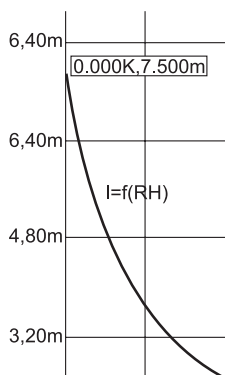


Рис. 22

4.3.2 Построение зависимости напряжения от сопротивления нагрузки

Получите зависимость падения напряжения на нагрузке от сопротивления нагрузки $V(R2)$. Для этого нажмите клавишу **F9**. Введите в окне **Y Expression** « $V(R2)$ » — имя функции напряжения, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 23).

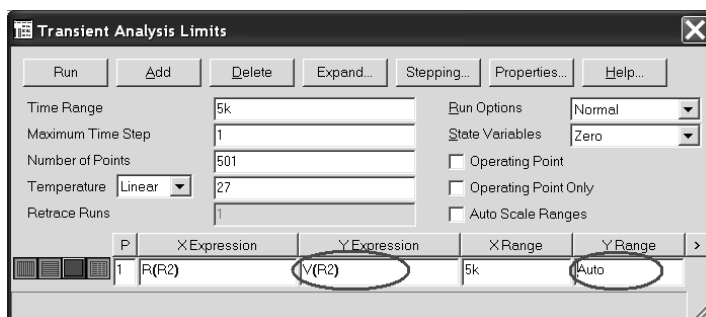


Рис. 23

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину, к которой асимптотически стремится напряжение, и величину напряжения при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин напряжения занесите в таблицу 1, аналогично предыдущему пункту.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_2.CIR (File\Open...).

4.3.3 Построение зависимости мощности источника от сопротивления нагрузки

Получите зависимость мощности отдаваемой источником ($P_{\text{ист}} = JU_{\text{н}}$) от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $I(I1)*V(R2)$ » — имя функции мощности источника, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 24).

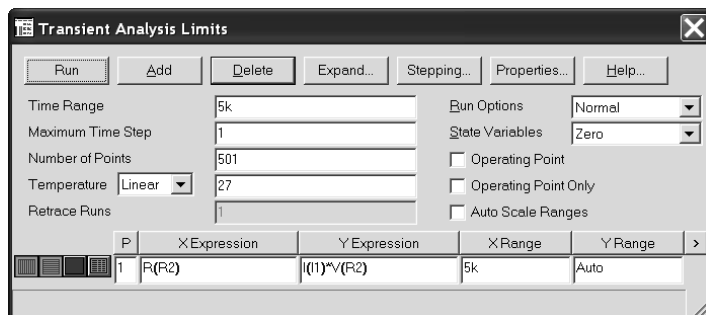


Рис. 24

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину, к которой асимптотически стремиться мощность источника, и величину мощности при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин мощности занесите в таблицу 1.

В случае возникновении проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_3.CIR (File\Open...).

4.3.4 Построение зависимости мощности выделяемой на внутреннем сопротивлении источника от сопротивления нагрузки

Получите зависимость мощности выделяемой на внутреннем сопротивлении источника ($P_r = U_H^2/r$) от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $V(R2)*V(R2)/R(R1)$ » — имя функции мощности, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 25).

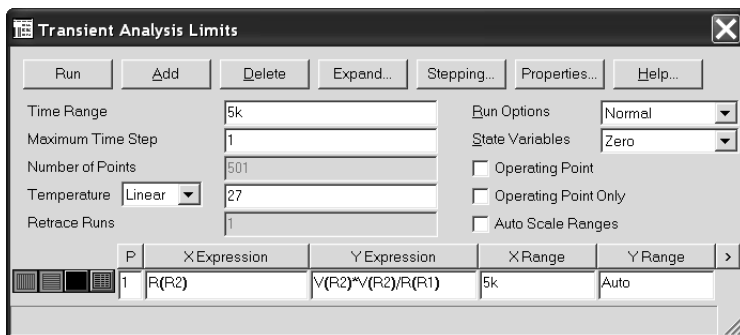


Рис. 25

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину, к которой асимптотически стремиться данная мощность, и величину мощности при сопротивлении нагрузки равной внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин мощности занесите в таблицу 1.

В случае возникновении проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_4.CIR (File\Open...).

4.3.5 Построение зависимости мощности выделяемой на нагрузке от сопротивления нагрузки

Получите зависимость мощности, выделяемой на нагрузке ($P_H = I*I*R_H$), от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $I(R2)*I(R2)*R(R2)$ » имя функции мощности, в окне **Y Range** — **Auto** (рис. 26).

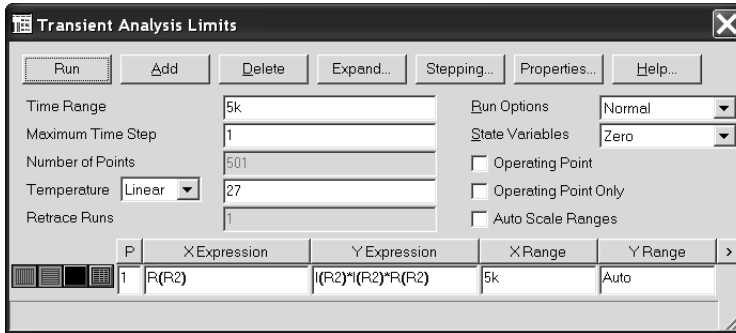


Рис. 26

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике точку максимальной мощности.

Полученные данные величин мощности занесите в таблицу 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_5.CIR (**File\Open...**).

4.3.6 Построение зависимости КПД цепи от сопротивления нагрузки

Получите зависимость КПД цепи ($\eta = 100 \cdot P_{\text{н}} / P_{\text{ист}}$) от сопротивления нагрузки.

Для этого нажмите клавишу **F9**.

Введите в окне **Y Expression** « $100 \cdot I(R2) \cdot I(R2) \cdot R(R2) / (I(I1) \cdot V(R2))$ » — имя функции КПД, в окне **Y Range** — **100** (рис. 27).

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину КПД при сопротивлении нагрузки равным внутреннему сопротивлению источника.

Полученные данные величин КПД занесите в таблицу 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_6.CIR (**File\Open...**).

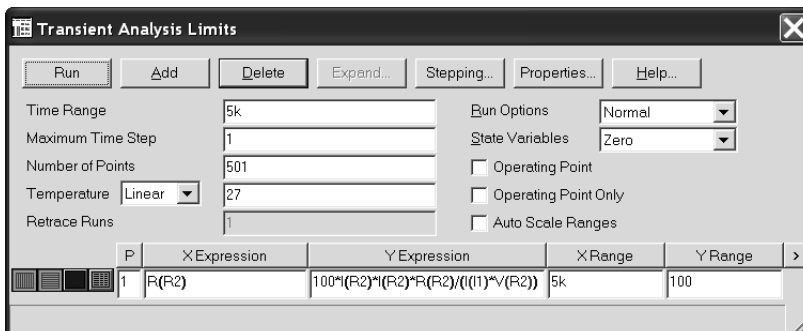


Рис. 27

4.4 Исследование характеристик ИТУН

4.4.1 Построение схемы с ИТУН

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. С помощью мышки выделите все элементы и удалите их (**Del**).

Собрать новую схему с линейным зависимым источником переменного тока ИТУН (рис. 16).

4.4.2 Ввод зависимого источника ИТУН

Ввести зависимый источник ИТУН (**G1**) с крутизной управления $S = 3A/B$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Dependent Sources** и выберите **IofV** (рис. 28).

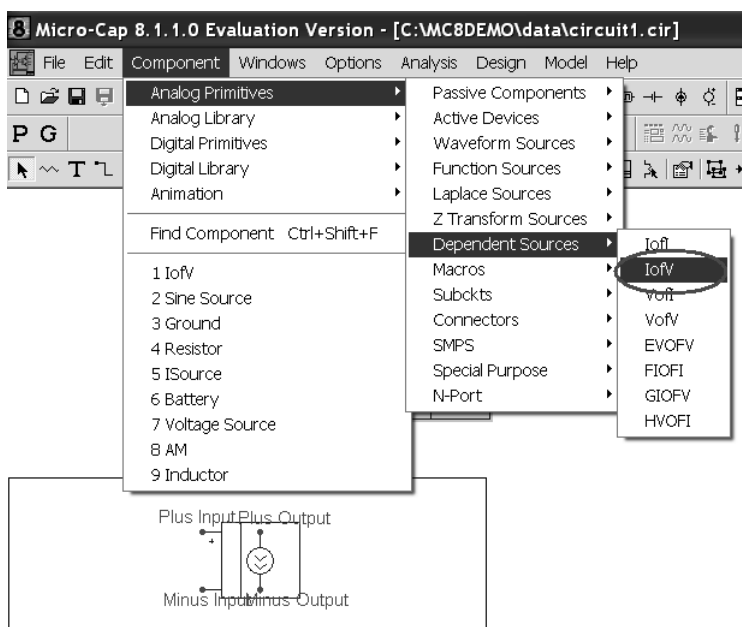


Рис. 28

Курсор примет форму графического изображения ИТУН. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 29.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Linear IofV constant dependent source**. Введите величину управляющей крутизны **3** ($S = 3A/B$) в окне **Value** (рис. 30).

Нажмите кнопку **OK**.

Заметим, что графическое изображение данного источника будет отличаться от приведенного на рис. 29, если заранее не привести изображение элементов к ГОСТам.

Для поворота и отражения можно использовать кнопки **Rotate** и **Flip Y**.

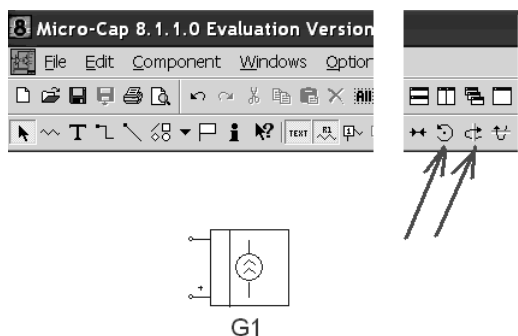


Рис. 29

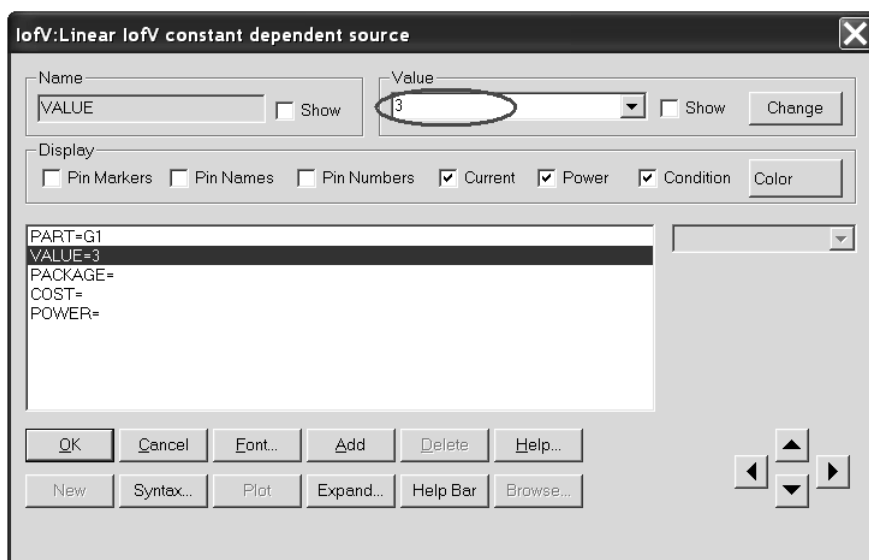


Рис. 30

4.4.3 Ввод источника управляющее напряжения

Ввести источник управляющего синусоидального напряжения (**V1**) с амплитудой $U_m = 2 \text{ В}$ (**A = 2**) и частотой $f = 2 \text{ кГц}$ (**F = 2k**).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Sine Source** (рис. 31).

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 32.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Sine Source**. Введите **1** в окне **Value**, **A = 2**, **F = 2k** (рис. 33).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с синусоидальной зависимостью управляющего напряжения от времени (рис. 34).

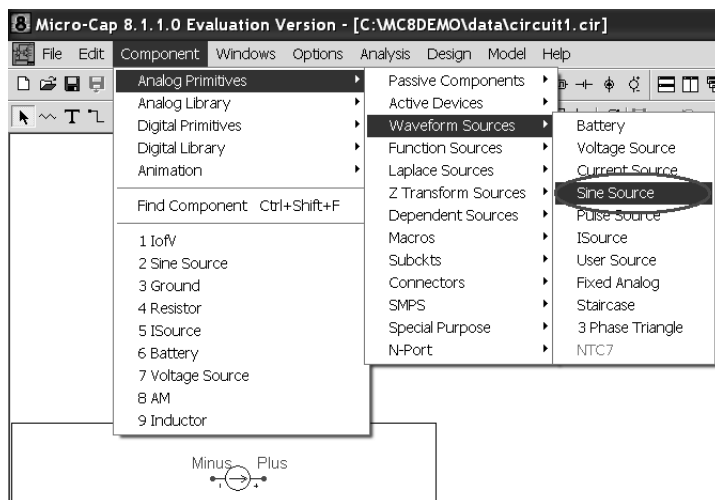


Рис. 31

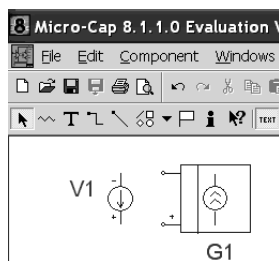


Рис. 32

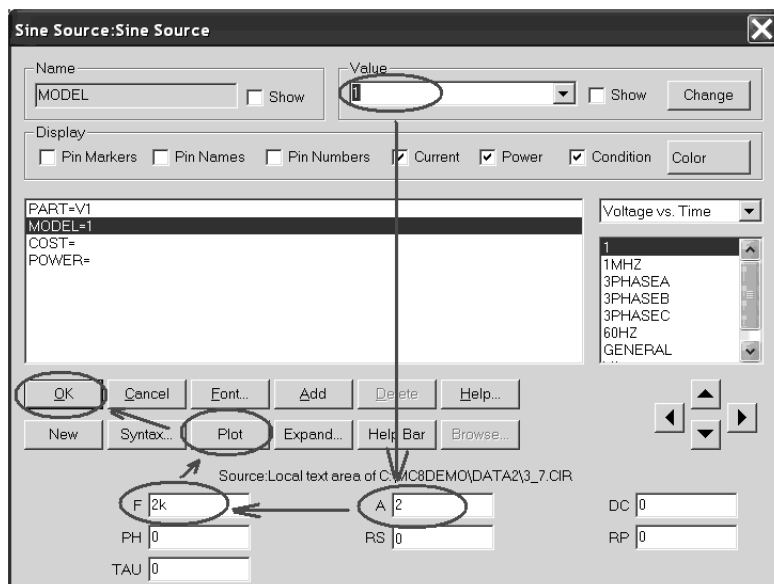


Рис. 33

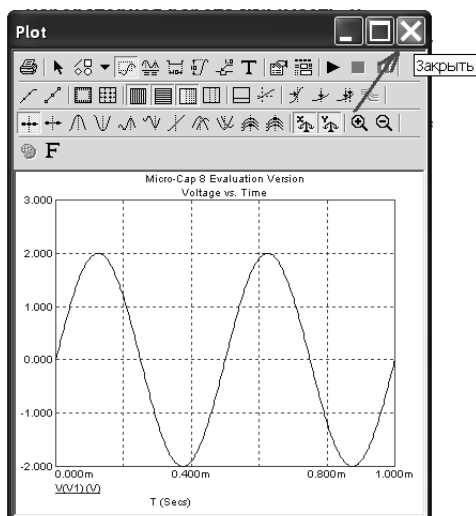


Рис. 34

Закройте это окно, щелкнув на кнопке Закрыть. Нажмите кнопку ОК (рис. 33).

4.4.4 Ввод сопротивления нагрузки

Ввести резистор $R_1 = R_H = 100 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 11).

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле ИТУН и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 35).

Рис. 35

В окне **Value** введите величину сопротивления нагрузки **100**, нажмите кнопку **OK**.

4.4.5 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground**.

Установите два элемента земля так, как это показано на рис. 36.

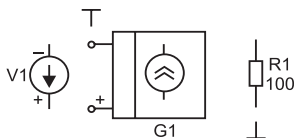


Рис. 36

4.4.6 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 37).

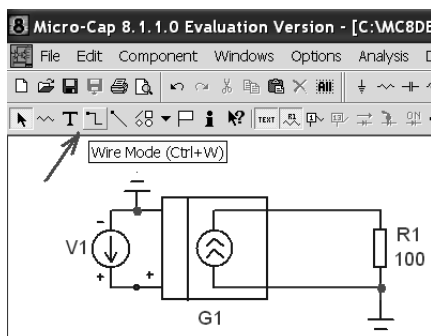


Рис. 37

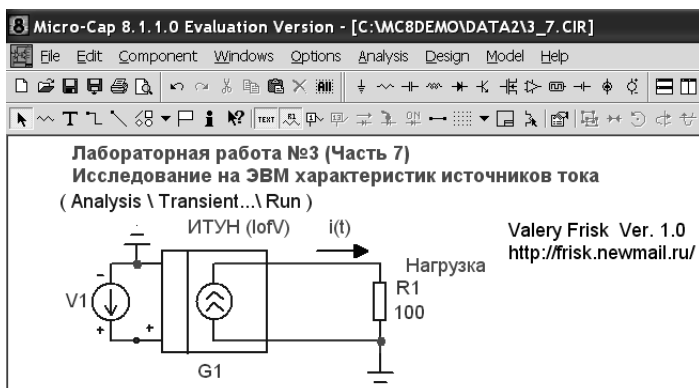


Рис. 38

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L3_7.CIR (File\Open...) (рис. 38).

4.5 Построение осциллограмм тока в цепи с ИТУН

4.5.1 Построение осциллограмм тока и управляющего напряжения

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость тока от времени $i(t) = J(t)$ (**I(R1)**) и управляющего напряжения $u(t)$ (**V(V1)**). Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...**

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 39.

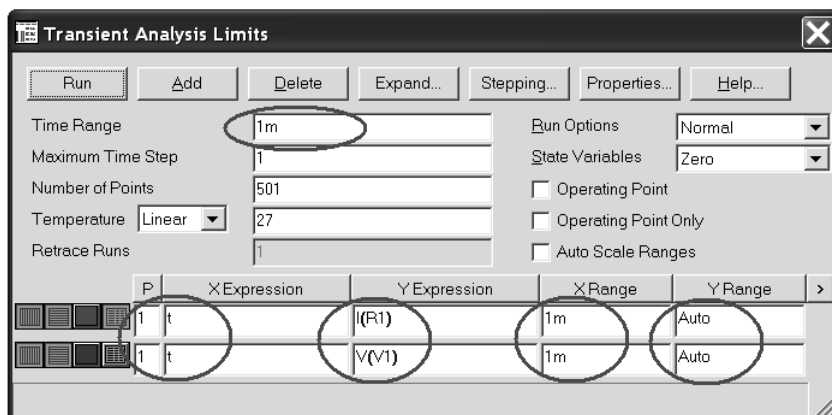


Рис. 39

Time Range «1m» — интервал времени (0...1 мс).

Maximum Time Step «1» максимальный шаг интегрирования (1).

P номер окна «1», в котором будет построен график тока и напряжения.

X Expression «t» — аргументы функции.

Y Expression «I(R1)» и «V(V1)» — имена функций.

X Range «1m» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «Auto» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся два графика в одной системе координат. Занесите их в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графиках величины амплитуд тока ИТУН и управляющего напряжения.

Полученные данные величин амплитуд занесите в таблицу 2.

Если графики не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Повторите этот эксперимент с другой величиной сопротивления нагрузки $R1 = 200$ Ом. Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**

Измените величину сопротивления R_1 на 200. Для этого щелкните два раза на цифре **100** и введите **200**. Повторите анализ. Получите два графика. Полученные данные занесите в таблицу 2.

Сделайте вывод о влиянии сопротивления нагрузки на амплитуду тока ИТУН.

Повторите этот эксперимент с другой величиной амплитуды управляющего напряжения $U_m = 3$ В ($A = 3$). Сделайте вывод о влиянии амплитуды управляющего напряжения на амплитуду тока ИТУН.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные графики и данные с графиками и данными, полученными в предварительном расчете. Сделайте выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Какой источник называется источником тока. Приведите примеры независимых и зависимых источников.
2. Режимы работы источника тока.
3. Чему равно падение напряжения на нагрузке U_H при $R_H = r$?
4. Чему равна мощность выделяемая на внутреннем сопротивлении источника P_r при $R_H = r$?
5. Чему равен КПД при $R_H = r$?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.

Лабораторная работа № 4

Распределение потенциала вдоль неразветвленной электрической цепи

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap проследить изменение потенциала вдоль замкнутого контура. Познакомиться с применением виртуальных вольтметров и амперметров. Убедиться с помощью машинного эксперимента в справедливости закона Ома.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о электрическом потенциале и законе Ома стр. 9—12, 36—38 [1] и стр. 25—26 [2]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Рассчитать, используя закон Ома для замкнутой цепи, значение постоянного тока I в контуре и напряжение на всех его элементах (рис. 1).

Принять:

$E = 12\text{ В}$ — ЭДС источника;

$R_1 = 2\text{ Ом}$ — сопротивление первого резистора;

$R_2 = 4\text{ Ом}$ — сопротивление второго резистора;

V_0, V_1, V_2 и V_3 — потенциалы в точках 0, 1, 2 и 3.

I — ток в контуре.

Полученные данные занести в таблицу 1.

3.2. Для той же цепи рассчитать, используя обобщенный закон Ома, значения потенциалов в точках «1», «2» и «3». Положить потенциал в точке «0» равным нулю. Полученные данные занести в таблицу 1. Построить в масштабе график распределения потенциала вдоль контура. По оси «X» отложить сопротивление участков в той последовательности, в которой они включены в цепь, а по оси «Y» потенциалы точек «0», «1», «2» и «3» (рис. 2).

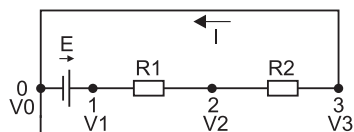


Рис. 1

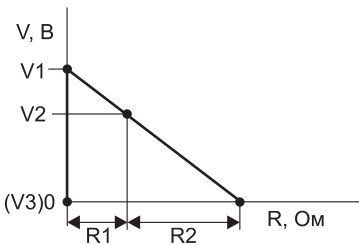


Рис. 2

Данный график занести в соответствующий раздел отчета.

Таблица 1

По предварительному расчету		Получено экспериментально
I = A,		I = A,
U _E = B,		U _E = B,
U _{R1} = B,		U _{R1} = B,
U _{R2} = B		U _{R2} = B
N	V _N , B	V _N , B
0	0	0
1		
2		
3	0	0

4 Порядок выполнения работы

В программе Micro-Cap возможно измерение тока методом непосредственной оценки цифровым виртуальным амперметром. Амперметр включается последовательно в разрыв цепи (рис. 3).

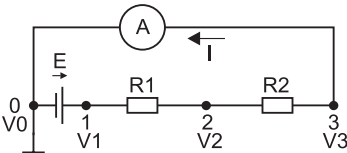


Рис. 3

Ток в этой цепи можно найти с помощью закона Ома для замкнутой цепи.

$$I = \frac{E}{R_1 + R_2} .$$

Заметим, что при переходе через источник потенциал может как повышаться, так и понижаться. Пусть направление ЭДС источника совпадает с выбранным направлением тока. Направление напряжения на источнике всегда противоположно направлению ЭДС и оно не совпадает с направлением тока (рис. 4а).

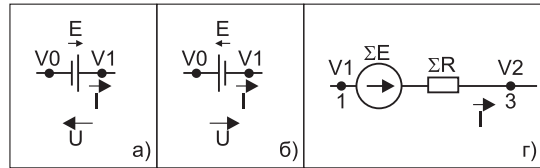


Рис. 4

В этом случае можно записать, что

$$U = E = V_1 - V_0,$$

$$V_1 = E + V_0.$$

Если принять $V_0 = 0$, то потенциал V_1 возрастет на величину E .

Повернем источник на 180° (рис. 4б). Теперь направление ЭДС источника не будет совпадать с выбранным направлением тока. Направление напряжения будет совпадать с направлением тока. В этом случае

$$U = E = V_0 - V_1,$$

$$V_1 = -E + V_0.$$

Если принять $V_0 = 0$, то потенциал V_1 уменьшится на величину E .

Остальные потенциалы рассчитываются с помощью обобщенного закона Ома для участка ветви (рис. 4г).

$$I = \frac{V_1 - V_2 + \sum E}{\sum R},$$

$$V_2 = V_1 - I \sum R + \sum E,$$

где I — ток;

V_1 — потенциал узла 1;

V_2 — потенциал узла 2;

$\sum E$ — алгебраическая сумма всех ЭДС данного участка ветви (E берется со знаком «плюс», если направление ЭДС совпадает с направлением тока. Иначе со знаком «минус»);

$\sum R$ — арифметическая сумма всех сопротивлений данного участка ветви.

Для измерения потенциалов используем виртуальный цифровой вольтметр. При использовании метода непосредственной оценки вольтметр подключается параллельно тому участку цепи, на котором необходимо измерить напряжение (рис. 5). Переключатель S позволяет подключиться к точки «1» или к точки «2». Потенциал точки «0» $V_0 = 0$ В, поэтому показания вольтметра будут численно равны потенциалам в этих точках.

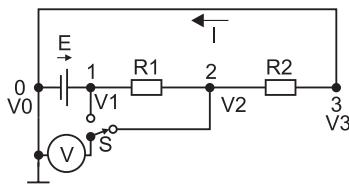


Рис. 5

Измерим с помощью амперметра ток и с помощью вольтметра потенциалы в заданной неразветвленной цепи (рис. 1).

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 6) собрать схему для измерения тока (рис. 3).

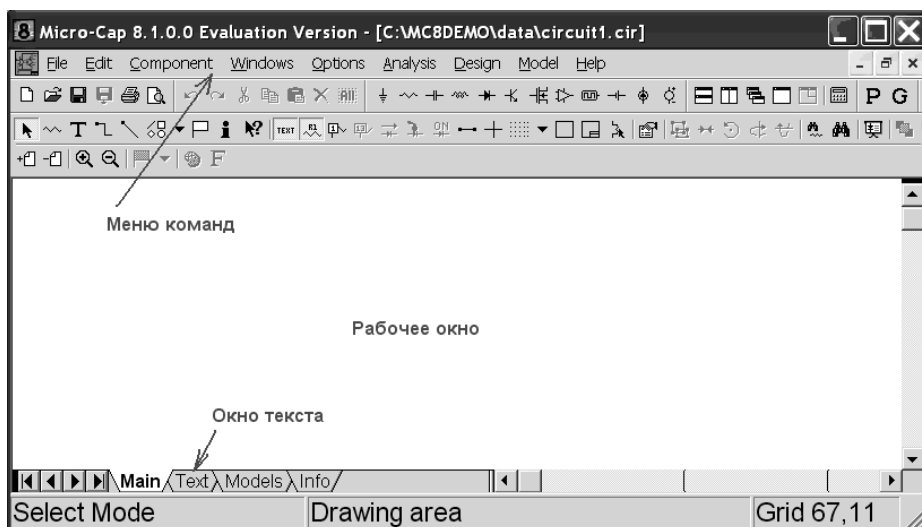


Рис. 6

4.2 Сборка схемы для измерения тока

Собрать схему с источником постоянного напряжения, двумя резисторами и амперметром (рис. 3).

4.2.1 Ввод источника постоянного напряжения

Ввести источник **V1** постоянного напряжения (**Battery**) $E = 12\text{ В (12V)}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Battery** (рис. 7).

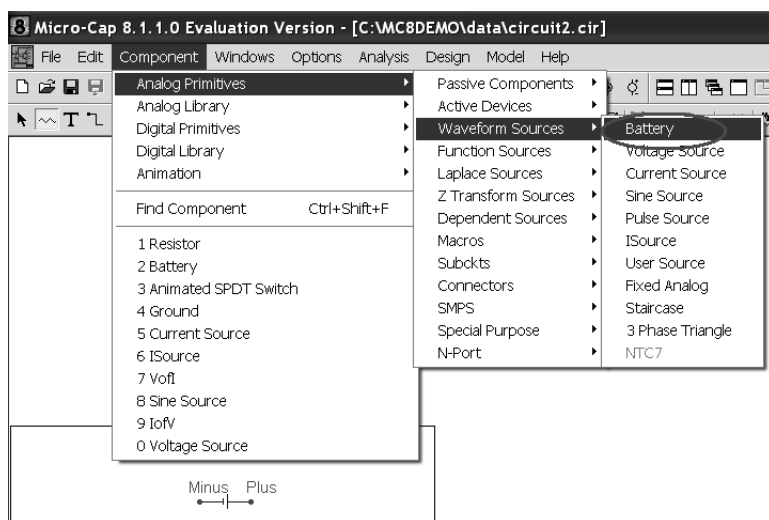


Рис. 7

Курсор примет форму графического изображения батареи. Поместите его на рабочее окно.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Battery**. Введите **12V** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку (рис. 8).

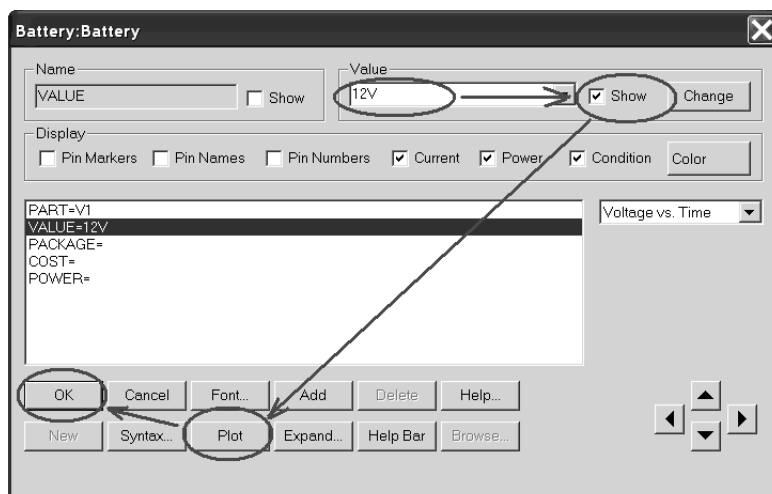


Рис. 8

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью тока источника от времени (рис. 9).

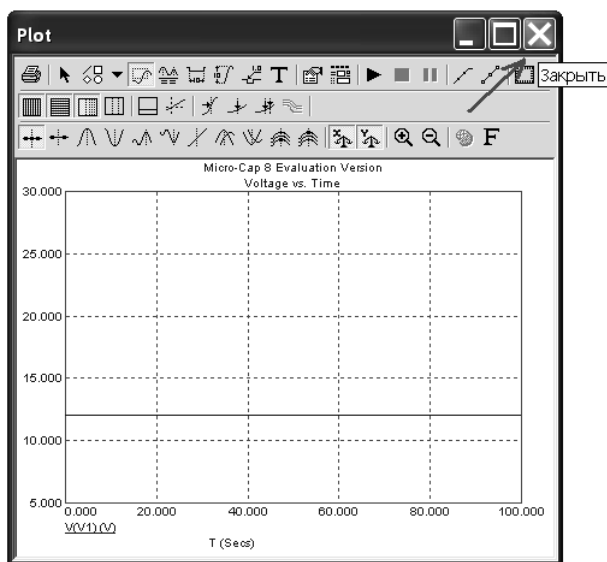


Рис. 9

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закреть**. Нажмите кнопку **OK** (рис. 8).

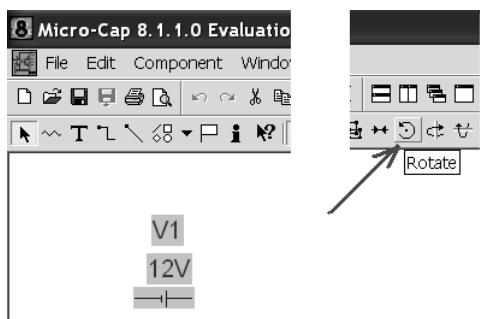


Рис. 10

Поверните источника используйте кнопку **Rotate** (рис. 10).

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 11).

Установите землю слева от источника **V1** и разверните ее (рис. 12).

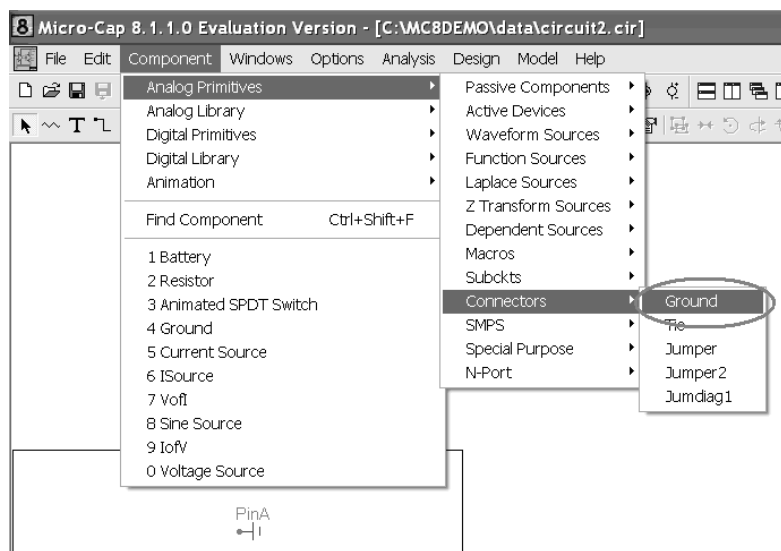


Рис. 11

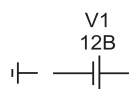


Рис. 12

4.2.3 Ввод резисторов

Ввести резистор $R1 = 2 \text{ Ом}$ и $R2 = 4 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 13).

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 14).

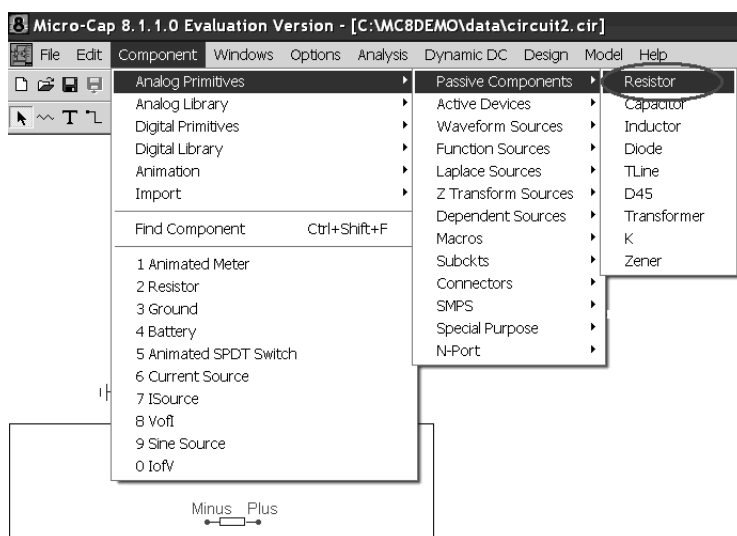


Рис. 13

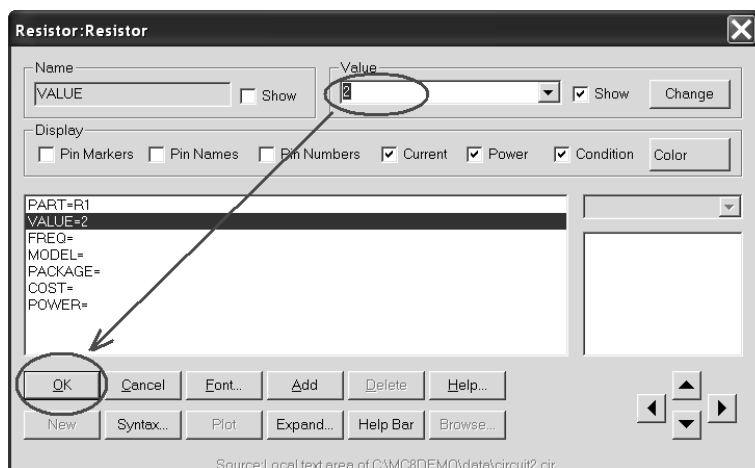


Рис. 14

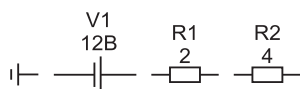


Рис. 15

В окне **Value** введите значение сопротивления первого резистора 2 (2 Ом), нажмите кнопку **OK**.

Аналогично введите второй резистор R2 = 4 Ом.

В окне редактора появится следующее изображение (рис. 15).

4.2.4 Ввод амперметра

Ввести цифровой амперметр.

Откройте меню **Component\Animation** и выберите команду **Animated Meter** (рис. 16).

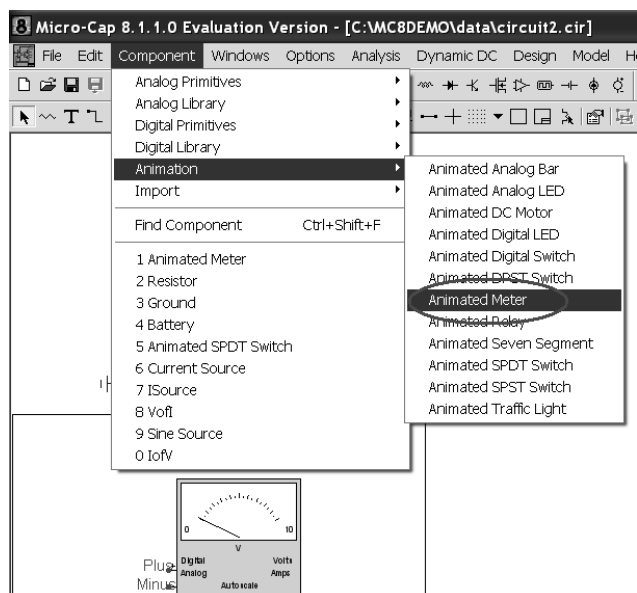


Рис. 16

Курсор примет форму прибора (прямоугольник с двумя выводами). Поместите его на рабочее окно, выше цепочки элементов и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Animated Digital/Analog Volt/Amp Meter** (рис. 17).

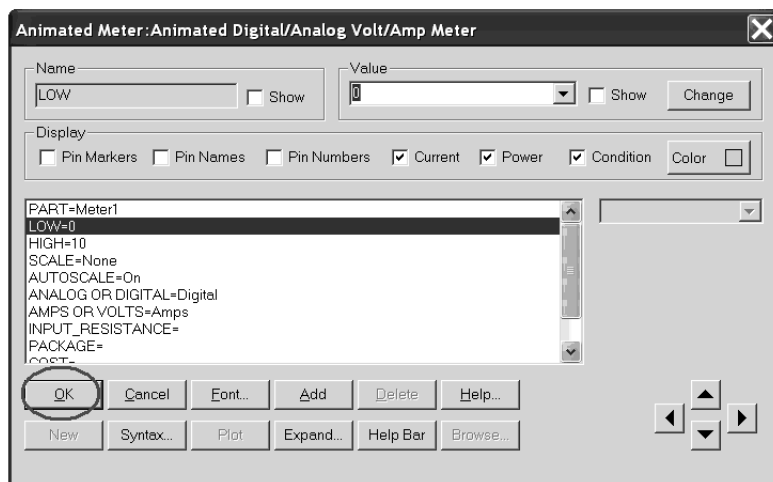


Рис. 17

Нажмите кнопку **OK**.

На приборе щелкните два раза мышкой на надписях **Digital** и **Amps**.

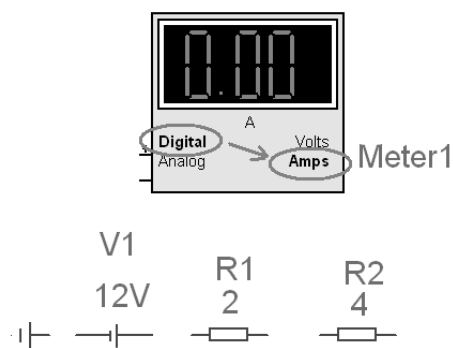


Рис. 18

В окне редактора появится следующее изображение цифрового амперметра (рис. 18).

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов. Потенциальный вход амперметра, обозначенный знаком «+» соединить с полюсом R2. Нижний вывод амперметра соединить с элементом земля (рис. 19).

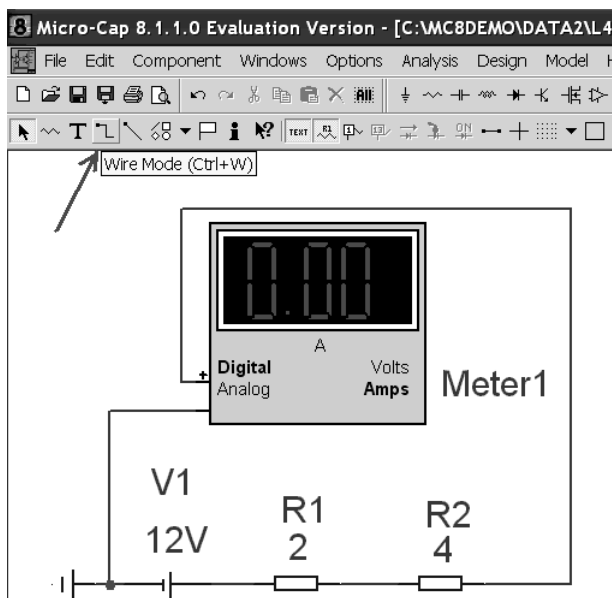
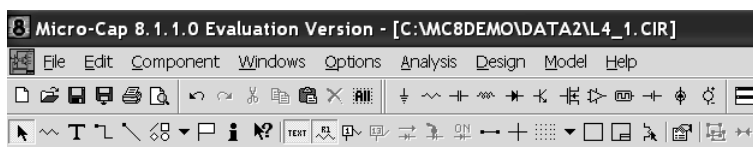


Рис. 19

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L4_1.CIR (File\Open...) (рис. 20).



Лабораторная работа №4 (Часть 1)
Распределение потенциала вдоль
неразветвленной электрической цепи

Valery Frisk Ver. 1.0
<http://frisk.newmail.ru/>

(Analysis \Dynamic DC)

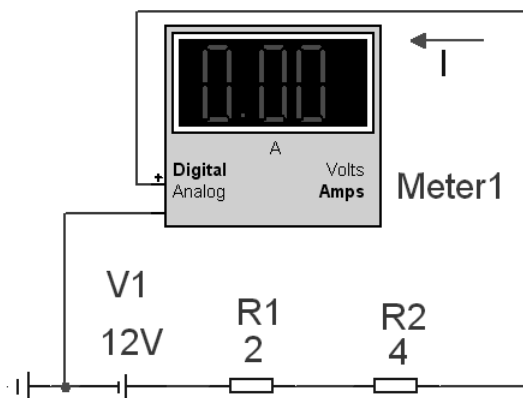


Рис. 20

4.3 Измерение тока с помощью амперметра

4.3.1 Измерение тока

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Измерить ток I в данной цепи. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Dynamic DC...** (рис. 21).

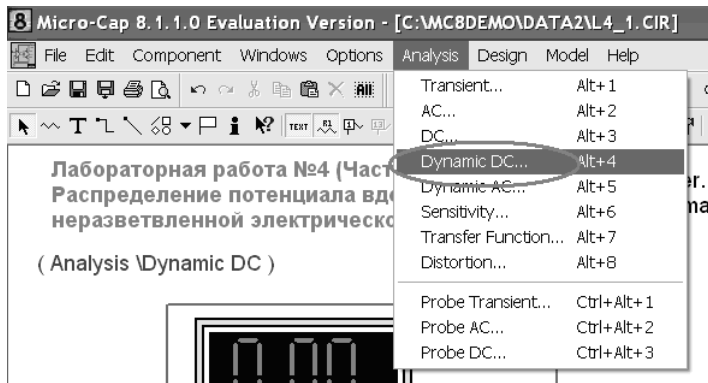


Рис. 21

На экране амперметра появиться значение тока в амперах. Убедитесь, что оно совпадает со значением, вычисленным в предварительном расчете. Занесите его в таблицу 1.

4.4 Сборка схемы для измерения потенциалов

Собрать схему с источником постоянного напряжения, двумя резисторами, переключателем и вольтметром (рис. 5).

4.4.1 Ввод вольтметра

Отсоедините амперметр. Перетащите его в вниз схемы. На приборе щелкните два раза мышкой на надписи **Volts**. Амперметр превратится в вольтметр (рис. 22).

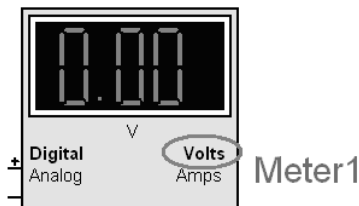


Рис. 22

4.4.2 Ввод переключателя

Ввести переключатель S.

Откройте меню **Component\Animation** и выберите команду **Animated SPDT Switch** (рис. 23).

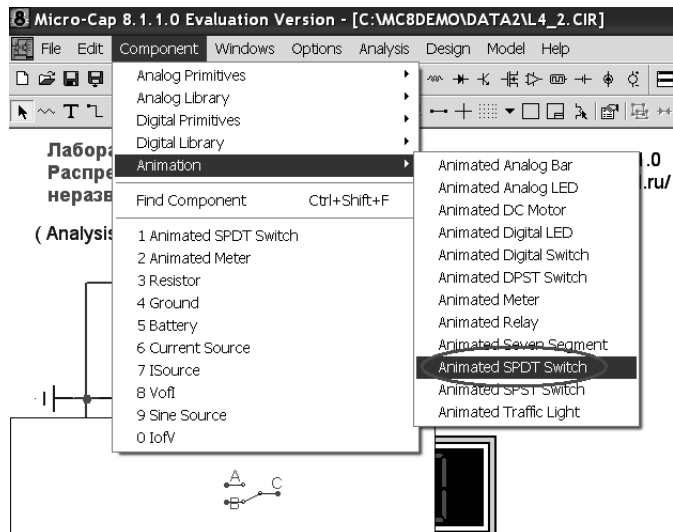


Рис. 23

Поместите его рядом с выводами вольтметра. Для переключения контактов достаточно два раза щелкнуть на нем. Щелкните на надписи **Switch** и замените ее на **S**.

4.4.3 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 24).

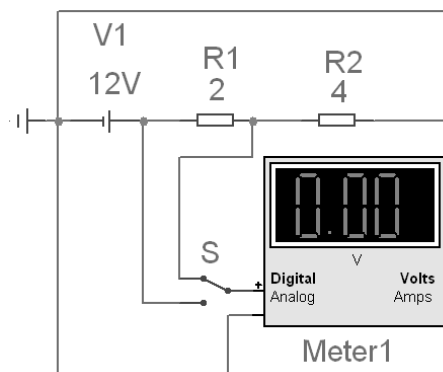


Рис. 24

4.5 Измерение потенциалов с помощью вольтметра

4.5.1 Измерение потенциалов

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Измерить потенциал в точке «1» (переключатель **S** в нижнем положении). и потенциал в точке «2» (переключатель **S** в верхнем положении). Для этого убедитесь, что в меню **Analysis** выбрана команда **Dynamic DC...** (рис. 21).

Полученные данные занесите в таблицу 1.

Постройте распределение потенциала вдоль цепи. По этому графику определите напряжение на элементах цепи U_E , U_{R1} и U_{R2} и занесите их в таблицу 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L4_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 25).

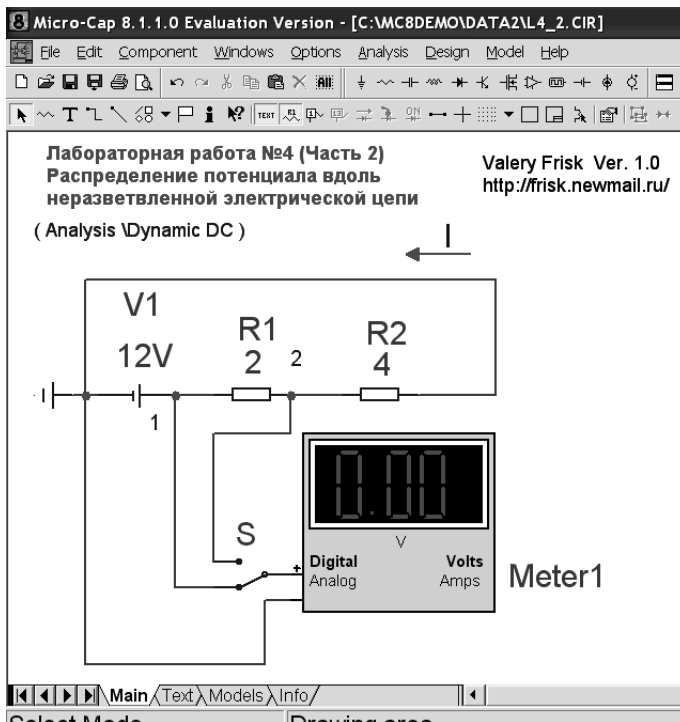


Рис. 25

4.6 Измерение тока и потенциалов при изменении полярности батареи

Повторить эксперименты по измерению тока с помощью амперметра и потенциалов с помощью вольтметра при обратном включении батареи **V1** (поворот на 180° **Flip Y**). Остальные элементы и выбранное направление тока оставить неизменными.

Полученные данные занесите в таблицу 2. Постройте распределение потенциала вдоль цепи. Подтвердите полученные данные расчетом.

Таблица 2

		
Получено экспериментально		Рассчитано по экспериментальным данным
$I =$ $A,$ $U_E =$ $B,$ $U_{R1} =$ $B,$ $U_{R2} =$ B		$I =$ $A,$ $U_E =$ $B,$ $U_{R1} =$ $B,$ $U_{R2} =$ B
N	V_N, B	V_N, B
0	0	0
1		
2		
3	0	0

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные графики и данные с графиками и данными, полученными в предварительном расчете. Сделать выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Покажите способы включения вольтметра и амперметра для измерения. Приведите примеры.
2. Что называется электрическим потенциалом?
3. Сформулируйте обобщенный закон Ома для постоянного тока.
4. Сформулируйте закон Ома для замкнутой цепи.
5. Что называется падением и подъемом напряжения?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Атабеков Г. И. Основы теории цепей. М.: Энергия, 1969. 424 с.

Лабораторная работа № 5

Исследование входных частотных характеристик в RC-цепи

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap исследовать входные амплитудно-частотные (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ) характеристики RC-цепи. Сравнить АЧХ и ФЧХ, полученные с помощью программы Micro-Cap, с аналогичными характеристиками, полученными расчетным путем.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения ОТЦ о частотных характеристиках электрических цепей стр. 68—75, 84—86 [1] и стр. 112—113 [2]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Рассчитать граничную частоту $f_{гр}$ для RC-цепи (рис. 1), если $R_1 = 100 \text{ Ом}$, а $C_1 = 219 \text{ нФ}$.

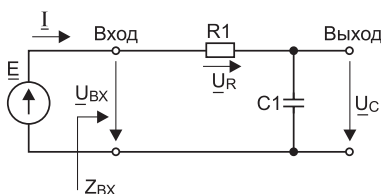


Рис. 1

3.2. Рассчитать для RC-цепи (рис. 1) отношение $f/f_{гр}$, значения емкостного сопротивления X_C , модули входного сопротивления $Z_{ВХ}$, аргумента входного сопротивления φ_Z , модули тока в цепи I , падения напряжения на резисторе U_R и модули напряжения на конденсаторе U_C , на частотах $f = 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14 \text{ кГц}$, $E = 0,9 \text{ В}$. Результаты расчетов занести в таблицу 1.

3.3. Построить в масштабе графики $Z_{ВХ}(f)$, $\varphi_Z(f)$, $X_C(f)$, $I(f)$, $U_R(f)$ и $U_C(f)$ в диапазоне частот $f \in [2...14] \text{ кГц}$.

Полученные графики занести в соответствующий раздел отчета.

Таблица 1

По предварительному расчету							Получено экспериментально						
f, кГц	f/f _{гр}	X _C , Ом	Z _{BX} , Ом	φ _Z (f), град.	I, мА	U _R , В	U _C , В	X _C , Ом	Z _{BX} , Ом	φ _Z (f), град.	I, мА	U _R , В	U _C , В
4													
6													
8													
10													
12													
14													

3.4. Рассчитать для нагруженной RC-цепи (рис. 26) частоту f_m при которой фаза ϕ_m входного сопротивления имеет минимум. Результаты расчетов занести в таблицу 2.

Таблица 2

Нагруженная RC-цепь	По предварительному расчету	ЭВМ
(Гц) $f_m =$		
$\phi_m^0 =$		

4 Порядок выполнения работы

Комплексное входное сопротивление находится косвенным методом, путем деления комплексного входного напряжения $\underline{U}_{BX}$ на комплексный входной ток $\underline{I}$. С помощью программы Micro-Cap рассчитывается модуль и фаза входного сопротивления

$$\underline{Z}_{BX} = \frac{\underline{U}_{BX}}{\underline{I}} = Z(\omega)e^{j\phi_Z(\omega)} = Z(2\pi f)e^{j\phi_Z(2\pi f)},$$

где $\underline{U}_{BX}$ — комплексное входное напряжение;

$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{BX}}{\underline{Z}_{BX}}$ — комплексный входной ток;

$\underline{U}_R = R\underline{I}$ — комплексное напряжение на резисторе;

$j = \sqrt{-1}$ — мнимая единица;

$\omega = 2\pi f$ — угловая частота;

f — частота;

$|\underline{Z}_{BX}| = Z(2\pi f)$ — модуль комплексного входного сопротивления (АЧХ);

$\arg(\underline{Z}_{BX}) = \phi_Z(2\pi f)$ — аргумент (фаза) комплексного входного сопротивления (ФЧХ).

С другой стороны, входное сопротивление это сопротивление со стороны входных зажимов

$$\begin{aligned}\underline{Z}_{BX} &= \operatorname{Re}(\underline{Z}_{BX}) + j\operatorname{Im}(\underline{Z}_{BX}) = R_1 - jX_C = \sqrt{R_1^2 + X_C^2} \cdot e^{-j\arctg\left(\frac{X_C}{R_1}\right)} = \\ &= R_1 \sqrt{1 + \left(\frac{f_{rp}}{f}\right)^2} \cdot e^{-j\arctg\left(\frac{f_{rp}}{f}\right)},\end{aligned}$$

где $\operatorname{Re}(Z_{BX}) = R_1$ — резистивное входное сопротивление (рано сопротивлению резистора R_1);

$\operatorname{Im}(Z_{BX}) = -X_C$ — реактивное входное сопротивление;

$X_C = \frac{1}{\omega C_1}$ — реактивное сопротивление конденсатора C_1 ;

$f_{ГР} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ — граничная частота RC-цепи.

Для нагруженной RC-цепи

$$f_m = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_1}}, \quad \varphi_m^0 = \frac{180^\circ}{\pi} \arctg \left[\frac{1}{2\sqrt{\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \frac{R_1}{R_2}}} \right],$$

где $R_2 = 320$ Ом — сопротивление нагрузки.

Исследуем входные частотные характеристики RC-цепи (рис. 1).

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

ИЛИ

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 2) собрать схему для измерения частотных характеристик (рис. 1).

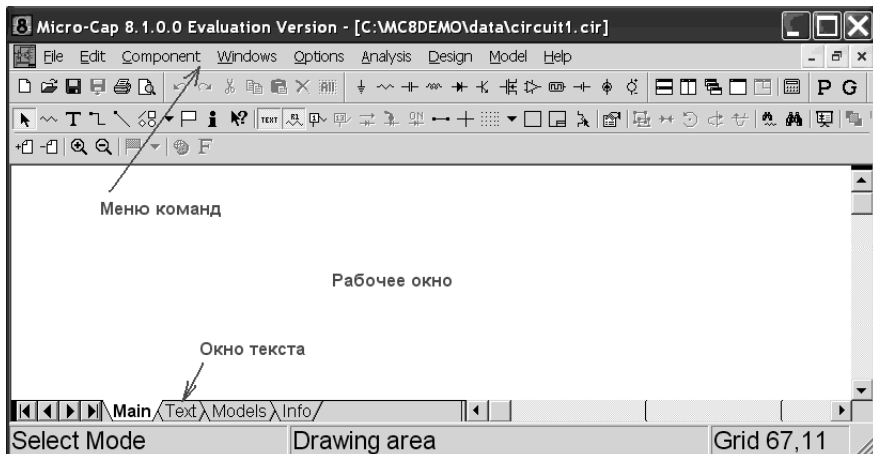


Рис. 2

4.2 Сборка RC-цепи для измерения входного сопротивления

Собрать схему с источником синусоидального напряжения, резистором и конденсатором (рис. 1).

4.2.1 Ввод источника синусоидального напряжения

Ввести источник **V1** синусоидального напряжения (**Sin Source**) с амплитудой

$$U_m = E \sqrt{2} = 0,9 \sqrt{2} = 1,27 \text{ В (A = 1.27V)},$$

частотой

$$f = 2 \text{ кГц (F = 2k)}.$$

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Sin Source** (рис. 3).

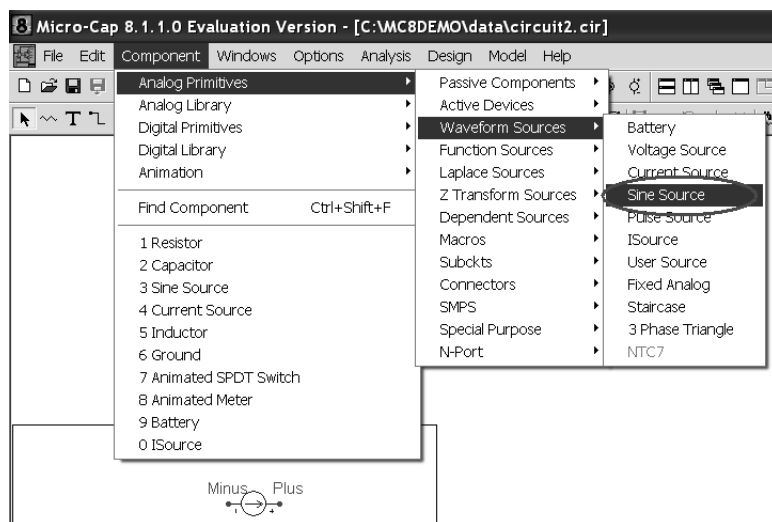


Рис. 3

Курсор примет форму графического изображения источника (круг со стрелкой). Поместите его на рабочее окно.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Sin Source**. Введите **1** в окне **Value**, **A = 1.27**, **F = 2k**. Остальные значения равными нулю (рис. 4).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 5).

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Заккрыть** (рис. 5). Нажмите кнопку **ОК** (рис. 4).

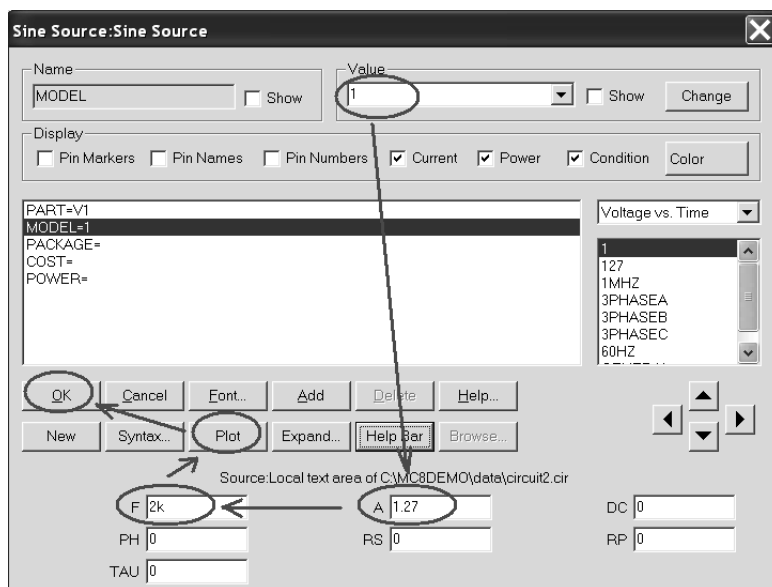


Рис. 4

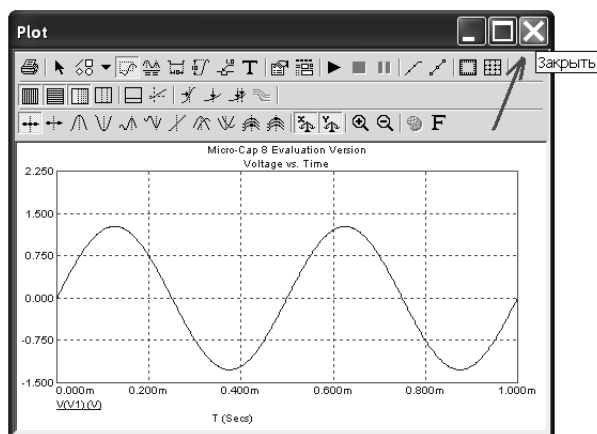


Рис. 5

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 6).

Установите землю, снизу от источника **V1** (рис. 7).

4.2.3 Ввод резистора

Ввести резистор $R1 = 100 \text{ Ом}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 8).

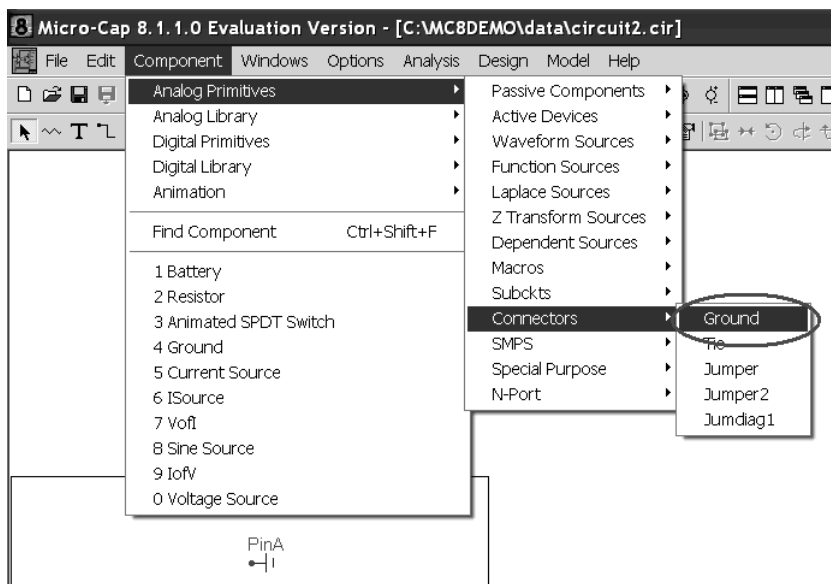


Рис. 6

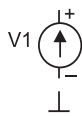


Рис. 7

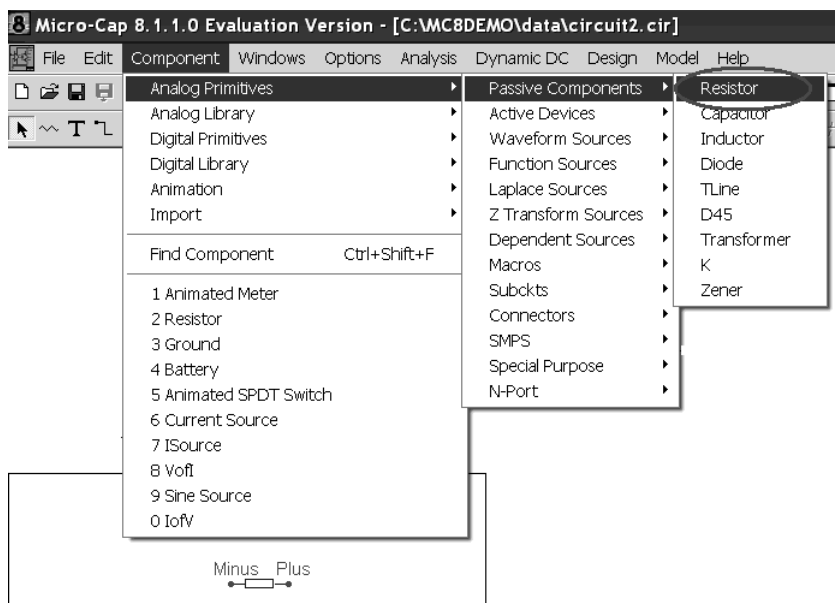


Рис. 8

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor**. Введите значение сопротивления резистора **100** в окне **Value** (рис. 9).



Рис. 9

Нажмите кнопку **OK**.

Поверните резистор используйте кнопку **Rotate** (рис. 10).

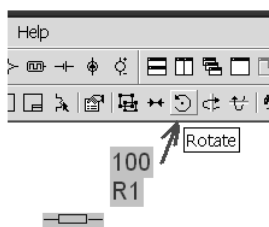


Рис. 10

4.2.4 Ввод конденсатора

Ввести конденсатор $C1 = 219 \text{ нФ}$ (**219n**).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Capacitor** (рис. 11).

Курсор примет форму прибора (две параллельные линии с двумя выводами). Поместите его на рабочее окно, правее резистора и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Capacitor**. Введите значение емкости **219n** в окне **Value** (рис. 12).

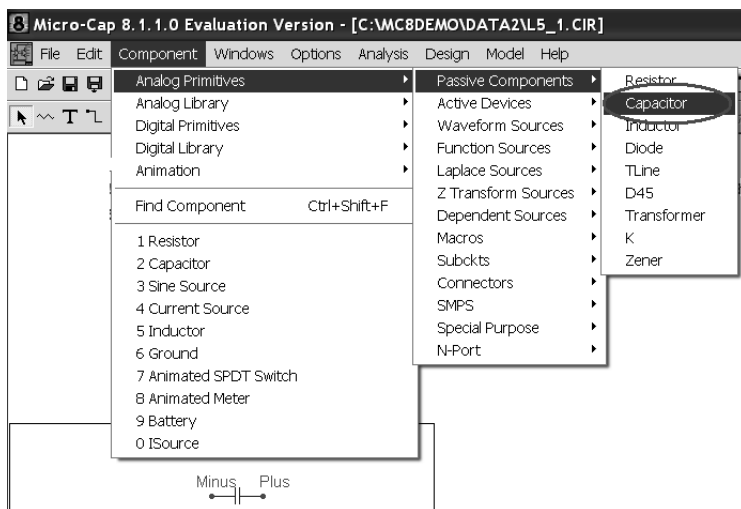


Рис. 11

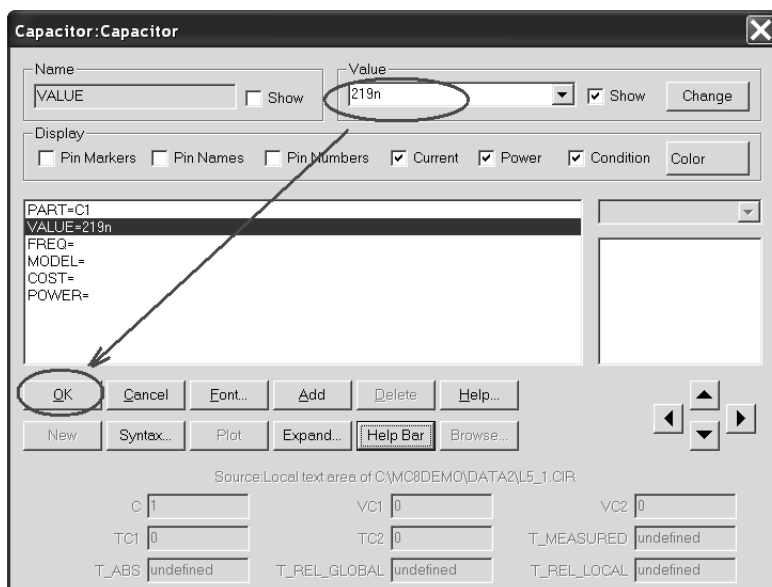


Рис. 12

Нажмите кнопку **OK**.

В окне редактора появится следующее изображение (рис. 13).

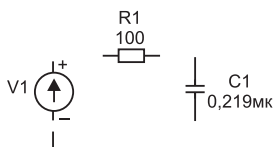


Рис. 13

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и удерживая левую кнопку мыши «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 14).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L5_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 15).

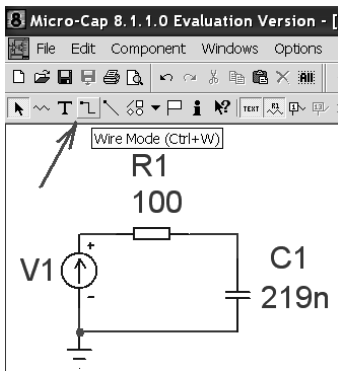
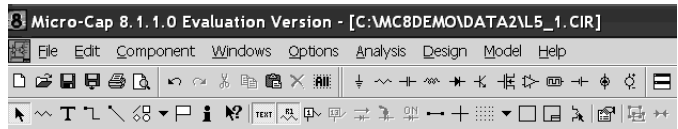


Рис. 14



Лабораторная работа №5 (Часть 1)

Исследование на ЭВМ входных частотных характеристик в цепях первого порядка

(Analysis \AC...\Run)

Valery Frisk Ver. 1.0
<http://frisk.newmail.ru/>

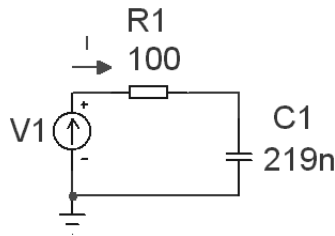


Рис. 15

4.3 Исследование частотных характеристик RC-цепи

4.3.1 Построение зависимости модуля входного сопротивления от частоты

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость модуля входного сопротивления

$|Z_{BX}| = |U_{BX}/I|$ (**MAG(-1*V(V1)/I(V1))**) от частоты. Здесь присутствует умножение на -1 , так как идущий то источнику ток не совпадает с направлением напряжения на этом источнике.

Для этого в меню **Analysis** выберите команду **AC...** (рис. 16).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика, так как показано на рис. 17.

Frequqncy Range «Linear», «14k,2k» — линейный интервал частот (2...14 кГц).

Number of Points «501» количество точек (501).

P номер окна «1» в котором будет построен график тока.

X Expression «f» — аргументы функции.

Y Expression «**MAG(-1*V(V1)/I(V1))**» — формула расчета модуля входного сопротивления.

X Range «14k,2k,1k» — интервал отображения аргумента по оси X и шаг (2...14 кГц с шагом 1 кГц).

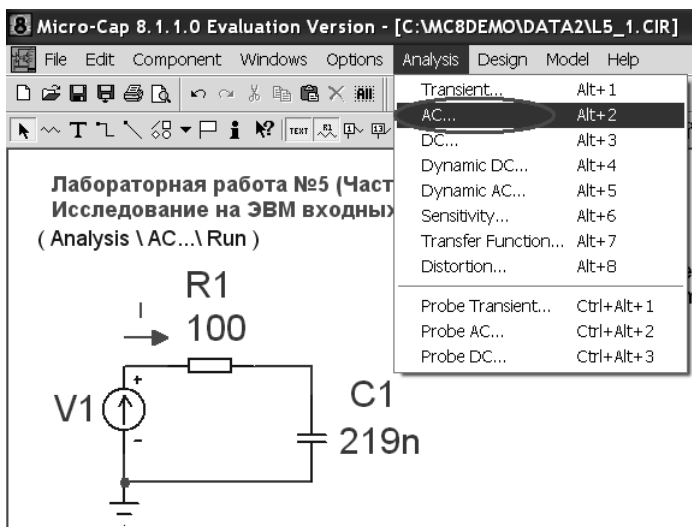


Рис. 16

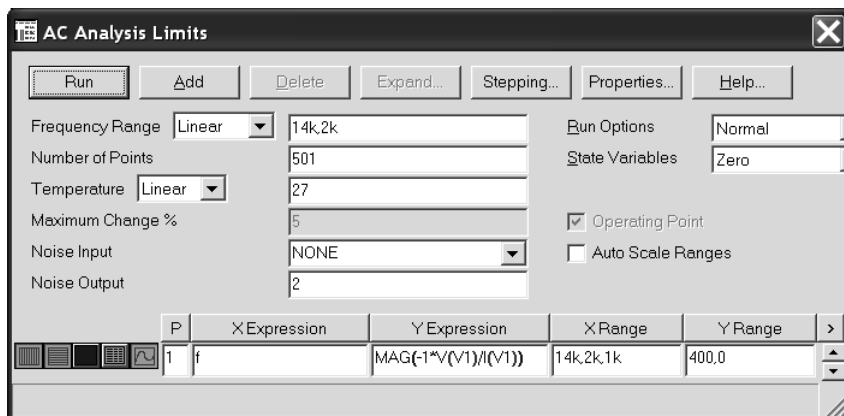


Рис. 17

Y Range «400,0» — интервал отображения функции по оси Y (0...400 Ом).

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости модуля входного сопротивления от частоты (рис. 18).

***Замечание.** Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.*

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину модуля входного сопротивления при $f = f_{гр}$.

Для точного определения величины модуля входного сопротивления от частоты на клавиатуре нажмите одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину частоты, например, **2k** (2 кГц) (рис. 19).

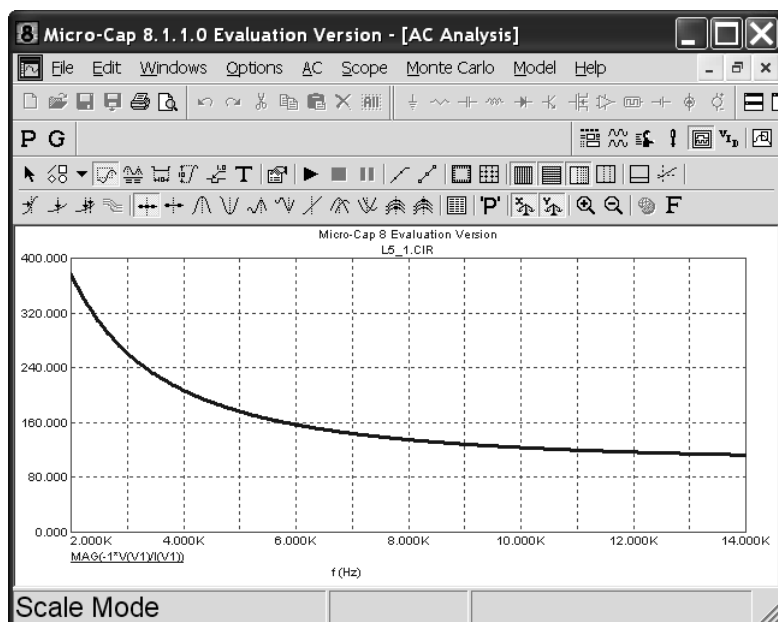


Рис. 18



Рис. 19

Нажмите клавишу **Left** и затем **Close**. На графике появиться координаты запрашиваемой точки (рис. 20).

Полученные данные величин модуля входного сопротивления от частоты занесите в таблицу 1.

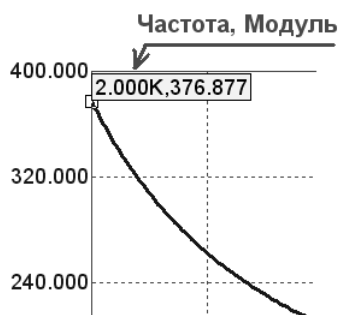


Рис. 20

4.3.2 Построение зависимости фазы входного сопротивления от частоты

Получите зависимость фазы входного сопротивления от частоты

$$\arg(Z_{BX}) = \arg(U_{BX}/I) \text{ (ph}(-1*V(V1)/I(V1)))$$

На клавиатуре нажмите клавишу **F9**. На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 21.

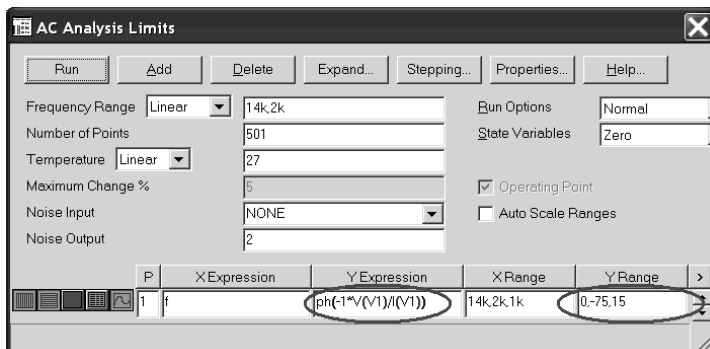


Рис. 21

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться графики зависимости модуля фазы входного сопротивления от частоты (рис. 22).

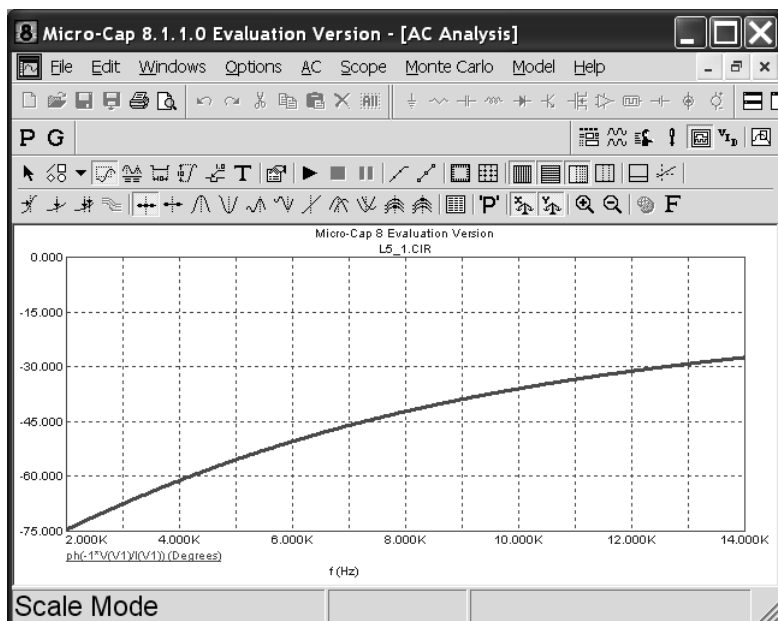


Рис. 22

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину фазы входного сопротивления при $f = f_{гр}$.

Для точного определения величины фаз входного сопротивления от частоты на клавиатуре нажмите одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину частоты (рис. 19). Полученные данные величин фаз занесите в таблицу 1.

4.3.3 Построение зависимости тока от частоты

Получите зависимость модуля тока от частоты

$$|I| \text{ (MAG(I(R1)))}.$$

На клавиатуре нажмите клавишу **F9**. На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика, так как показано на рис. 23.

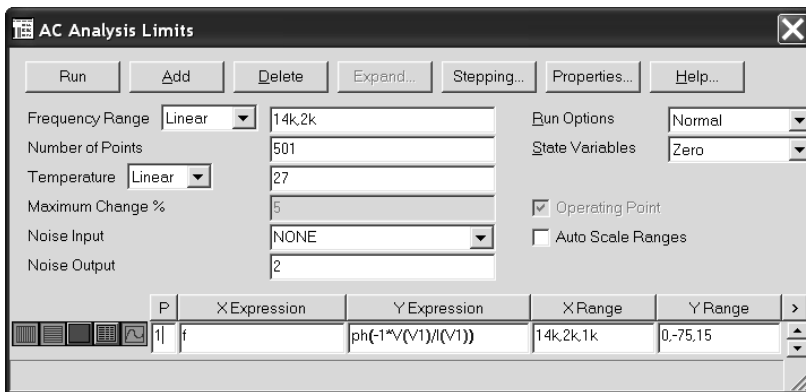


Рис. 23

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться графики зависимости модуля тока от частоты.

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину тока при $f = f_{гр}$.

Для точного определения величины модулей тока от частоты на клавиатуре нажмите одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину частоты (рис. 19). Полученные данные величин тока занесите в таблицу 1.

4.3.4 Построение зависимости напряжения на резисторе от частоты

Получите зависимость модуля напряжения на резисторе от частоты

$$| \underline{U}_R | (\text{MAG}(\text{V}(\text{R1}))).$$

На клавиатуре нажмите клавишу **F9**. На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 24.

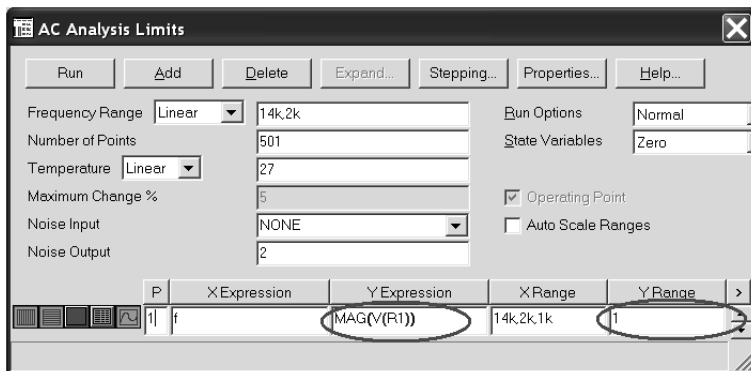


Рис. 24

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости модуля напряжения от частоты.

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину тока при $f = f_{гр}$.

Для точного определения величины модулей напряжения от частоты на клавиатуре нажмите одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину частоты (рис. 19). Полученные данные величин тока занесите в таблицу 1.

4.3.5 Построение зависимости реактивного сопротивления от частоты

Получите зависимость реактивного сопротивления конденсатора от частоты

$$X_C = -\text{Im}(\underline{Z}_{BX}) (\text{Im}(\text{V}(\text{V1})/\text{I}(\text{V1}))).$$

На клавиатуре нажмите клавишу **F9**. На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 25.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

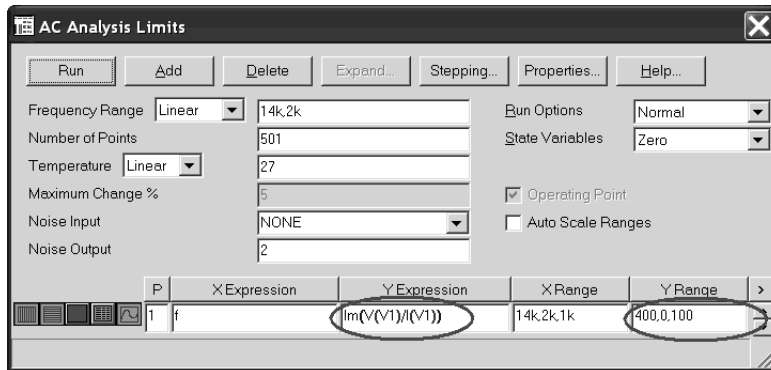


Рис. 25

На экране появиться график зависимости реактивного сопротивления конденсатора от частоты.

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину тока при $f = f_{ГР}$.

Для точного определения величины реактивного сопротивления от частоты на клавиатуре нажмите одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+X>**. В появившейся форме **Go To X** введите величину частоты (рис. 19). Полученные данные величин реактивного сопротивления конденсатора занесите в таблицу 1.

4.5 Исследование частотных характеристик нагруженной RC-цепи

4.5.1 Построение зависимости модуля входного сопротивления от частоты

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Параллельно конденсатору включите сопротивление нагрузке $R2 = 320$ Ом (рис. 26).

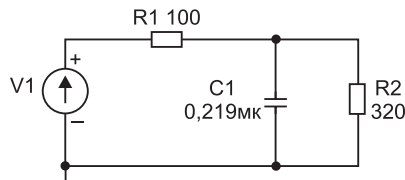


Рис. 26

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость модуля входного сопротивления нагруженной RC-цепи от частоты

$$|Z_{BX}| = |U_{BX}/I| \text{ (MAG(-1*V(V1)/I(V1)))}.$$

Для этого в меню **Analysis** выберите команду **AC...** (рис. 16).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график зависимости модуля комплексного входного сопротивления нагруженной RC-цепи от частоты.

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на данном графике асимптоту при увеличении частоты.

4.5.2 Построение зависимости фазы входного сопротивления от частоты

Получите зависимость фазы входного сопротивления нагруженной RC-цепи от частоты

$$\arg(Z_{BX}) = \arg(U_{BX}/I) \text{ (ph}(-1 \cdot V(V1)/I(V1)))$$

На клавиатуре нажмите клавишу **F9**. На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график зависимости фазы входного сопротивления нагруженной RC-цепи от частоты.

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Отметьте на графике величину минимального значения фазы входного сопротивления.

Полученные данные величин φ_m и f_m занесите в таблицу 2.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные графики и данные с графиками и данными, полученными в предварительном расчете. Сделать выводы по каждому пункту исследования.

6 Вопросы для самопроверки

1. Какая частота называется граничной для RC-цепи?
2. Какая частота называется граничной для RL-цепи?
3. Каково значение модуля входного сопротивления RC-цепи на граничной частоте?

4. Каково значение аргумента входного сопротивления RC-цепи на граничной частоте?
5. К чему стремиться модуль входного сопротивления нагруженной на резистор RC-цепи при увеличении частоты?
6. Чему равен модуль входного сопротивления нагруженной на резистор RC-цепи при частоте равной нулю?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.

Лабораторная работа № 6

Исследование на ЭВМ цепей с обратной связью с системной точки зрения

1 Цель работы

С помощью машинного эксперимента получить зависимости выходного напряжения на выходе системы с обратной связью при различных параметрах системы обратной связи.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей с обратной связью стр. 183—184 [1], стр. 421—427 [2], стр. 685—694 [3] и стр. 356—363 [4]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки. Познакомиться с возможностью схемотехнического моделирования стр. 107—117 [5], [6].

3 Предварительный расчет

3.1. Получить формулы и по ним построить на одном графике кривые напряжения на входе и выходе системы без обратной связи (БОС) рис. 1, если на вход подается синусоидальный сигнал с амплитудой $U_m = 1$ В, частотой $f = 1$ МГц. Коэффициент усиления основной системы принять равным $K(j\omega) = 5$. Определить величину амплитуды выходного напряжения U_{m2} и занести ее в таблицу 6.1.

3.2. Получить формулы и по ним построить на одном графике кривые напряжения на входе и выходе системы с обратной связью (СОС) (рис. 2), если на вход подается синусоидальный сигнал с амплитудой $U_m = 1$ В, частотой

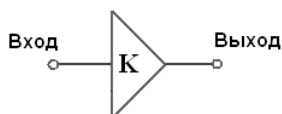


Рис. 1

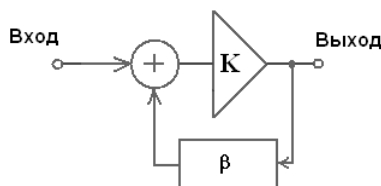


Рис. 2

$f = 1$ МГц, коэффициент усиления основной системы принять равным $K(j\omega) = 5$, коэффициент обратной связи равным $\beta(j\omega) = -0,01$. Определить величину амплитуды выходного напряжения U_{m2} и общий коэффициент передачи напряжения $H(j\omega)$. Повторить данный расчет для $K(j\omega) = 100$. Занести полученные величины в таблицу 6.1.

3.3. Определить величину амплитуды выходного напряжения U_{m2} и общий коэффициент передачи напряжения $H(j\omega)$ системы СОС (рис. 2) при условии $\operatorname{Re}[K(j\omega)\beta(j\omega)] \gg 1$ ($|K\beta| \gg 1$). На вход системы подается синусоидальный сигнал с амплитудой $U_m = 1$ В, частотой $f = 1$ МГц. Принять коэффициент обратной связи равным $\beta(j\omega) = -0,01$, $K(j\omega)$ принимает значения 1000, 2000 и 3000. Занести полученные величины в таблицу 6.2.

4 Порядок выполнения работы

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 3) собрать исследуемую систему без обратной связи (рис. 1).

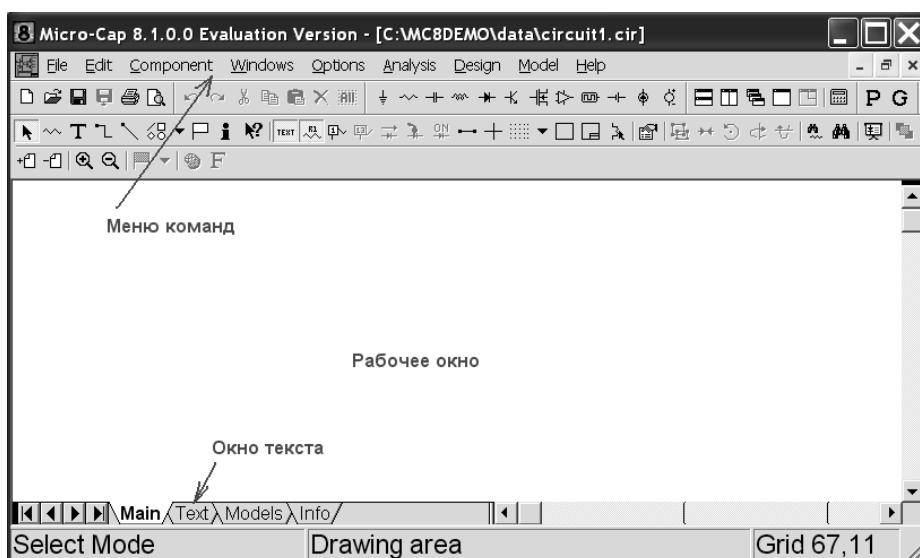


Рис. 3

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника синусоидального напряжения

Ввести источник синусоидального напряжения с амплитудой $U_m = 1$ В ($A = 1$) и рабочей частотой $f = 1$ МГц ($F = 1\text{MEG}$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Sine Source** (рис. 4).

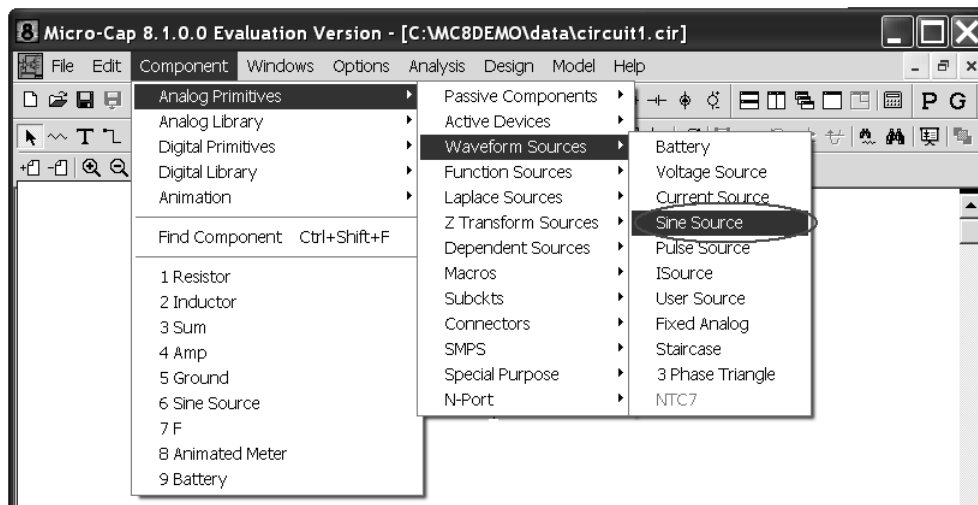


Рис. 4

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 5.

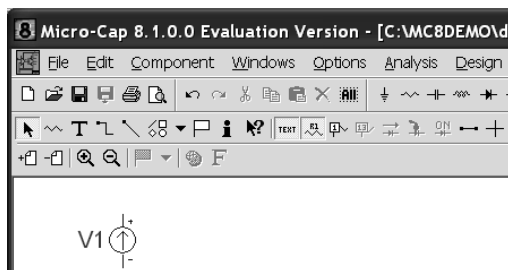


Рис. 5

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Sine Source**. Выберите значение рабочей частоты **1MHZ**, установите галочку у **Show** (рис. 6).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 7).

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Заккрыть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 6).

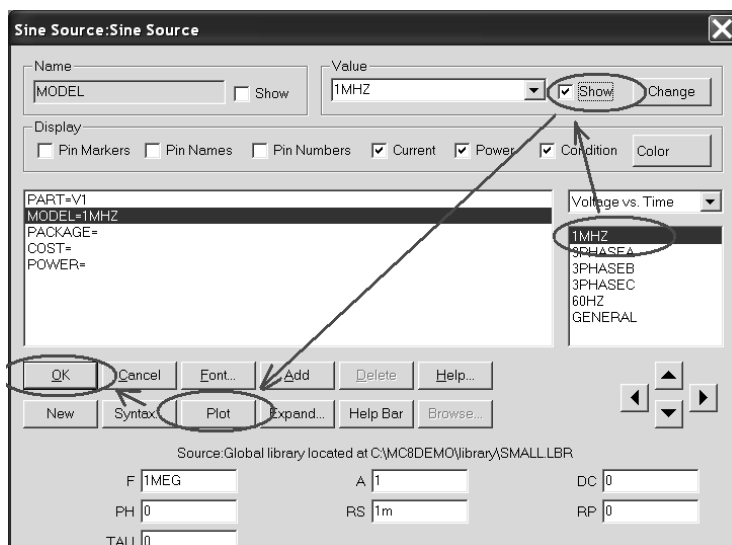


Рис. 6

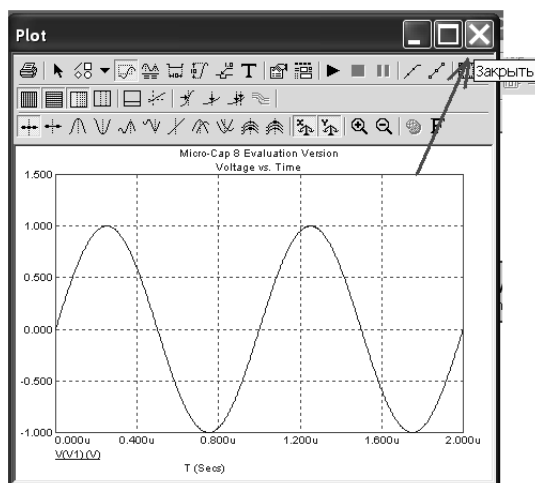


Рис. 7

4.2.2 Ввод усилителя основной подсистемы

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Macros** и выберите усилитель **Amp** (рис. 8).

Курсор примет форму усилителя (треугольника). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Amplifier Macro** (рис. 9).

В окне **Value** введите значение коэффициента усиления $K = 5$, установите галочку у **Show** и нажмите кнопку **OK**.

В результате на рабочем столе будут находиться два элемента так, как показано на рис. 10.

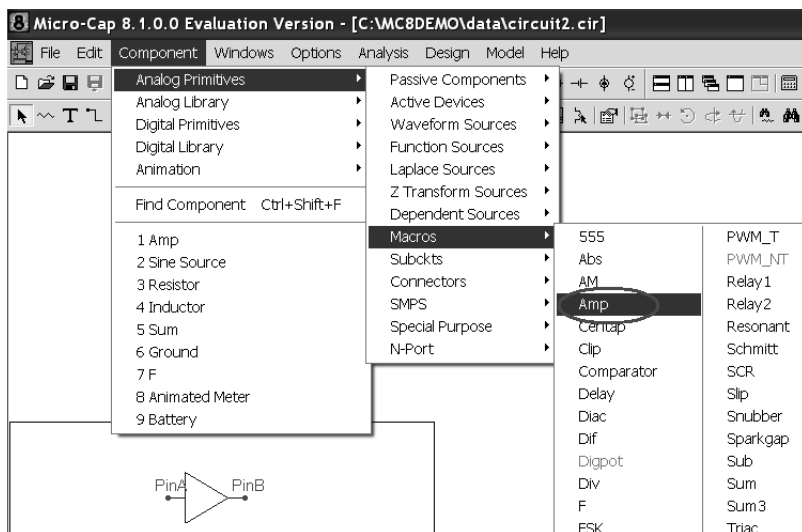


Рис. 8

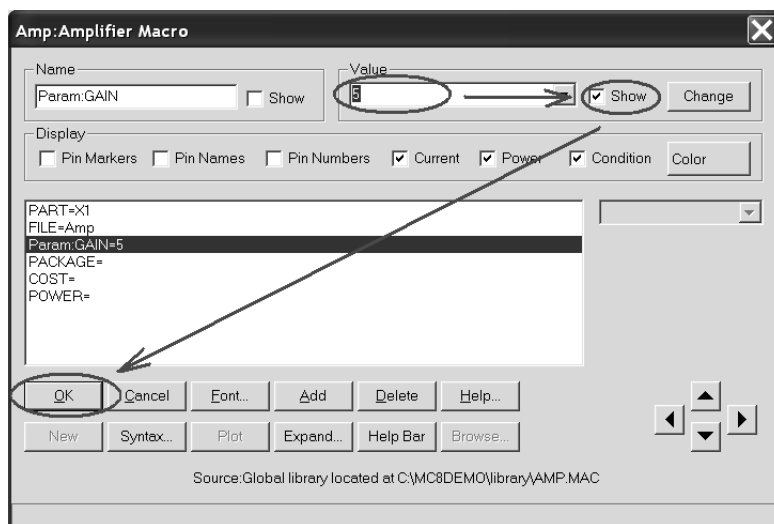


Рис. 9

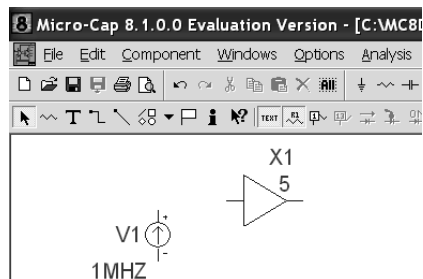


Рис. 10

4.2.3 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 11).

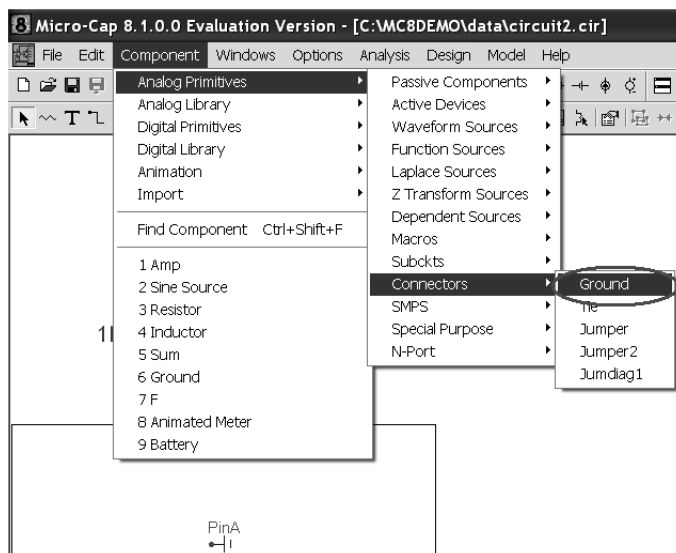


Рис. 11

Установите землю снизу от источника (рис. 12).

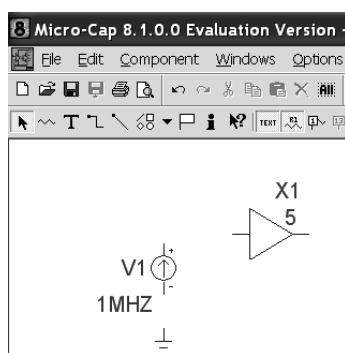


Рис. 12

4.2.4 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 13).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L6_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 14).

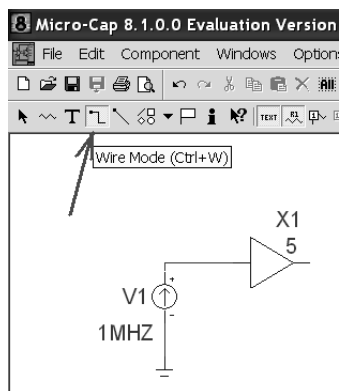


Рис. 13

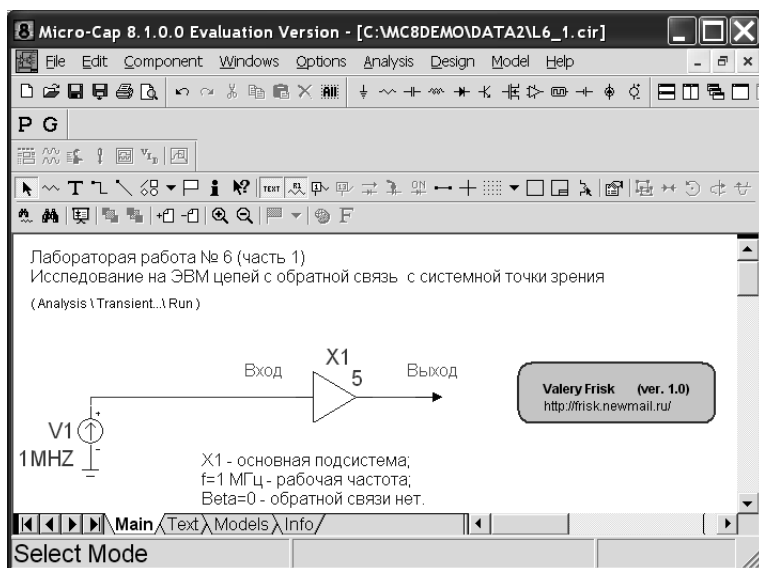


Рис. 14

4.3 Анализ системы без обратной связи при $K = 5$

Убедитесь, что введены все элементы правильно. Пронумеруйте узлы, нажмите кнопку нумерации узлов **Node Numbers** (рис. 15).

Получите зависимости мгновенных напряжений на входе $u_1(t) = V(1)$ и выходе $u_2(t) = V(2)$ системы без обратной связи от времени t . Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 16).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором следует задать параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 17.

Time Range «4u» — интервал времени (4 мкс) $T_{max}[, T_{min}]$.

Maximum Time Step «0.01u» максимальный шаг интегрирования.

P номер окна «1», в котором будет построен график.

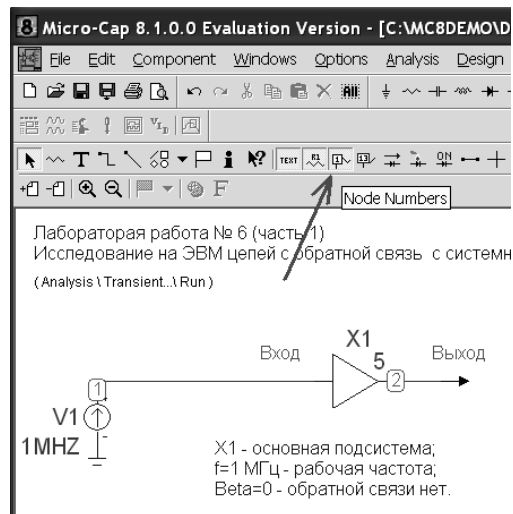


Рис. 15

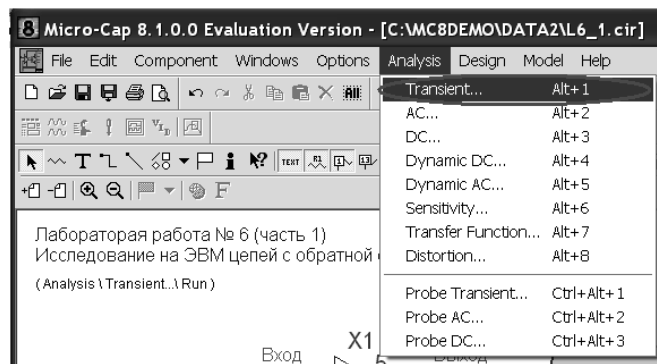


Рис. 16

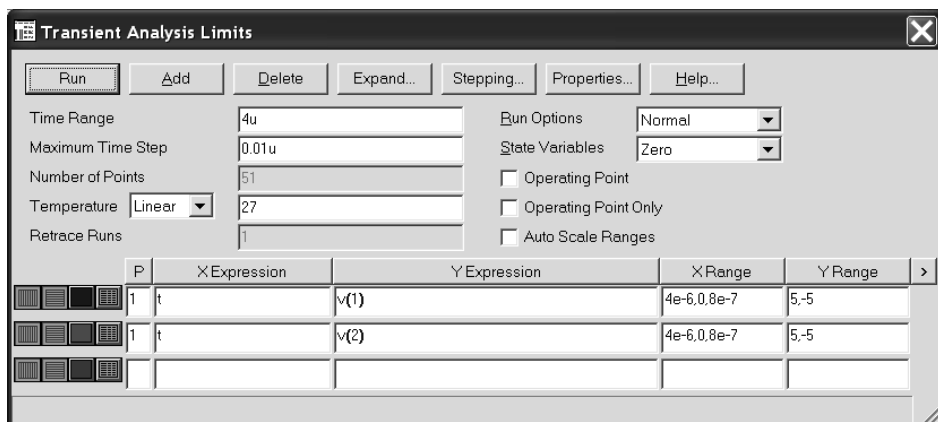


Рис. 17

X Expression «t» — аргумент функции.
Y Expression «V(1)» и «V(2)» — имена функций.
X Range «4u» — интервал отображения аргумента по оси X.
Y Range «5,-5» — интервал отображения функции по оси Y.
Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости напряжения на входе **V(1)** и выходе системы без обратной связи **V(2)** (рис. 18).

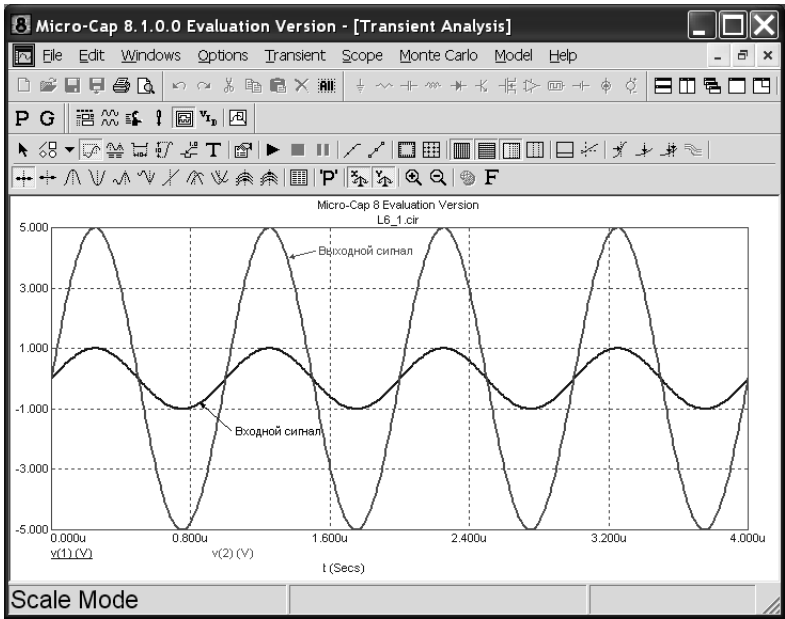


Рис. 18

Замечание. Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графиков введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

По графику **V(2)** определите величину амплитуды выходного напряжения и занесите ее в таблицу 6.1. Графики занесите в соответствующий раздел отчета.

Таблица 6.1

Предварительный расчет				Машинный эксперимент
Вид системы	K	H	U _{m2} , В	U _{m2} , В
БОС (U _{m1} = 1 В, f = 1 МГц, β = 0)	5			
	100			
СОС (U _{m1} = 1 В, f = 1 МГц, β = -0,01)	5			
	100			

4.4 Работа с графиком

Отредактируйте полученные графики, используя кнопку **T** (Text Mode). Добавьте названия, введите единицы измерения по осям и т. п.

Для копирования этого изображения в отчет нажмите на клавиатуре одновременно клавиши **<Alt+Print Screen>**, откройте отчет (Word) и нажмите кнопку «Вставить».

4.5 Анализ системы без обратной связи при $K = 100$

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Повторите машинный эксперимент для $K = 100$.

4.6 Анализ системы с обратной связью при $K = 5$

Соберите исследуемую систему с обратной связью (рис. 2). Добавьте к предыдущей схеме подсистему обратной связи (**X2**) с коэффициентом передачи по напряжению $\beta(j\omega) = -0,01$ и сумматор напряжений (**X3**). Для добавления сумматора (**Sum**) откройте меню **Component\Analog Primitives\Macros** и выберите **Sum** (рис. 19).

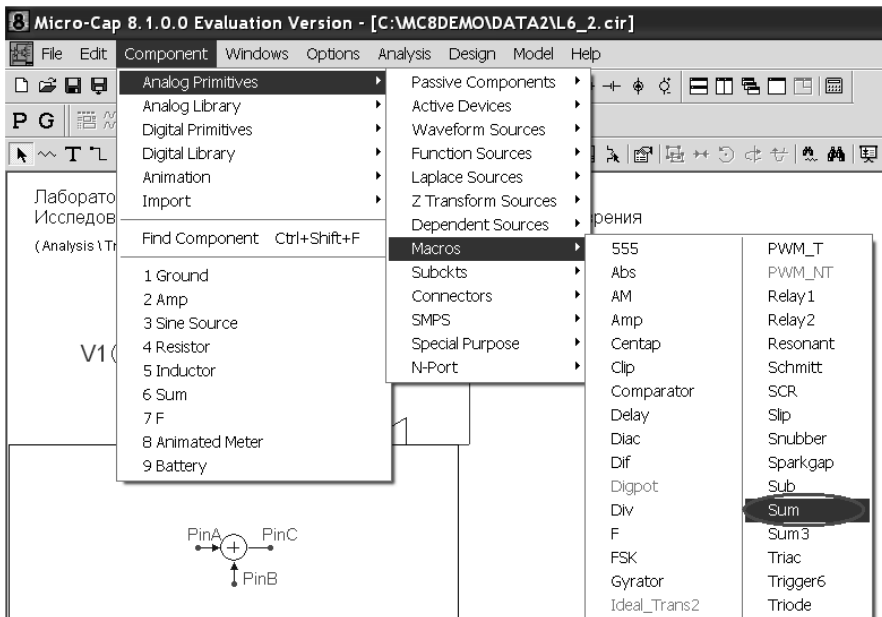


Рис. 19

Удалите ненужные проводники, выделив их и нажав на клавиатуре кнопку **Del**. Произведите необходимые соединения. Выведите на экран номера узлов, нажав кнопку **Node Numbers**. В результате получится схема системы с обратной связью (рис. 20).

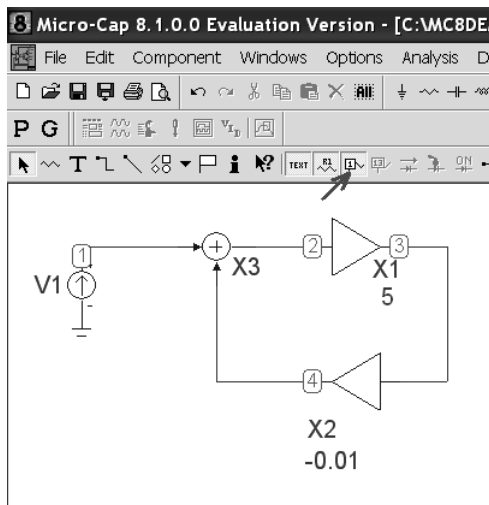


Рис. 20

Получите зависимости мгновенных напряжений на входе $u_1(t) = V(1)$ и выходе $u_2(t) = V(3)$ системы с обратной связи от времени t . Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 16).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором следует задать параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 21.

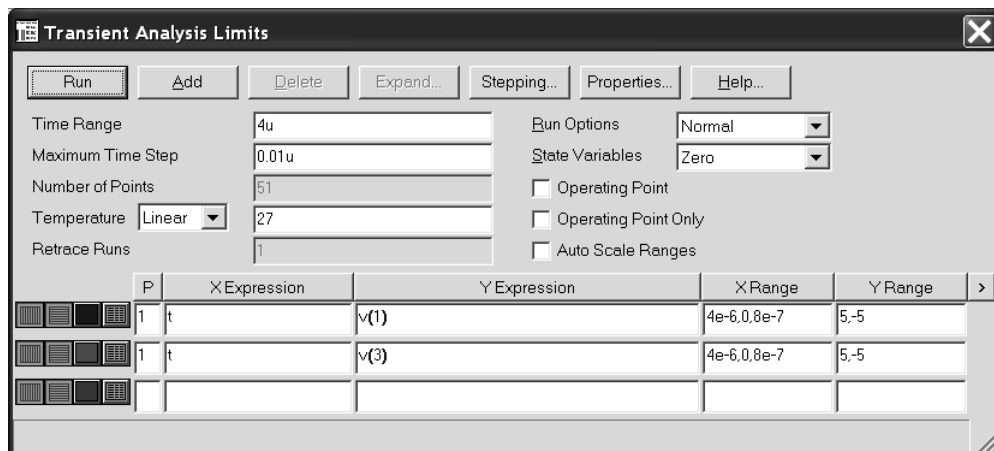


Рис. 21

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости напряжения на входе **V(1)** и выходе системы с обратной связью **V(3)** (рис. 22).

Отредактируйте эти графики.

По графику **V(3)** определите величину амплитуды выходного напряжения и занесите ее в таблицу 6.1. Графики занесите в соответствующий раздел отчета.

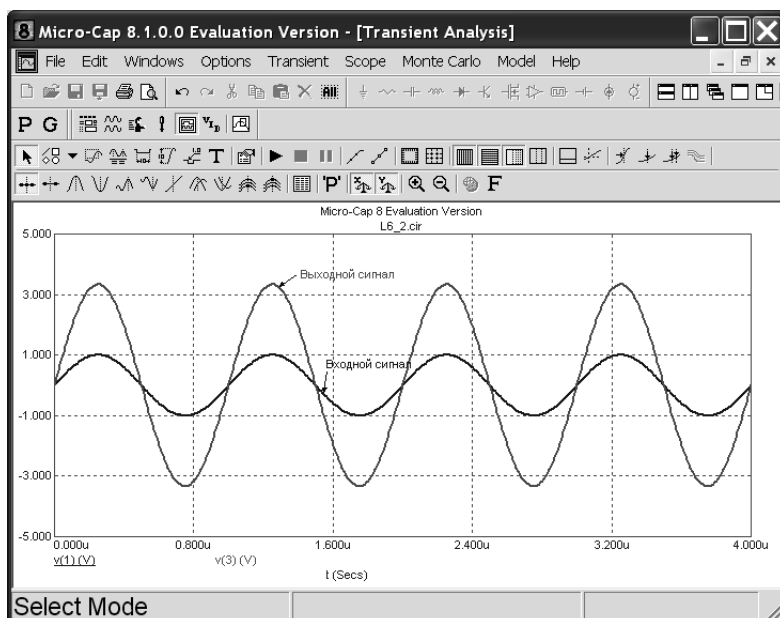


Рис. 22

4.7 Анализ системы с обратной связью при $K = 100$

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Повторите машинный эксперимент для $K = 100$ (**X1**). По графику **V(3)** определите величину амплитуды выходного напряжения и занесите ее в таблицу 6.1. Графики занесите в соответствующий раздел отчета.

Замечание. Если график выходного сигнала не будет помещаться, то нажмите на клавиатуре кнопку **F6** (автоматическое масштабирование).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L6_3.CIR.

4.8 Анализ системы при $|K \beta| \gg 1$

Вернуться к системе с обратной связью (рис. 20). Повторите машинный эксперимент для $K = 1000, 2000$ и 3000 (**X1**). По графику **V(3)** определите величину амплитуды выходного напряжения и занесите ее в таблицу 6.2. Графики занесите в соответствующий раздел отчета.

Таблица 6.2

Вид системы	Предварительный расчет $ K \beta \gg 1$			Машинный эксперимент
	K	H	U_{m2}, B	U_{m2}, B
СОС ($U_{m1} = 1 B$, $f = 1 \text{ МГц}$ $\beta = -0,01$)	1000			
	2000			
	3000			

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить кривые напряжений с аналогичными кривыми, полученными теоретически. Сделать выводы о величине коэффициента передачи системы с обратной связью и без нее.

Сделать выводы о величине коэффициента передачи системы с обратной связью при выполнении условия $|K\beta| \gg 1$.

6 Вопросы для самопроверки

1. Какие системы называются системами с обратной связью?
2. Выведите формулу передаточной функции напряжения системы с обратной связью в операторной форме.
3. Выведите формулу передаточной функции напряжения системы с обратной связью в комплексной форме.
4. Выведите формулу передаточной функции напряжения системы с обратной связью в комплексной форме при условии $\text{Re}[K(j\omega)\beta(j\omega)] \gg 1$.
5. Какая величина называется глубиной обратной связи.

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1983. 536 с.
3. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. Издание 2-е. Л.: Энергия, 1972. 816 с.
4. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. Издание 2. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.
5. Фриск В. В. Основы теории цепей. Лабораторный практикум на персональном компьютере. М.: СОЛОН-Пресс, 2002. 192 с.
6. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования MICRO-CAP V. М.: СОЛОН, 1997, 280 с.

Лабораторная работа № 7

Исследование S-параметров четырёхполюсников

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap построить зависимости S-параметров от частоты четырёхполюсника с заданными S-параметрами в виде таблицы.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о S-параметрах стр. 232—234 [1], стр. 197—204 [2] и стр. 73—75 [3]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. В качестве четырёхполюсника выбрать высокочастотный транзистор с общим эмиттером (BFP640). Его S-параметры можно узнать из справочников (Datasheet) или скачать в виде файла из Интернета (<http://www.infineon.com/>).

Создать с помощью программы «Блокнот» файл **Sparam.s2p** со следующей таблицей S-параметров транзистора:

f	S11		S21		S12		S22	
ГГц	Модуль	Фаза	Модуль	Фаза	Модуль	Фаза	Модуль	Фаза
0.100	0.8590	-8.9	25.771	171.0	0.0058	78.5	0.9911	-5.7
0.200	0.8482	-19.7	25.347	163.0	0.0110	80.6	0.9780	-11.6
0.300	0.8226	-29.4	24.409	155.5	0.0161	77.0	0.9497	-17.0
0.400	0.7886	-38.4	23.226	148.3	0.0209	72.9	0.9126	-21.9
0.500	0.7507	-46.8	21.956	141.6	0.0253	69.1	0.8711	-26.4
0.600	0.7121	-54.7	20.684	135.4	0.0293	65.7	0.8279	-30.4
0.700	0.6743	-62.2	19.446	129.7	0.0328	62.7	0.7849	-33.9
0.800	0.6380	-69.1	18.259	124.6	0.0360	60.1	0.7431	-37.0
0.900	0.6036	-75.7	17.129	120.0	0.0388	57.8	0.7032	-39.6
1.000	0.5712	-81.8	16.065	115.9	0.0413	55.9	0.6659	-41.8
1.100	0.5410	-87.5	15.073	112.3	0.0436	54.2	0.6314	-43.6
1.200	0.5133	-92.9	14.161	108.9	0.0457	52.7	0.5999	-45.2

1.300	0.4881	-98.0	13.334	105.9	0.0477	51.5	0.5714	-46.4
1.400	0.4656	-102.9	12.593	103.0	0.0496	50.4	0.5459	-47.5
1.500	0.4456	-107.5	11.936	100.2	0.0515	49.5	0.5231	-48.5
1.600	0.4281	-112.0	11.353	97.6	0.0533	48.7	0.5028	-49.3
1.700	0.4128	-116.3	10.833	95.1	0.0551	48.1	0.4846	-50.1
1.800	0.3994	-120.5	10.363	92.7	0.0569	47.4	0.4682	-50.7
1.900	0.3874	-124.5	9.927	90.4	0.0587	46.9	0.4533	-51.4
2.000	0.3765	-128.4	9.514	88.3	0.0605	46.3	0.4395	-51.9
2.200	0.3571	-135.9	8.733	84.3	0.0640	45.3	0.4147	-52.8
2.400	0.3408	-143.1	8.030	80.7	0.0674	44.3	0.3933	-53.5
2.600	0.3286	-150.0	7.483	77.2	0.0710	43.3	0.3757	-54.2
2.800	0.3209	-156.4	7.105	73.6	0.0747	42.3	0.3616	-55.1
3.000	0.3117	-162.8	6.527	70.5	0.0780	41.3	0.3468	-55.6
3.500	0.3010	-177.2	5.736	62.4	0.0874	38.7	0.3240	-58.6
4.000	0.2981	170.5	5.058	55.4	0.0966	35.7	0.2944	-61.2
4.500	0.3047	159.0	4.550	48.5	0.1058	32.8	0.2757	-62.9
5.000	0.3122	147.8	4.118	41.6	0.1152	29.6	0.2617	-65.7
5.500	0.3221	138.0	3.762	35.5	0.1248	26.4	0.2424	-69.6
6.000	0.3352	129.3	3.483	29.1	0.1346	22.9	0.2240	-72.5
6.500	0.3505	120.7	3.231	22.9	0.1441	19.3	0.2064	-75.4
7.000	0.3600	113.0	3.020	17.1	0.1540	15.8	0.1933	-78.2
7.500	0.3771	107.0	2.861	11.0	0.1656	11.8	0.1748	-83.9
8.000	0.3947	100.1	2.689	5.0	0.1745	7.8	0.1534	-86.3
8.500	0.4125	95.0	2.578	-0.7	0.1868	3.9	0.1395	-92.9
9.000	0.4350	89.2	2.463	-7.0	0.1979	-0.8	0.1127	-99.7
9.500	0.4568	83.9	2.363	-13.0	0.2087	-5.6	0.0868	-106.3
10.000	0.4813	78.6	2.280	-19.5	0.2197	-10.9	0.0588	-118.1
10.500	0.4991	74.0	2.173	-26.1	0.2251	-16.4	0.0322	-143.4
11.000	0.5332	70.0	2.090	-31.9	0.2331	-20.1	0.0204	124.3
11.500	0.5604	65.7	2.017	-38.0	0.2410	-25.7	0.0478	83.3
12.000	0.6158	61.0	1.971	-44.9	0.2491	-29.6	0.0935	69.8
12.500	0.6507	54.3	1.880	-52.4	0.2605	-35.1	0.1343	58.4
13.000	0.6786	49.0	1.784	-58.9	0.2691	-40.7	0.1733	50.4
13.500	0.7067	43.2	1.691	-65.3	0.2760	-46.7	0.2145	42.3
14.000	0.7239	38.0	1.595	-71.7	0.2837	-54.1	0.2571	33.9
14.500	0.7513	34.8	1.505	-77.3	0.2747	-62.6	0.2856	29.7
15.000	0.7951	30.9	1.445	-82.8	0.2577	-68.1	0.3253	26.5
15.500	0.8574	25.3	1.384	-89.0	0.2466	-68.4	0.3766	24.5
16.000	0.8928	18.3	1.300	-96.2	0.2598	-72.9	0.4569	18.1
16.500	0.9130	12.1	1.202	-102.8	0.2556	-80.2	0.5203	9.7
17.000	0.9189	6.1	1.098	-108.6	0.2463	-85.2	0.5568	2.2
17.500	0.9139	1.2	0.995	-113.1	0.2413	-90.7	0.5876	-3.4
18.000	0.9057	-3.3	0.897	-115.8	0.2275	-97.3	0.6243	-10.1
18.500	0.9091	-5.2	0.846	-117.9	0.1986	-103.4	0.6147	-13.8
19.000	0.9584	-10.0	0.777	-122.5	0.1756	-100.9	0.6810	-13.5
19.500	0.9499	-16.3	0.701	-123.4	0.1753	-100.1	0.7476	-18.9
20.000	0.9250	-20.1	0.642	-123.2	0.1757	-101.2	0.7958	-23.2

Сохранить данный файл в папке DATA.

3.2. Используя данные из этой таблицы, построить зависимости S_{21} и S_{12} от частоты в полярной системе координат.

4 Порядок выполнения работы

Можно показать, что при параметрах указанных на рис. 1 S_{11} и S_{21} вычисляются по следующим формулам

$$\underline{S}_{11} = 2\underline{U}_1 - 1;$$

$$\underline{S}_{21} = 2\underline{U}_1.$$

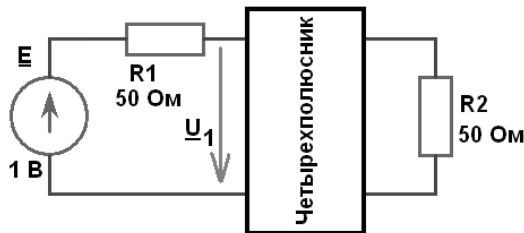


Рис. 1

На рис. 2 показана схема машинного эксперимента для вычисления S_{21} и S_{22} . Данные параметры вычисляются по следующим формулам

$$\underline{S}_{21} = 2\underline{U}_2;$$

$$\underline{S}_{22} = 2\underline{U}_2 - 1.$$

S_{11} — коэффициент отражения от входа четырехполюсника при согласованной нагрузки на выходе;

S_{12} — коэффициент передачи из второго плеча четырехполюсника в первое при согласованной нагрузки на входе;

S_{21} — коэффициент передачи из первого плеча четырехполюсника во второе при согласованной нагрузки на выходе;

S_{22} — коэффициент отражения от выхода четырехполюсника при согласованной нагрузки на входе;

$\underline{U}_1$ — комплексное напряжение на входе четырехполюсника;

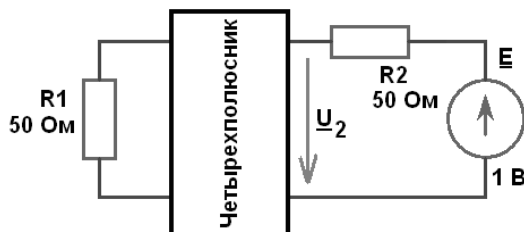


Рис. 2

U_2 — комплексное напряжение на входе четырехполюсника;
 R_1 — сопротивление генератора;
 R_2 — сопротивление нагрузки.

4.1 Запуск программы схмотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 3) собрать схему для построения S_{11} и S_{21} -параметров (рис. 1).

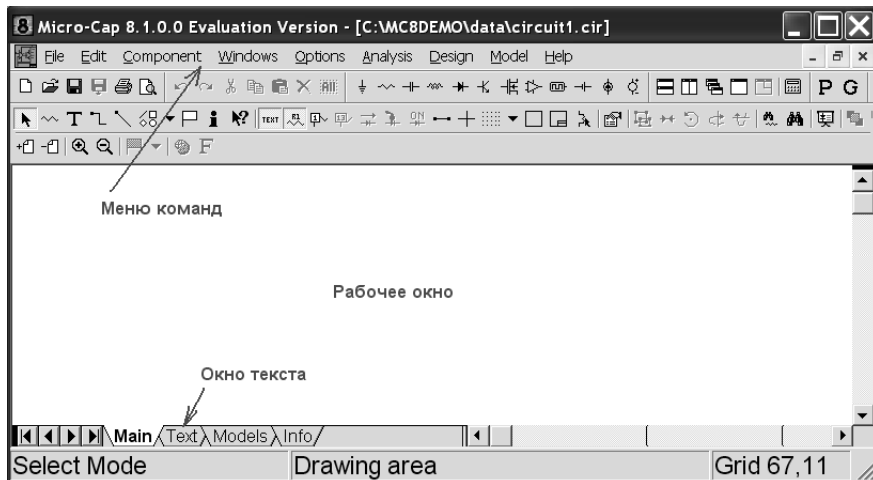


Рис. 3

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника синусоидального напряжения

Ввести источник синусоидального напряжения с амплитудой $U_m = 1$ В ($A = 1$) и рабочей частотой $f = 1$ МГц ($F = 1\text{MEG}$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Sine Source** (рис. 4).

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 5.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Sine Source**. Выберите значение рабочей частоты **1MHZ**, установить галочку у **Show** (рис. 6).

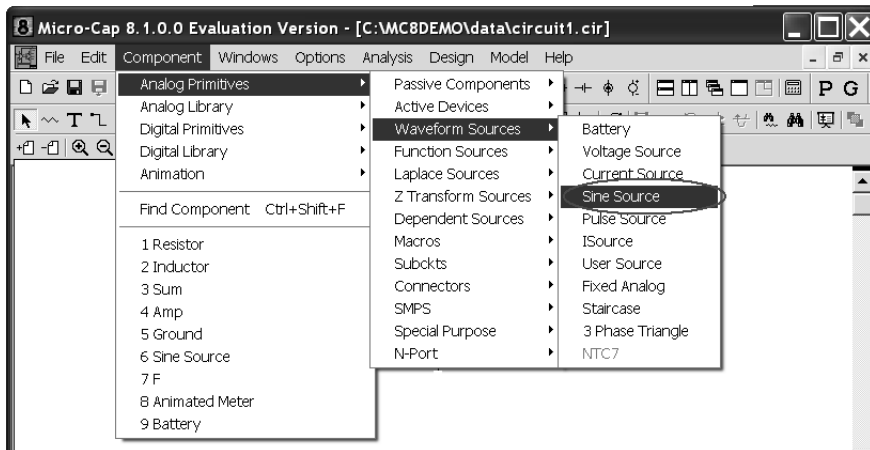


Рис. 4

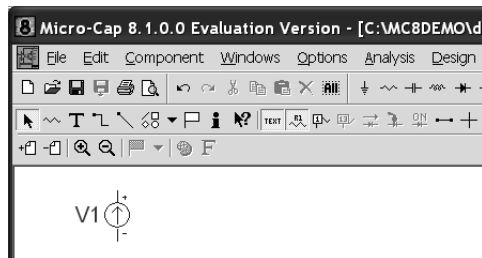


Рис. 5

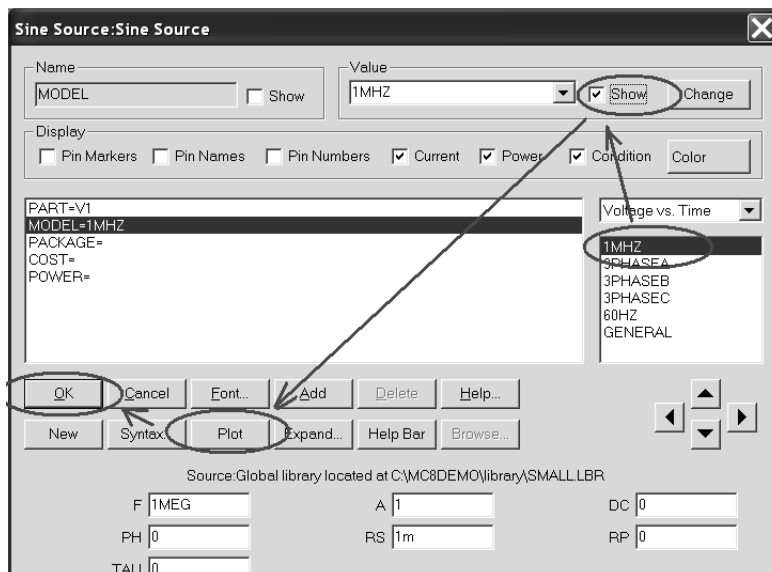


Рис. 6

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 7).

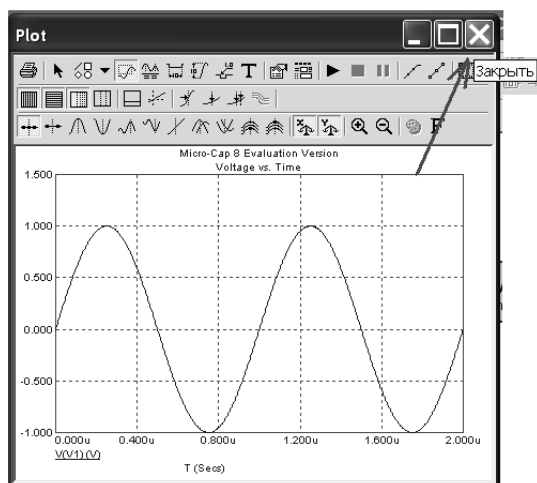


Рис. 7

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закреть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 6).

4.2.2 Ввод резисторов

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 8).

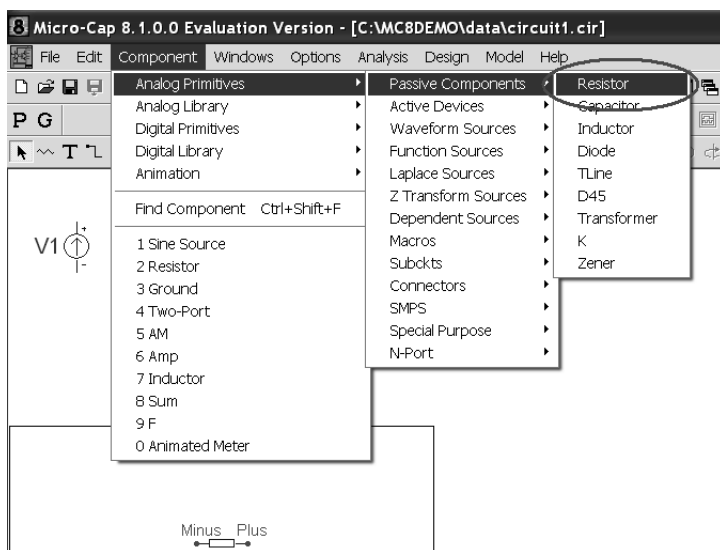


Рис. 8

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 9).

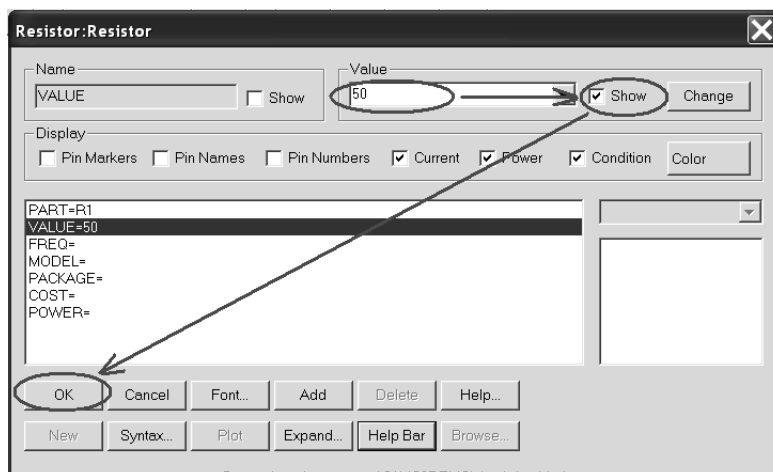


Рис. 9

В окне **Value** введите значение сопротивления 50, установите галочку у **Show** и нажмите кнопку **OK**.

Аналогично введите второй резистор.

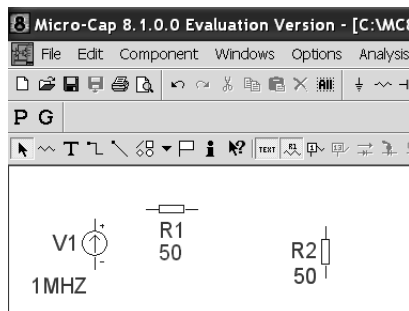


Рис. 10

В результате на рабочем столе будут находиться три элемента так, как показано на рис. 10.

4.2.3 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 11).

Установите две земли, одну снизу от источника другую снизу от сопротивления R2 (рис. 12).

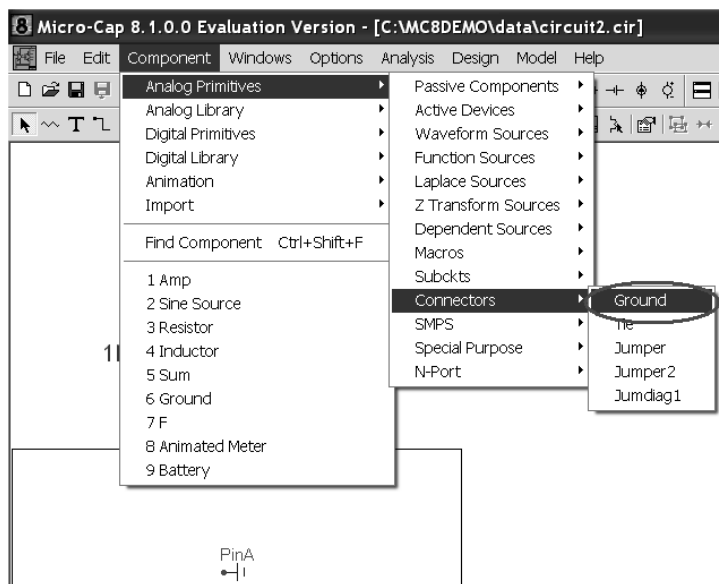


Рис. 11

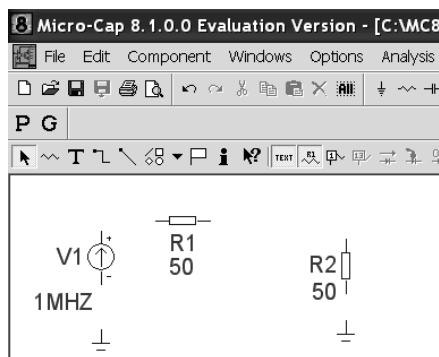


Рис. 12

4.2.4 Ввод четырехполюсника (Two-Port)

Откройте меню **Component\Analog Primitives\N-Port** и выберите **Two-Port** (рис. 13).

Поместите его между первым и вторым резистором. Зафиксируйте его, щелкнув левой кнопкой мыши. Появится окно **Two-Port:Two Port Component** (рис. 14).

Добавить файл, подготовленный в предварительном расчете. Нажать кнопку **Browse...** и в появившемся окне **Browse** выбрать файл **Sparam.s2p** (рис. 15).

Нажать кнопку **Открыть**.

В результате данный файл будет добавлен (рис. 16).

Нажать кнопку **ОК**.

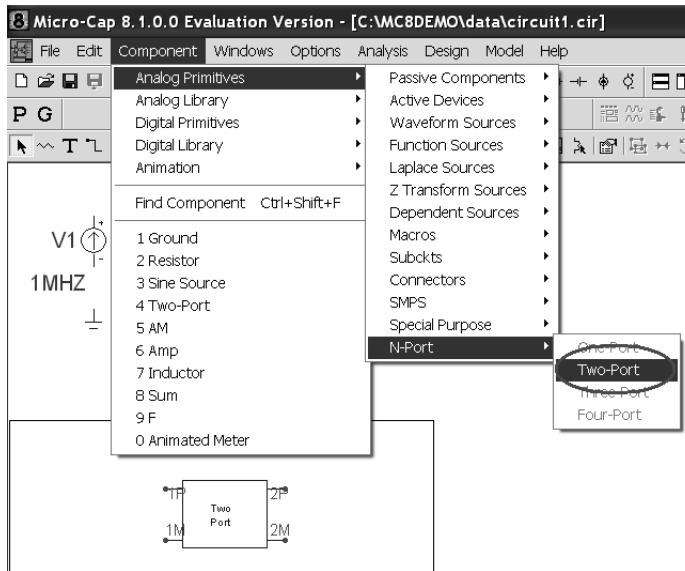


Рис. 13

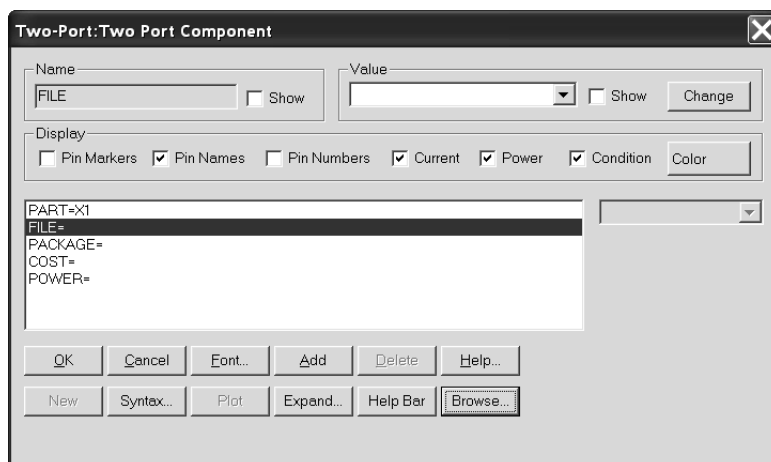


Рис. 14

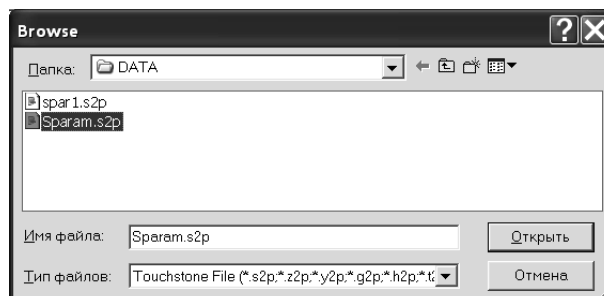


Рис. 15

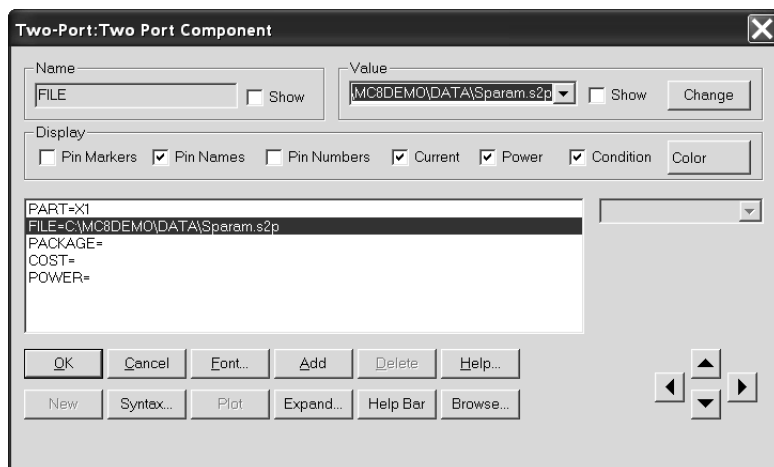


Рис. 16

Замечание. Для поворота элементов можно использовать инструмент **Rotate** (рис. 17).

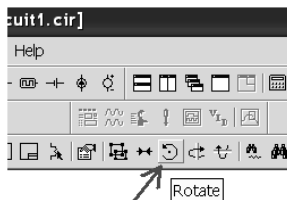


Рис. 17

В случае возникновения проблем загрузите файл **spar1.s2p**.

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 18).

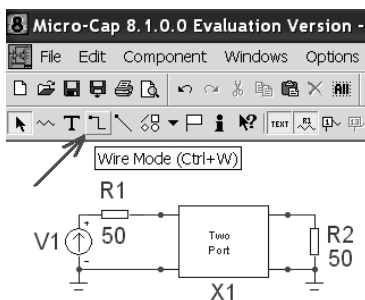


Рис. 18

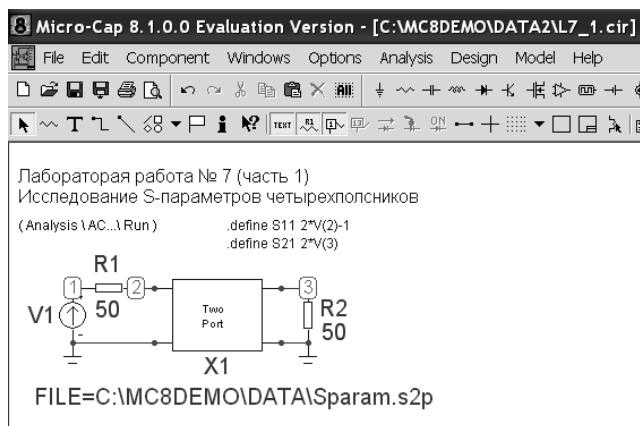


Рис. 19

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L7_1.CIR (File\Open...) (рис. 19).

4.3 Построение S-параметров

4.3.1 Построение параметра S_{11}

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Пронумеруйте узлы, нажмите кнопку нумерации узлов **Node Numbers**. Добавьте формулы для расчета S_{11} и S_{12} в следующем виде (рис. 20).

```
.define S11 2*V(2)-1
.define S21 2*V(3)
```

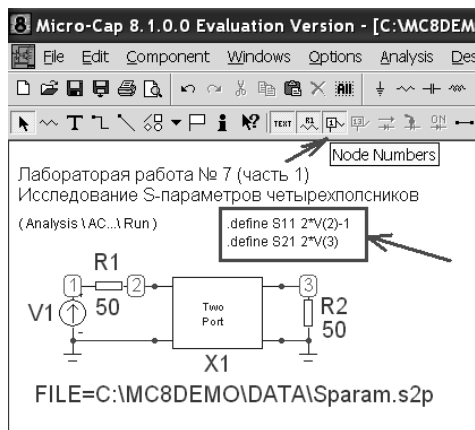


Рис. 20

Получите зависимости S_{11} и S_{12} от частоты. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **AC...** (рис. 21).

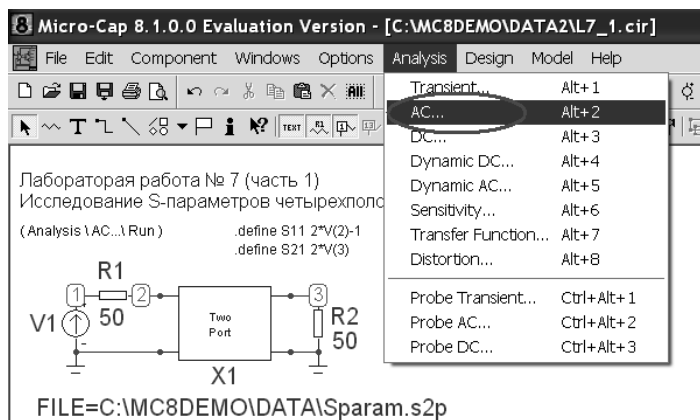


Рис. 21

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 22.

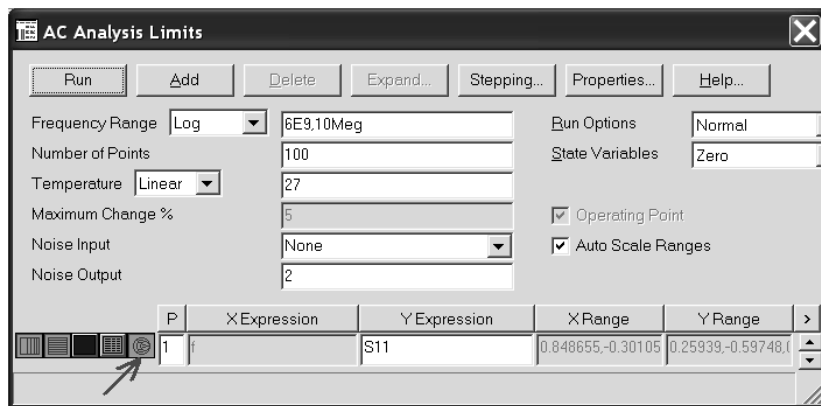


Рис. 22

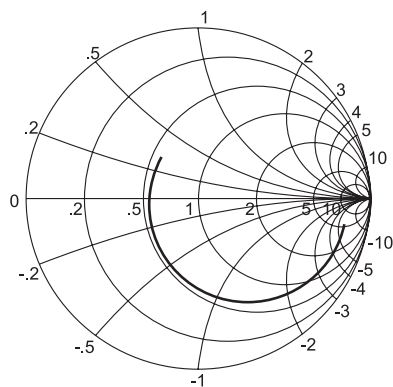


Рис. 23

Frequency Range «Log» — интервал частоты (6 ГГц, 10 МГц,) fmax [, fmin].

Number of Points — количество точек для вывода и анализа (100).

Auto Scale Ranges — автоматическое масштабирование.

P — номер окна «1», в котором будет построен график.

Y Expression — параметр построения (S_{11}). Выберите диаграмму Смита. Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график зависимости S_{11} от частоты в виде диаграммы Смита (рис. 23).

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета.

Замечание. Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

4.3.2 Построение параметра S_{21}

Вернитесь к окну **Transient Analysis Limits**. На клавиатуре нажмите клавишу **F9**.

В окне **Y Expression** ввести параметр S_{21} . Выбрать полярную систему координат (рис. 24).

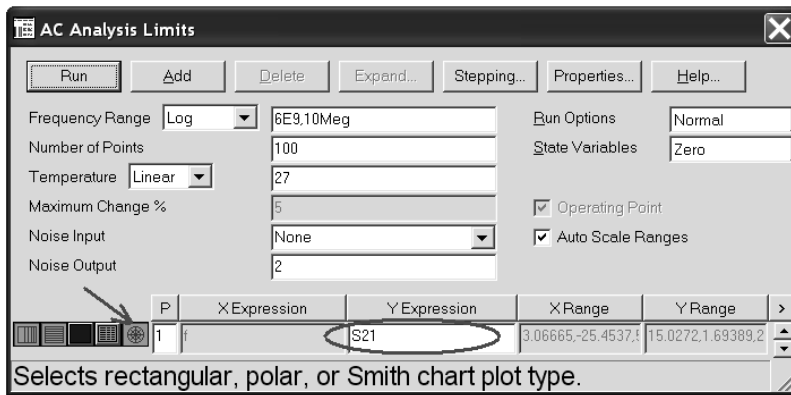


Рис. 24

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появится график зависимости S_{21} от частоты в полярной системе координат (рис. 25).

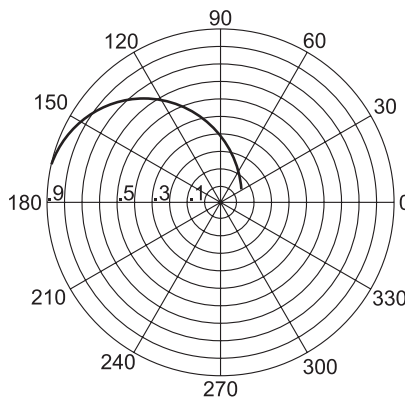


Рис. 25

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.2 Построение параметров S_{12} и S_{22}

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**.

Соберите схему для определения данных S-параметров (рис. 2). Для этого перенесите и подключите к выходу источник **V1** так, как это показано на рис. 26. Вместо источника установите короткое замыкание. Введите формулы расчета S-параметров в виде

```
.define S12 2*V(2)
.define S22 2*V(3)-1
```

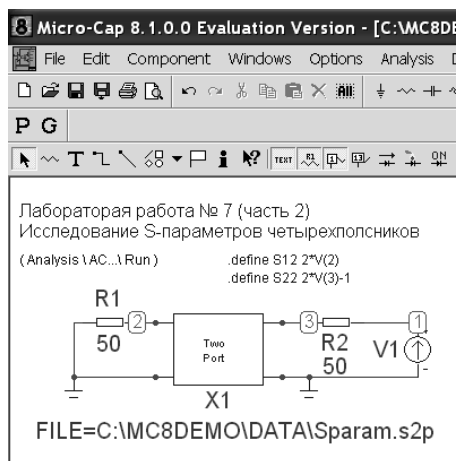


Рис. 26

Повторите машинный эксперимент. Постройте S_{12} в полярной системе координат. Постройте S_{22} в виде диаграммы Смита. Полученные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить кривые S-параметров с аналогичными кривыми, полученными в предварительном расчете. Сделать вывод.

6 Вопросы для самопроверки

1. Запишите уравнения четырехполосника в S-параметрах. Каков физический смысл коэффициентов четырехполосника?
2. Что называется матрицей рассеяния?
3. Что представляет собой диаграмма Смита?
4. Что представляет собой полярная система координат?
5. Какие системы называются 50 омными.

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word 2000. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
3. Фриск В. В. Основы теории цепей. Использование пакета Microwave Office для моделирования электрических цепей на персональном компьютере. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 160 с.

Лабораторная работа № 8

Исследование сигнала с амплитудной модуляцией

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap построить осциллограммы АМ-сигнала с различными коэффициентами модуляции.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о амплитудной модуляции (АМ) стр. 164 [1], стр. 103—114 [2] и стр. 72—81, 255—257 [3]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Построить зависимость АМ-сигнала от времени по ниже приведенной формуле при различных индексах модуляции $m = 0,2; 0,5; 1; 1,2$ на интервале $t \in [0, 150]$ мкс.

3.2. Построить спектры несущего колебания и АМ-сигнала при различных индексах модуляции ($m = 0,2; 0,5; 1; 1,2$).

4 Порядок выполнения работы

На рис. 1 показана упрощенная схема радиопередающего устройства с АМ-модуляцией. Звуковое сообщение преобразуется микрофоном в электрический низкочастотный сигнал (модулирующее сообщение), которое поступает в амплитудный модулятор. С другой стороны в модулятор поступает высокочастотный сигнал (несущее колебание). На выходе модулятора образуется АМ-сигнал с симметричной огибающей и высокочастотным заполнением.

Огибающая АМ-сигнала изменяется по закону, совпадающему с изменениями низкочастотного модулирующего сообщения. Частота и начальная фаза АМ-сигнала остаются неизменными.

На рис. 2 показана схема машинного эксперимента для получения АМ-сигнала.

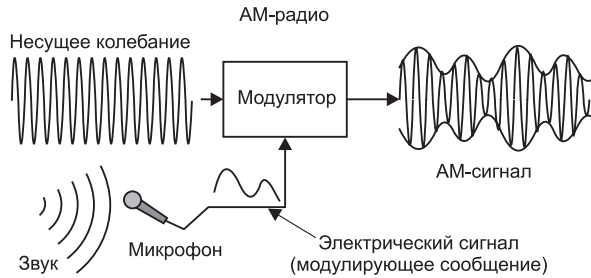


Рис. 1

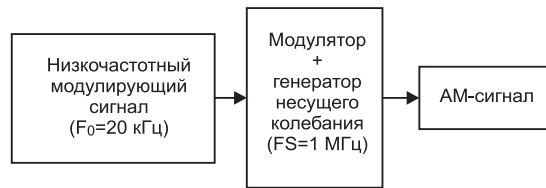


Рис. 2

Использовать следующую форму записи АМ-сигнала и его параметры:

$$u_{AM}(t) = U[1 + m\cos(\Omega t)]\sin(\omega_0 t),$$

где $U = 1$ В — постоянный коэффициент, определяющий амплитуду несущего колебания в отсутствии модуляции;

$m = 0,2$ — коэффициент (индекс) модуляции;

$\Omega = 2\pi F_0$ — модулирующая частота ($F_0 = 20$ кГц);

$\omega_0 = 2\pi FS$ — частота несущего колебания ($FS = 1$ МГц);

t — время.

В программе Micro-Cap принята следующая формула АМ-сигнала:

$$u_{AM}(t) = \text{Offset} * (1 + \text{ModIndex} * V(\text{In})) * V_{\text{Peak}} * \sin(2 * \text{PI} * FS * t),$$

где $V(\text{In}) = \cos(2\pi F_0 t)$ — модулирующий сигнал;

$\text{Offset} = 1$ — дополнительный коэффициент;

$\text{ModIndex} = m = 0,2$ — индекс модуляции;

$V_{\text{Peak}} = U = 1$ В — амплитуда несущего колебания без модуляции.

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

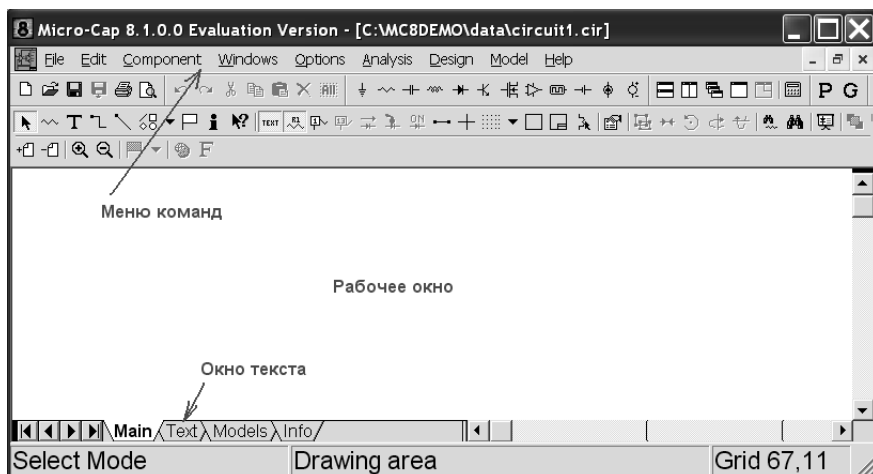


Рис. 3

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 3) собрать схему для построения АМ-сигнала (рис. 2).

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника косинусоидального напряжения

Ввести источник напряжения с амплитудой $U_m = 1$ В ($VA = 1$) и рабочей частотой $f = 20$ кГц ($F0 = 20k$), имитирующий низкочастотный модулирующий сигнал.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Voltage Source** (рис. 4).

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 5.

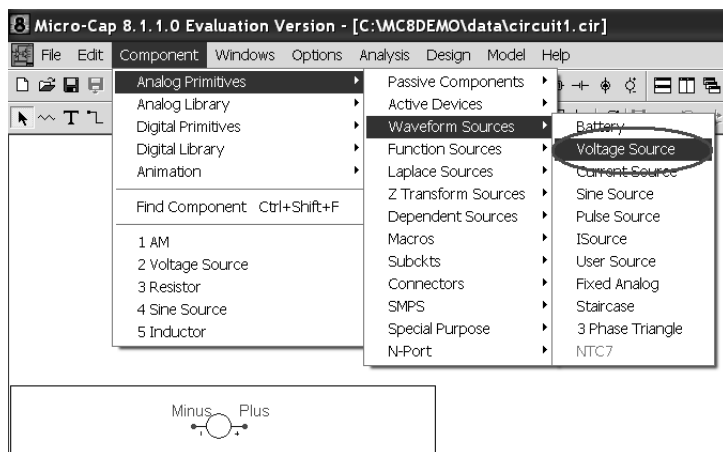


Рис. 4

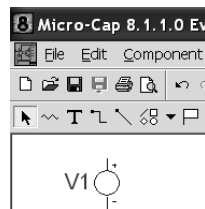


Рис. 5

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Voltage Source**. Введите в окне **Value** следующие данные источника

DC 0 AC 1 0 Sin 0 1 20k 0 0 90 (рис. 6).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с косинусоидальной зависимостью напряжения источника от времени (рис. 7).

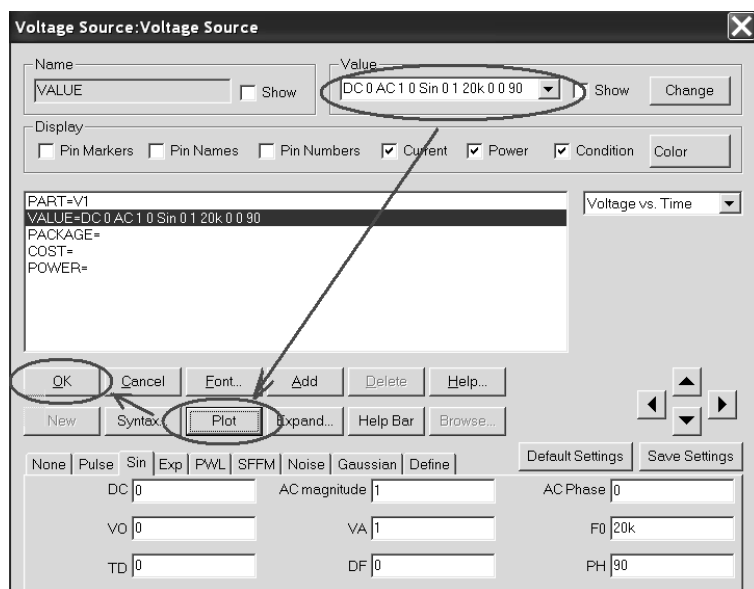


Рис. 6

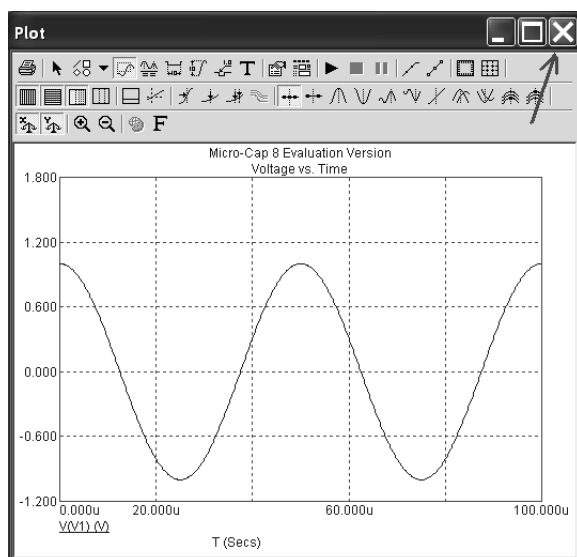


Рис. 7

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Заккрыть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 6).

4.2.2 Ввод амплитудного модулятора

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Macros** и выберите команду **AM** (рис. 8).

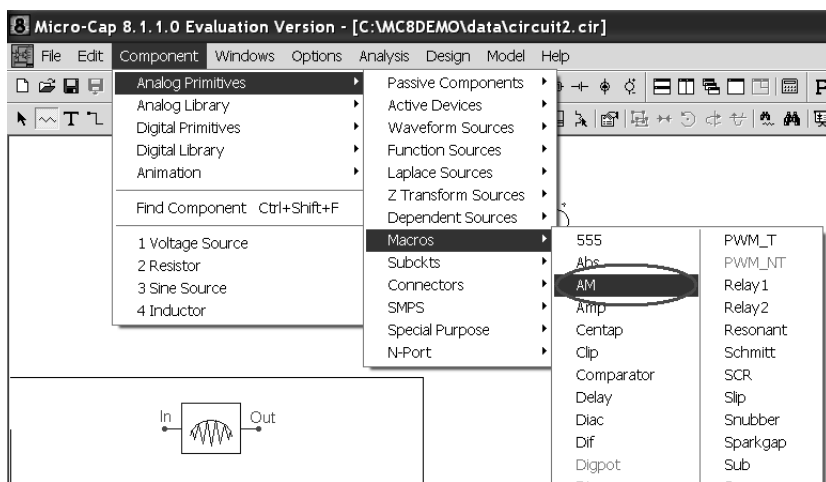


Рис. 8

Курсор примет форму модулятора (слева вход для низкочастотного модулирующего сигнала, с права выход для АМ-сигнала). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **AM: Amplitude Modulator Macro** (рис. 9).

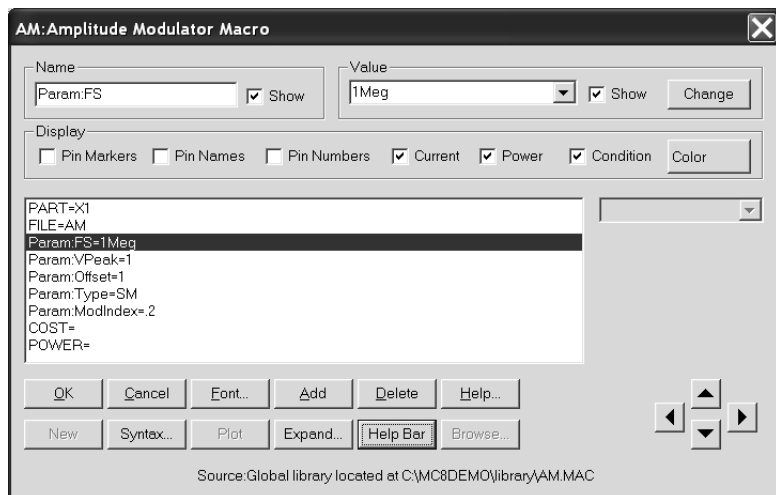


Рис. 9

В окне **Value** введите значение частоты несущего колебания **1Meg**, установите галочку у **Show**. Введите остальные параметры модулятора. Установите их такими, как показано на рис. 9. Нажмите кнопку **OK**.

4.2.3 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 10).

Установите землю, снизу от источника **V1** (рис. 11).

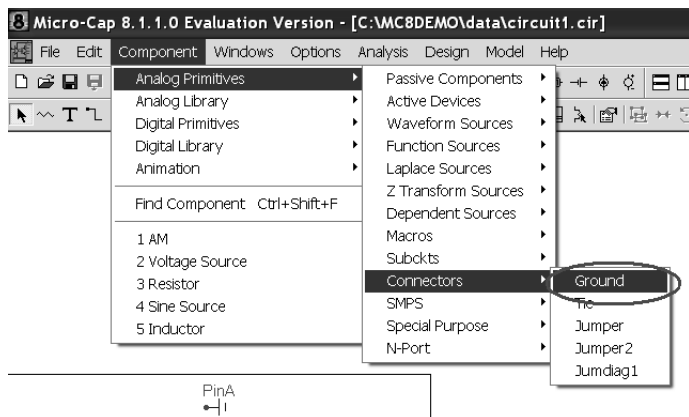


Рис. 10

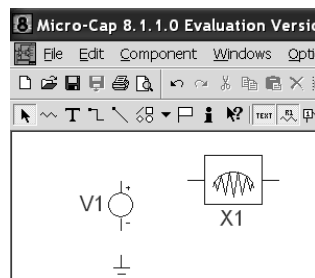


Рис. 11

4.2.4 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 12).

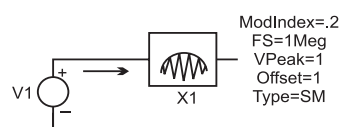


Рис. 12

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл **L8_1.CIR** (**File\Open...**) (рис. 13).

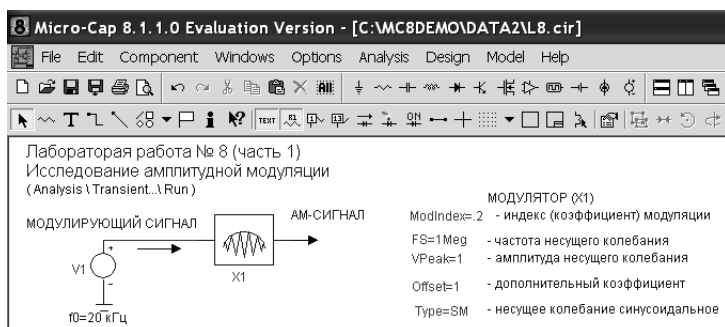


Рис. 13

4.3 Построение АМ-сигнала при различных коэффициентах модуляции

4.3.1 Построение АМ-сигнала при малом коэффициенте модуляции

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Пронумеруйте узлы, нажмите кнопку нумерации узлов **Node Numbers**. Добавьте необходимые текстовые пояснения (рис. 14).

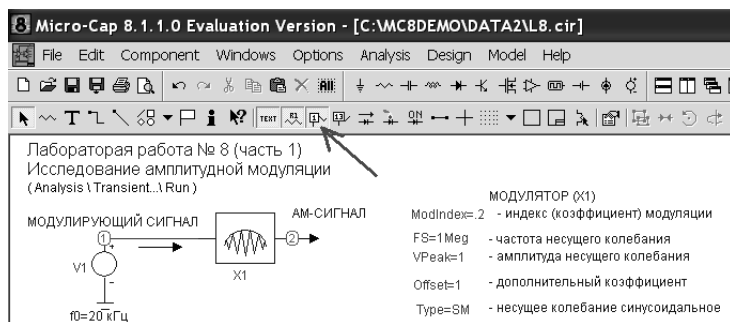


Рис. 14

Получите зависимость АМ-сигнала от времени. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 15).

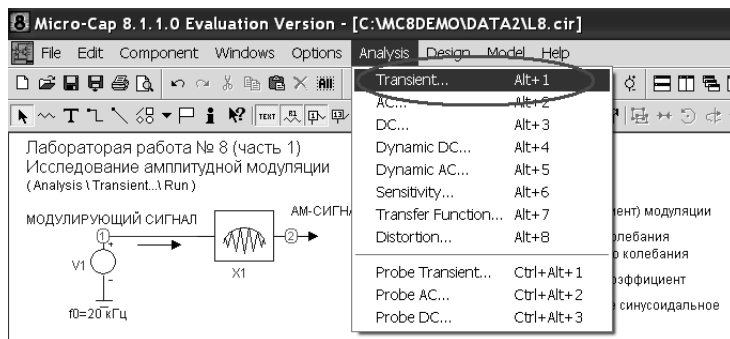


Рис. 15

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 16.

Time Range — 150u интервал времени (150 мкс).

Maximum Time Step — 0.001u максимальный временной шаг (0,001 мкс).

X Range и **Y Range** — Auto автоматическое масштабирование.

P — 1 номер окна в котором будет построен график.

X Expression — t аргумент функции (время).

Y Expression — V(2) параметр построения (напряжение).

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график (рис. 17) зависимости АМ-сигнала от времени при малом коэффициенте модуляции ($m = 0,2$).

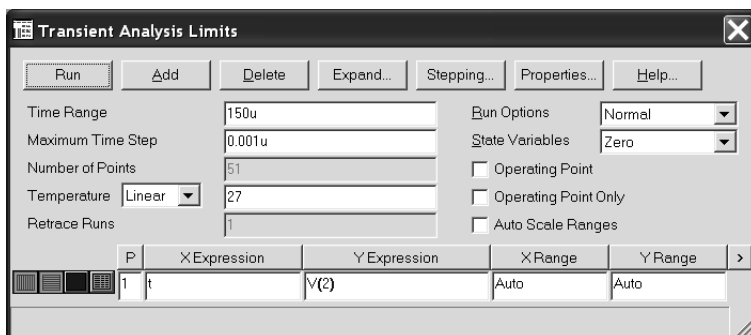


Рис. 16

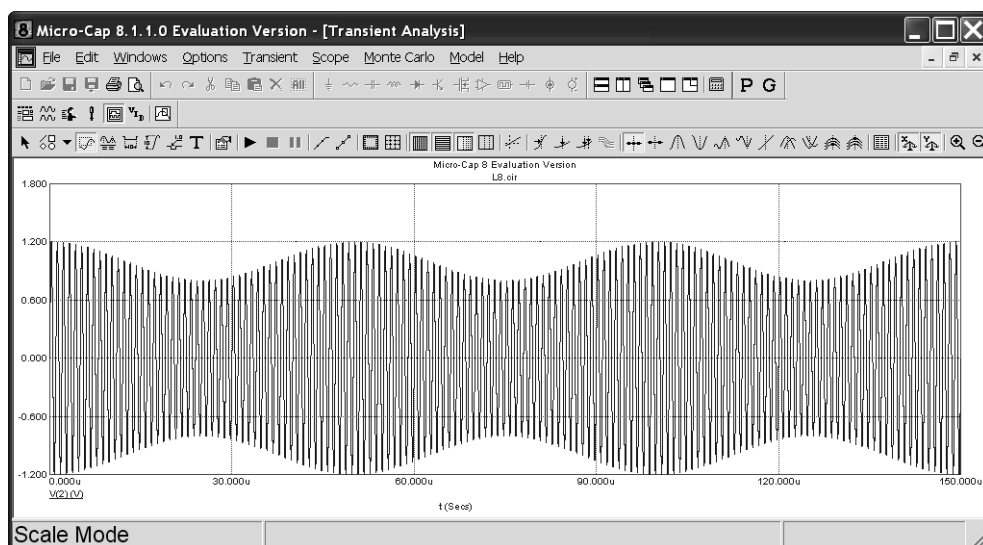


Рис. 17

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о форме полученного АМ-сигнала.

***Замечание.** Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу F9 и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку Run.*

4.3.1 Построение АМ-сигнала при большом коэффициенте модуляции

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу F3.

Увеличьте коэффициент модуляции **ModIndex = 1.2** ($m = 1,2$).

Повторите машинный эксперимент. Постройте АМ-сигнал при коэффициенте модуляции большим единицы (режим перемодуляции) (рис. 18).

Полученный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о форме полученного АМ-сигнала.

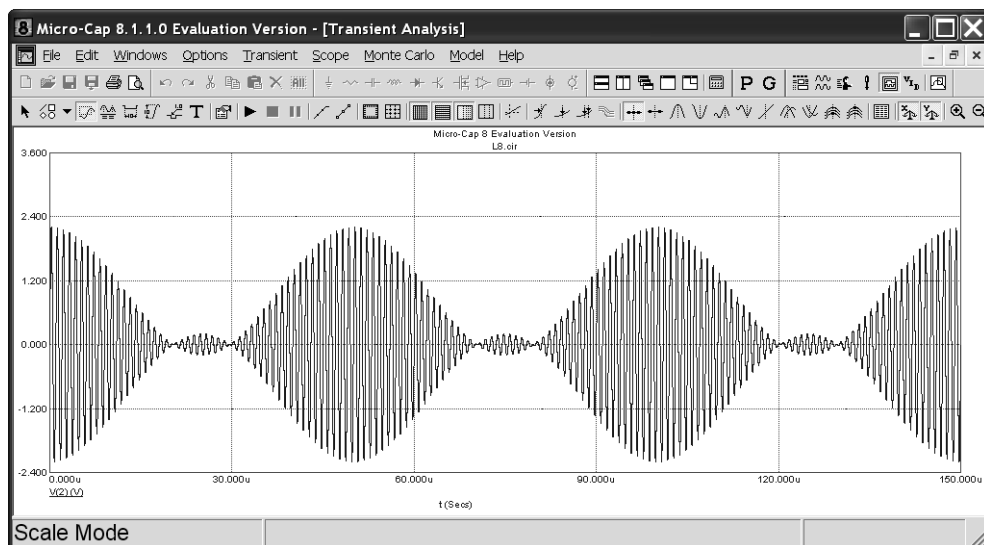


Рис. 18

Повторите машинный эксперимент при других коэффициентах модуляции ($m = 0,5$ и $m = 1$). Полученные графики занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о форме АМ-сигнала.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные АМ-сигналы с аналогичными кривыми, полученными в предварительном расчете. Сделайте вывод.

6 Вопросы для самопроверки

1. Каков спектральный состав АМ-сигнала?
2. Как расположены спектральные компоненты АМ-сигнала относительно несущей частоты.
3. Покажите, что процесс модуляции связан с переносом спектра сигнала из области низких в область высоких частот?
4. Поясните связь при амплитудной модуляции огибающей сигнала с мгновенным значением низкочастотного модулирующего колебания?
5. Каков принцип работы АМ-радио?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 1983. 536 с.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Лабораторная работа № 9

Исследование сигнала с частотной модуляцией

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap построить осциллограммы ЧМ-сигнала с различными индексами частотной модуляции.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о частотной модуляции (ЧМ) стр. 114—125 [1] и стр. 81—89 [2]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Построить по ниже приведенной формуле зависимости однотонального ЧМ-сигнала от времени ($t \in [0, 40]$ мкс) при разных индексах модуляции ($m = 0$, $m = 0,1$ и $m = 10$).

3.2. Привести формулу и по ней построить спектры однотонального ЧМ-сигнала при разных индексах модуляции ($m = 0$, $m = 0,1$ и $m = 10$).

4 Порядок выполнения работы

На рис. 1 показана упрощенная схема радиопередающего устройства с ЧМ-модуляцией. Звуковое сообщение, несущее некоторую информацию, преобразуется микрофоном в электрический низкочастотный сигнал (модулирующее сообщение), которое поступает в частотный модулятор. С другой стороны в модулятор поступает высокочастотный сигнал (несущее колебание). На выходе частотного модулятора образуется ЧМ-сигнал с постоянной амплитудой и с изменяющейся мгновенной частотой (рис. 1).

Упрощенно можно считать, что частотный модулятор это генератор, частота колебаний которого управляется напряжением (ГУН), поступающим на его вход (рис. 2).

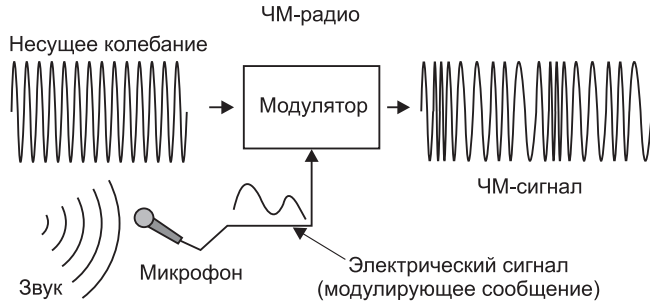


Рис. 1



Рис. 2

В случае однотонового ЧМ-сигнала мгновенную частоту можно записать в виде

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos(\Omega t + \psi_0),$$

где $\omega(t)$ — мгновенная частота ЧМ-сигнала;

ω_0 — несущая частота ЧМ-сигнала;

$\Delta\omega$ — девиация частоты ЧМ-сигнала;

ψ_0 — начальная фаза;

Ω — частота модулирующего низкочастотного сигнала.

Будем использовать следующую форму записи ЧМ-сигнала:

$$u(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + m \sin(\Omega t) + \varphi_0],$$

где $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ — индекс однотоновой частотной модуляции;

U_0 — амплитуда ЧМ-сигнала;

φ_0 — фазовый угол.

В программе Micro-Cap принята следующая формула ЧМ-сигнала:

$$F = V0 + VA * \sin(2 * PI * F0 * TIME + MI * \sin(2 * PI * FM * TIME)),$$

где F — мгновенное значение ЧМ-сигнала;

$V0 = 0$ В — постоянная составляющая;

$VA = 1$ В — амплитуда ЧМ-сигнала;

$F0 = 250$ кГц — несущая частота;

$PI = 3,141592653589795$;

$MI = 10$ — индекс модуляции;

$FM = 20$ кГц — частота модуляции;

$TIME$ — время.

4.1 Запуск программы схмотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 3) собрать схему для получения ЧМ-сигнала (рис. 2).

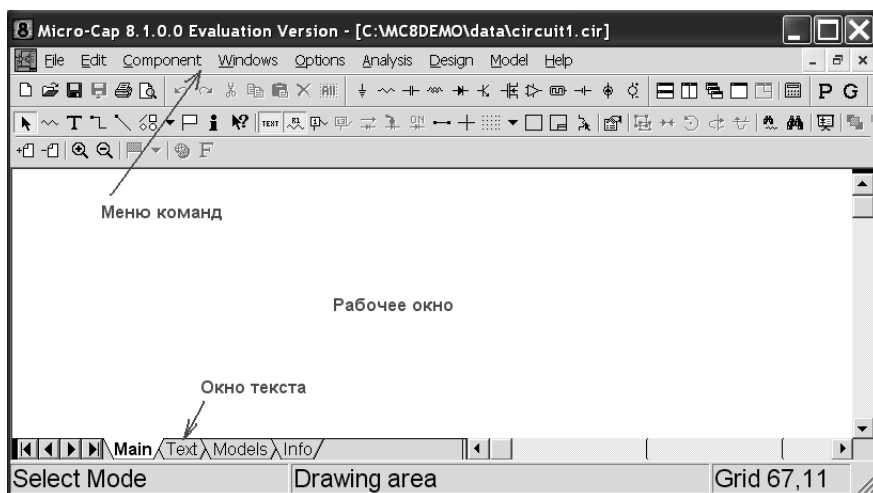


Рис. 3

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника ЧМ-напряжения

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Voltage Source** (рис. 4).

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 5.

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Voltage Source**. Выберите закладку ЧМ-сигнала **SFFM** (Signal Frequency FM). Нажмите кнопку **Modulate2**. Введите следующие данные источника $DC = 0$, $V0 = 0$, $MI = 10$, $ACmagnitude = 0$, $VA = 1$, $FM = 20k$, $ACPhase = 0$ и $F0 = 250k$ (рис. 6).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 7).

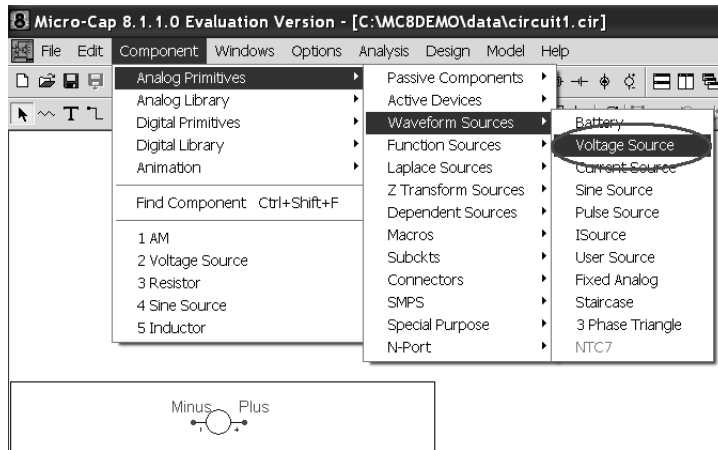


Рис. 4

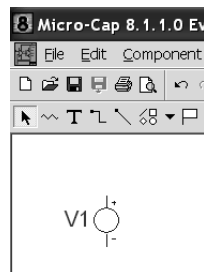


Рис. 5

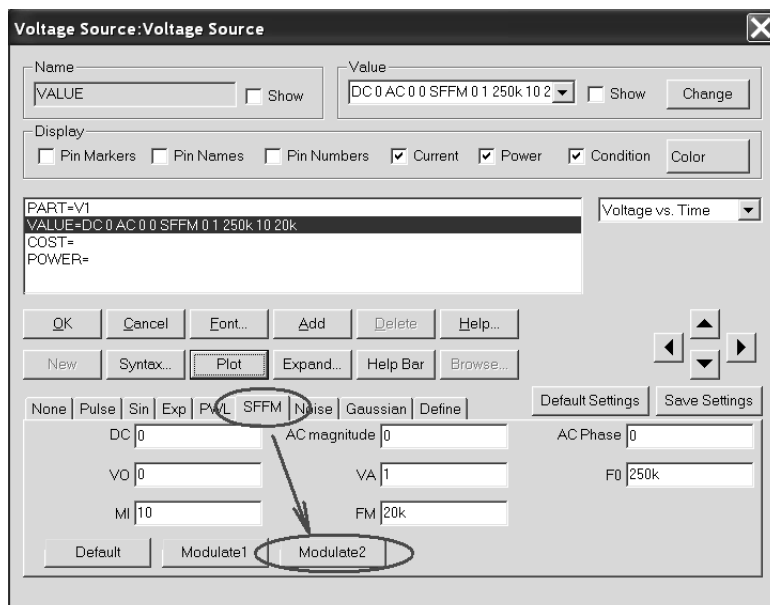


Рис. 6

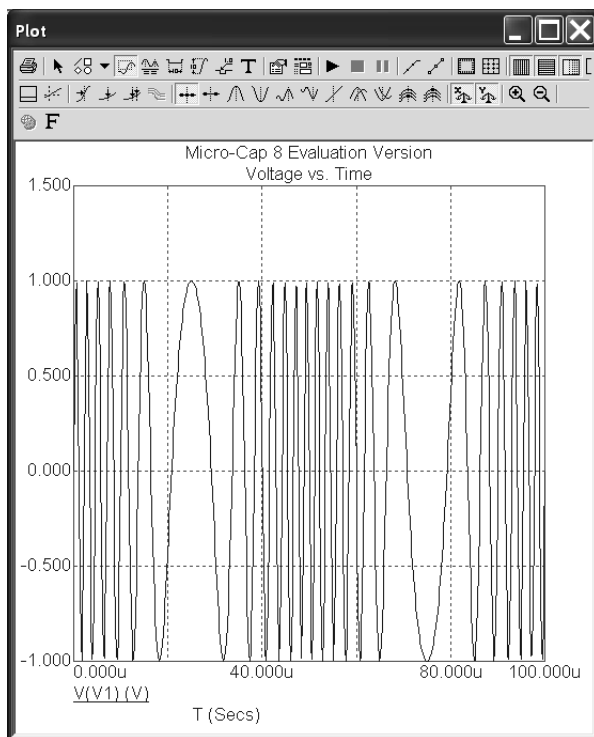


Рис. 7

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Заккрыть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 6).

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 8).

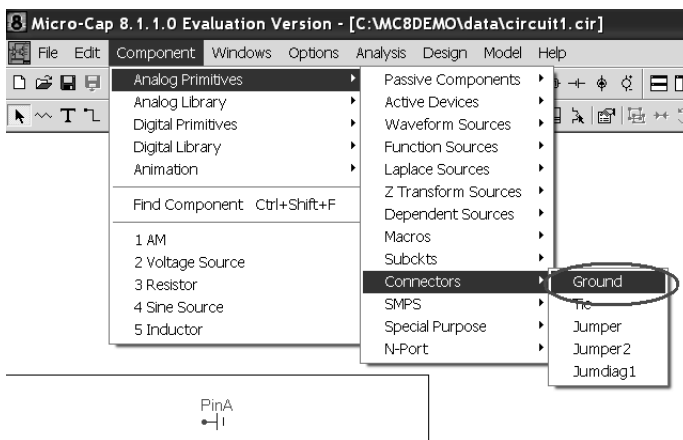


Рис. 8

Установите землю, снизу от источника **V1** (рис. 9).

В случае возникновении проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L9.CIR (**File\Open...**) (рис. 10).

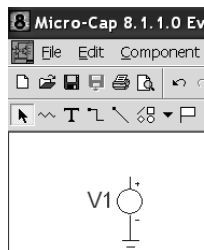


Рис. 9

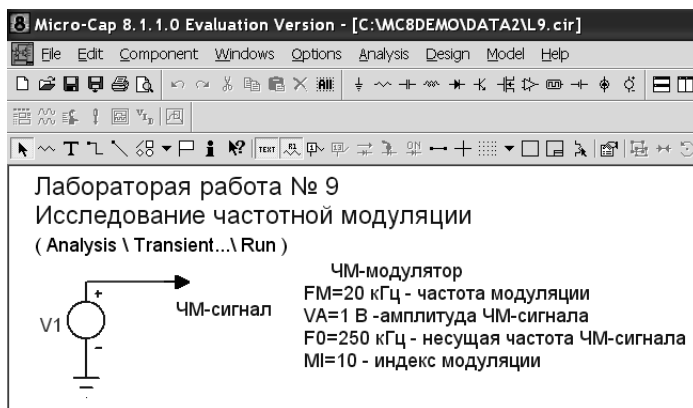


Рис. 10

4.3 Построение ЧМ-сигнала и его спектра при различных коэффициентах модуляции

4.3.1 Построение ЧМ-сигнала при $m = 10$

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Добавьте необходимые текстовые пояснения (рис. 11).

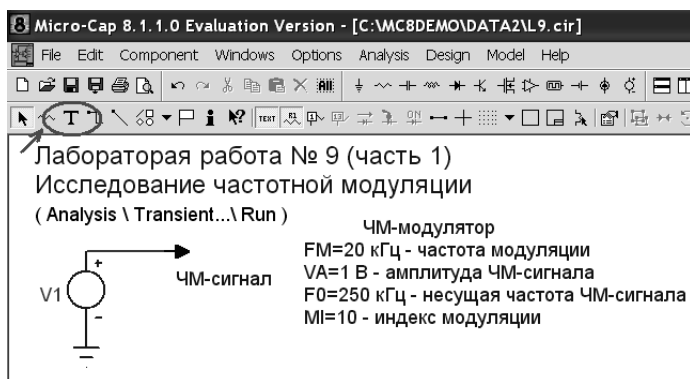


Рис. 11

Получите зависимость ЧМ-сигнала от времени. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 12).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 13.

Time Range — 40u интервал времени (40 мкс).

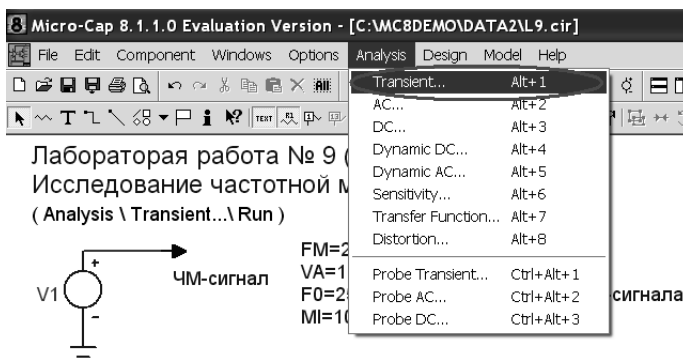


Рис. 12

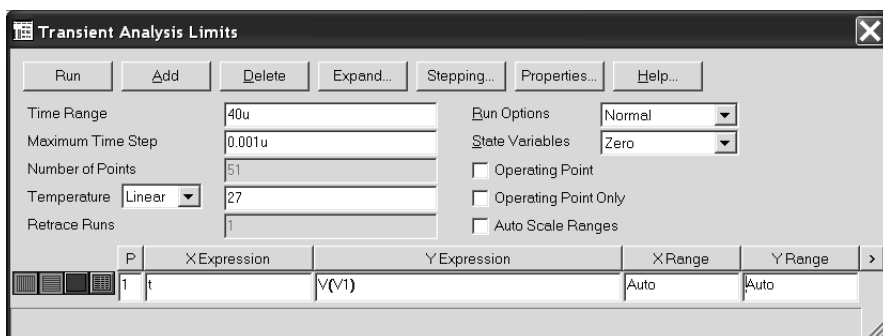


Рис. 13

Maximum Time Step — **0.001u** максимальный временной шаг (0,001 мкс).

X Range и **Y Range** — **Auto** автоматическое масштабирование.

P — **1** номер окна, в котором будет построен график.

X Expression — **t** аргумент функции.

Y Expression — **V(V1)** параметр построения.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график (рис. 14) зависимости ЧМ-сигнала от времени при коэффициенте модуляции $m = 10$.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о форме полученного ЧМ-сигнала.

***Замечание.** Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.*

4.3.2 Построение ЧМ-сигнала при $m = 0$

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**.

Введите коэффициент модуляции **MI = 0** ($m = 0$).

Повторите машинный эксперимент. Постройте ЧМ-сигнал при коэффициенте модуляции равным нулю (режим отсутствия модуляции) (рис. 15).

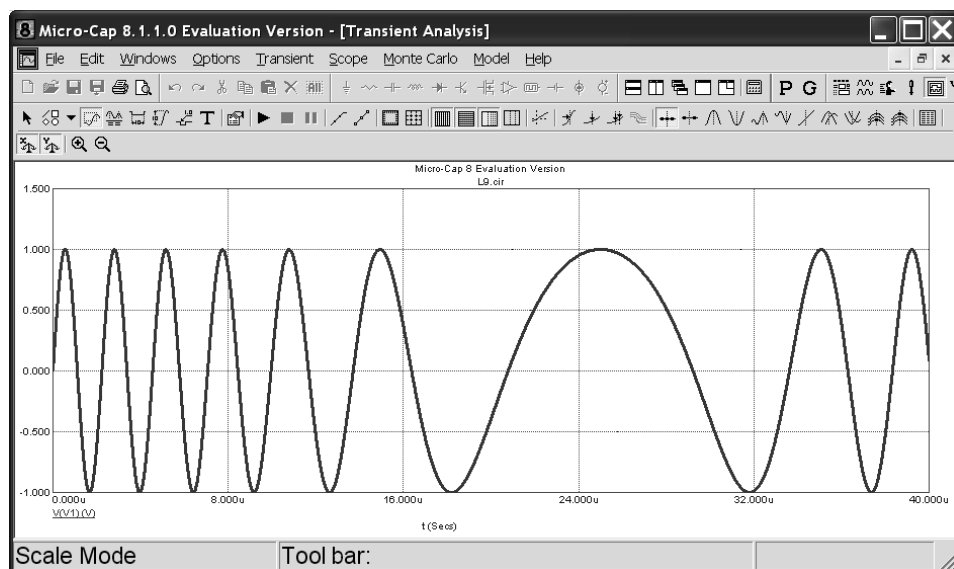


Рис. 14

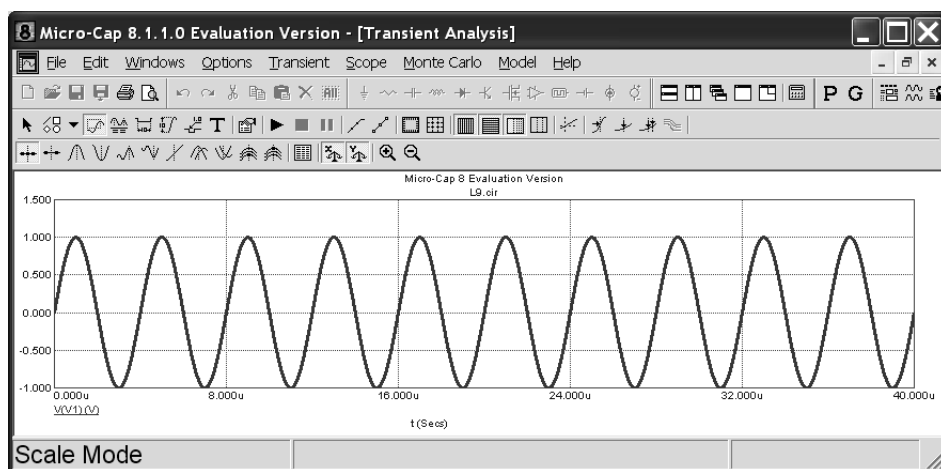


Рис. 15

Полученный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о форме полученного ЧМ-сигнала.

4.3.3 Построение спектра ЧМ-сигнала при $m = 0$

Постройте линейчатый спектр полученного ЧМ-сигнала при $M_1 = 0$ ($m = 0$). На клавиатуре нажмите клавишу **F9**. В появившемся окне **Transient Analysis Limits** нажмите кнопку **Add**. Добавиться строка для второго графика. Введите частотный диапазон так, как это показано на рис. 16.

P — 2 номер окна в котором будет построен спектр.

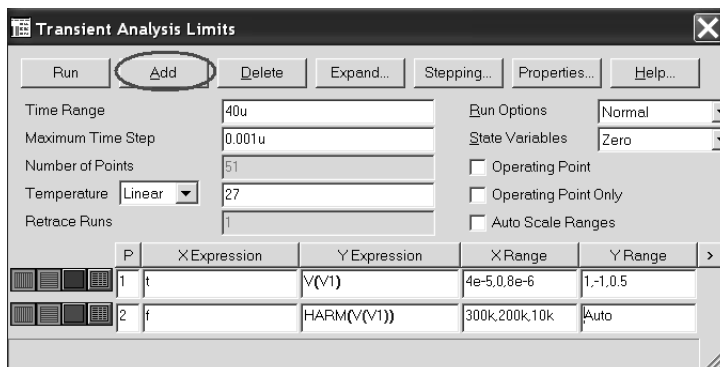


Рис. 16

X Expression — f аргумент функции (частота).

Y Expression — $HARM(V(V1))$ построение спектра.

X Range — $300k, 200k, 10k$ интервал частот от 200 кГц до 300 кГц с шагом 10 кГц.

Y Range — **Auto** автоматическое масштабирование.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график (рис. 17) зависимости ЧМ-сигнала от времени и его спектр при коэффициенте модуляции $m = 0$ (режим отсутствия модуляции).

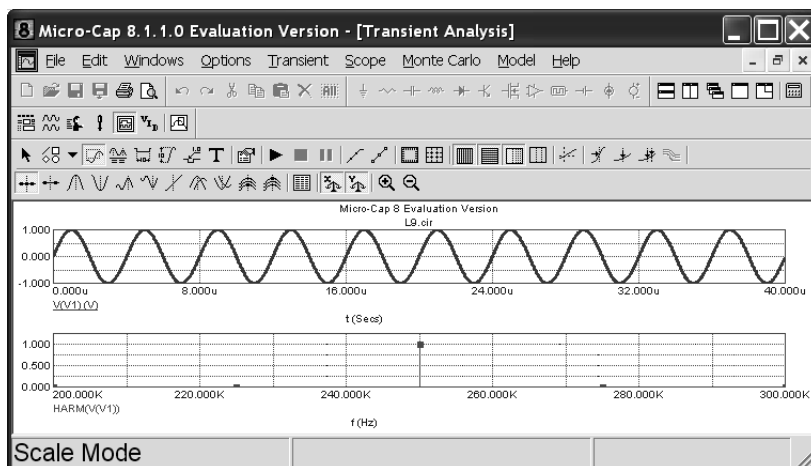


Рис. 17

Полученные графики занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о частотном составе ЧМ-сигнала.

4.3.4 Построение спектра ЧМ-сигнала при большом индексе модуляции

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**.

Увеличьте коэффициент модуляции **MI = 10** ($m = 10$).

Постройте ЧМ-сигнал и линейчатый спектр данного ЧМ-сигнала при большом индексе модуляции.

Полученные графики занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о частотном составе ЧМ-сигнала.

4.3.5 Построение спектра ЧМ-сигнала при малом индексе модуляции

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу F3.

Уменьшите коэффициент модуляции $M_f = 0.1$ ($m = 0,1$).

Постройте ЧМ-сигнал и линейчатый спектр данного ЧМ-сигнала при малом индексе модуляции.

Полученные графики занесите в соответствующий раздел отчета. Сделайте вывод о частотном составе ЧМ-сигнала.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные ЧМ-сигналы и их спектры с аналогичными кривыми, полученными в предварительном расчете. Сделайте вывод.

6 Вопросы для самопроверки

1. Каков спектральный состав однотонового ЧМ-сигнала?
2. Как расположены спектральные компоненты однотонового ЧМ-сигнала относительно несущей частоты.
3. Чему равна практически ширина спектра ЧМ-сигнала при больших значениях индекса модуляции?
4. Поясните различие амплитудной и частотной модуляций?
5. Каков принцип работы ЧМ-радио?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 1983. 536 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Лабораторная работа № 10

Исследование на ЭВМ RC-генератора

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap исследовать низкочастотный RC-генератор на биполярном транзисторе.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о RC-генераторах стр. 183—190 [1], стр. 295—299 [2] и стр. 153—154 [3]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Рассчитать и построить фазочастотную характеристику (ФЧХ) $\varphi_1(f)$ однозвенной фазосдвигающей RC-цепи (рис. 1). Рассчитать частоту f_{60° , при которой фаза $\varphi_1(f_{60^\circ}) = 60^\circ$.

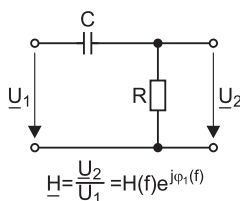


Рис. 1

$R = 2,2 \text{ кОм};$

$C = 10 \text{ нФ};$

$f \in [1, 20] \text{ кГц}$ — текущая частота;

$j = \sqrt{-1}$ — мнимая единица;

$\varphi_1(f) = \arctg\left(\frac{1}{2\pi fRC}\right)$ — ФЧХ однозвенной фазосдвигающей цепочки;

f_{60° — частота, при которой фаза равняется 60° ;

$\underline{U}_1$ — комплексное входное напряжение;

$\underline{U}_2$ — комплексное выходное напряжение;

$\underline{H}$ — комплексная передаточная функция напряжения;

$H(f)$ — модуль (АЧХ) комплексной передаточной функции напряжения.

Полученные данные занести в таблицу 1.

3.2. Рассчитать и построить ФЧХ $\varphi_2(f)$ двухзвенной фазосдвигающей RC-цепи (рис. 2). Рассчитать частоту f_{120° , при которой фаза $\varphi_2(f_{120^\circ}) = 120^\circ$.

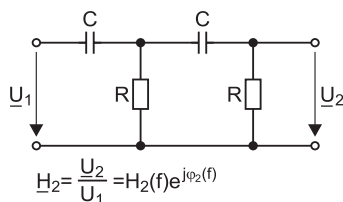


Рис. 2

Полученные данные занести в таблицу 1.

3.3. Рассчитать и построить ФЧХ $\varphi_3(f)$ трехзвенной фазосдвигающей RC-цепи (рис. 3). Рассчитать частоту f_{180° , при которой фаза $\varphi_3(f_{180^\circ}) = 180^\circ$.

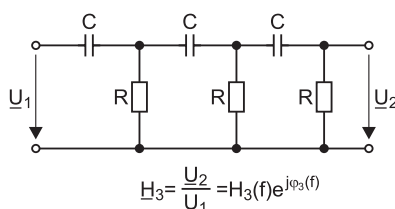


Рис. 3

Полученные данные занести в таблицу 1.

3.4. Рассчитать частоту генерации $f_{\text{ГЕН}}$ RC-генератор (рис. 4). Полученное значение занести в таблицу 1.

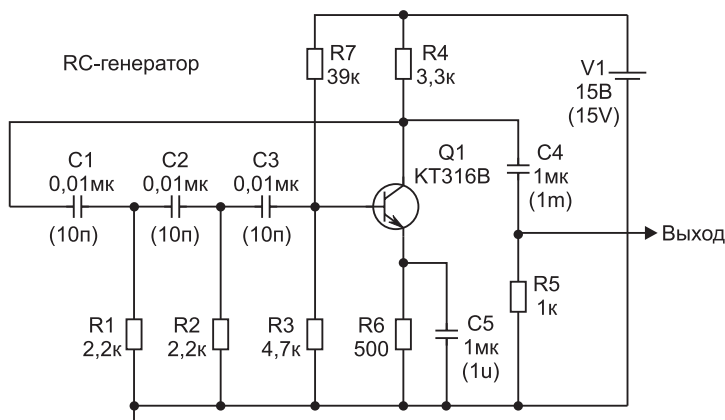


Рис. 4

Таблица 1

Что определяется	По предварительному расчету	Получено экспериментально
	Частота, кГц	Частота, кГц
f_{60°		
f_{120°		
f_{180°		
$f_{\text{ГЕН}}$		

4 Порядок выполнения работы

На рис. 4 показана схема RC-генератора, представляющая собой однокаскадный транзисторный усилитель на биполярном транзисторе, между входом и выходом которого включена трехзвенная фазосдвигающая цепочка (рис. 3).

Элементы R и C фазосдвигающей цепочки должны быть подобраны так, чтобы на одной частоте $f_{\text{ГЕН}}$ фаза поворачивалась на 180° . Следовательно, каждая RC-цепочка должна сдвигать фазу на 60° .

Заметим, что номинал резистора R_3 равняется параллельному соединению R , R_7 и входному сопротивлению транзистора.

В реальном генераторе частота генерации зависит от многих параметров. Приближенно частоту генерации RC-генератора можно рассчитать по формуле

$$f_{\text{ГЕН}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}.$$

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 5) собрать схему однозвенной фазосдвигающей цепочки (рис. 1).

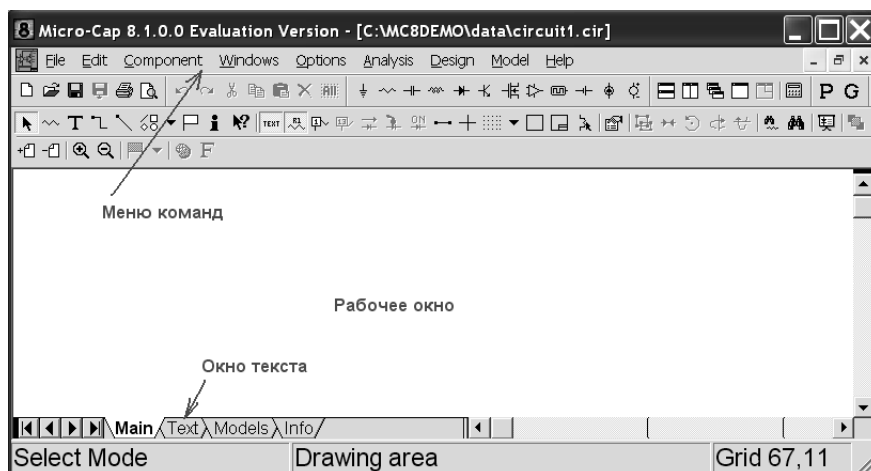


Рис. 5

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника синусоидального напряжения

Ввести источник синусоидального напряжения с амплитудой $U_m = 1$ В ($A = 1$) и рабочей частотой f_{60° , полученной в предварительном растете ($F = f_{60^\circ}$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Sine Source** (рис. 6).

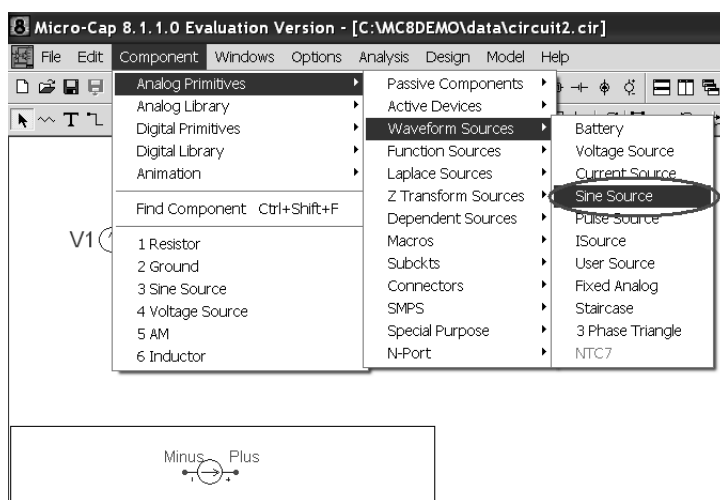


Рис. 6

Курсор примет форму графического изображения источника. Поместите его на рабочее окно так, как показано на рис. 7. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Sine Source**. Введите 1

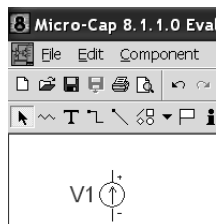


Рис. 7

в окне **Value**, в окне **F** значение рабочей частоты, полученной в предварительном расчете, в окне **RS** введите 0 (рис. 8).

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 9).

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Заккрыть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 8).

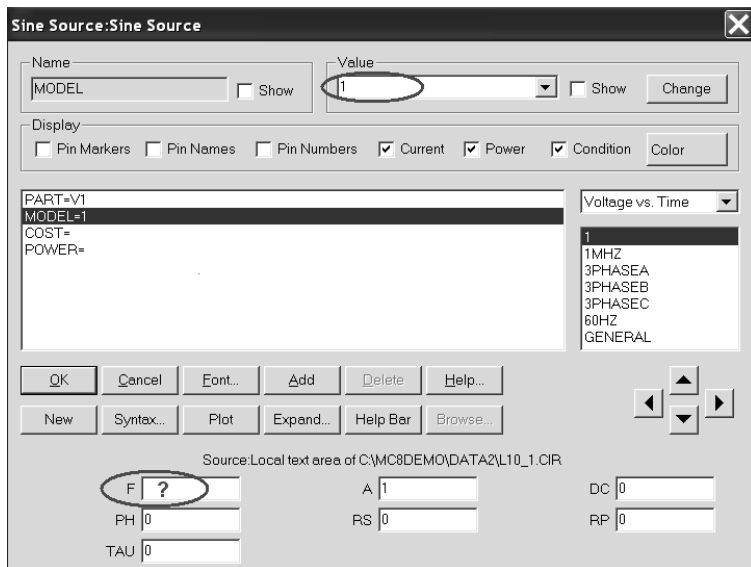


Рис. 8

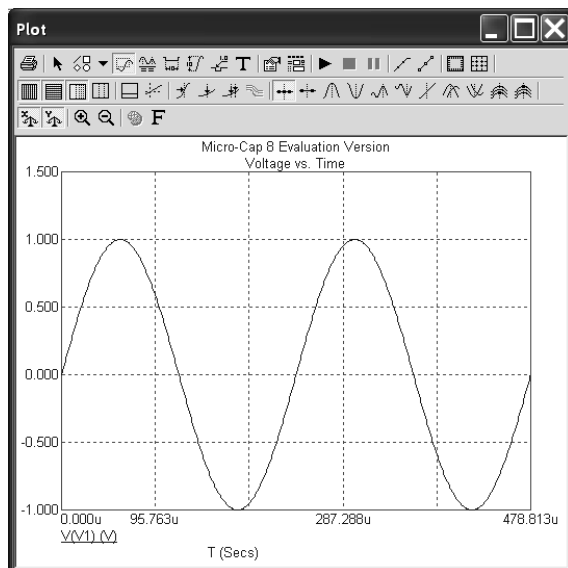


Рис. 9

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 10).

Установите землю, снизу от источника **V1** (рис. 11).

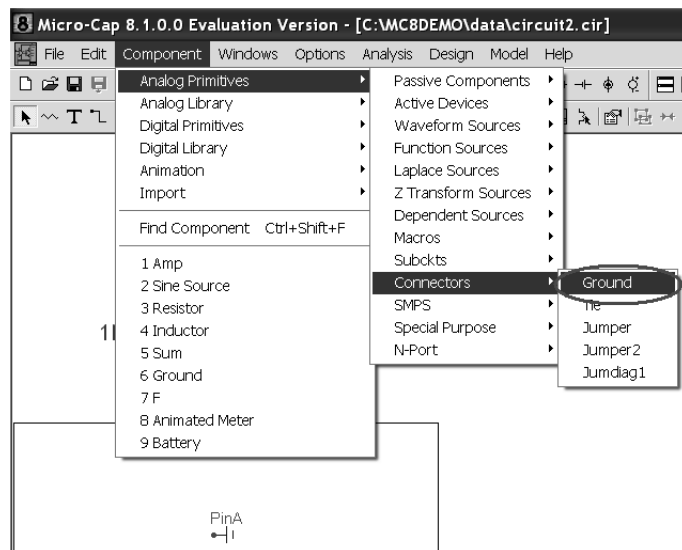


Рис. 10

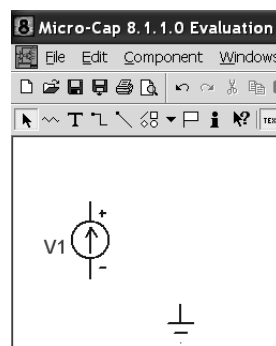


Рис. 11

4.2.3 Ввод резистора

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 12).

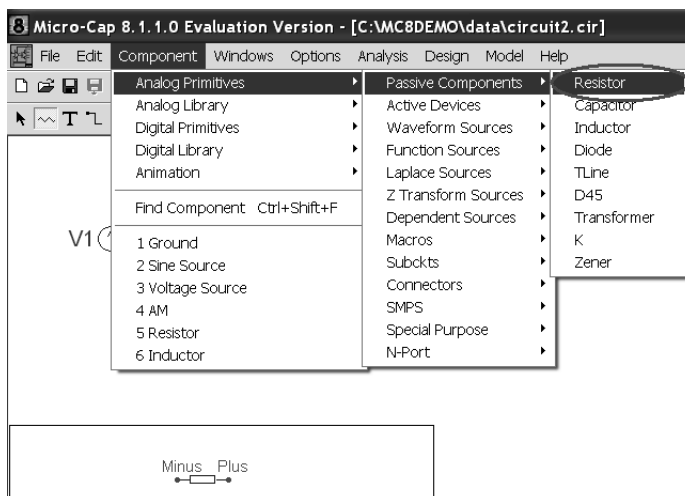


Рис. 12

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 13).

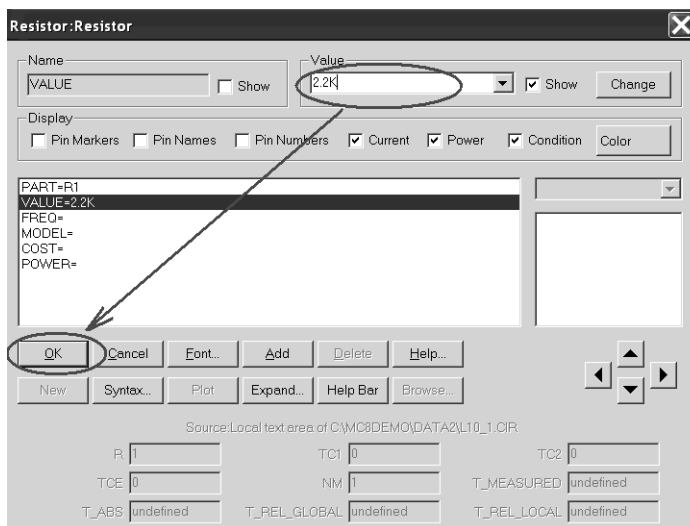


Рис. 13

В окне **Value** введите значение сопротивления 2,2 кОм (**2.2k**), установите галочку у **Show** и нажмите кнопку **OK**.

4.2.4 Ввод конденсатора

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду конденсатор **Capacitor** (рис. 14).

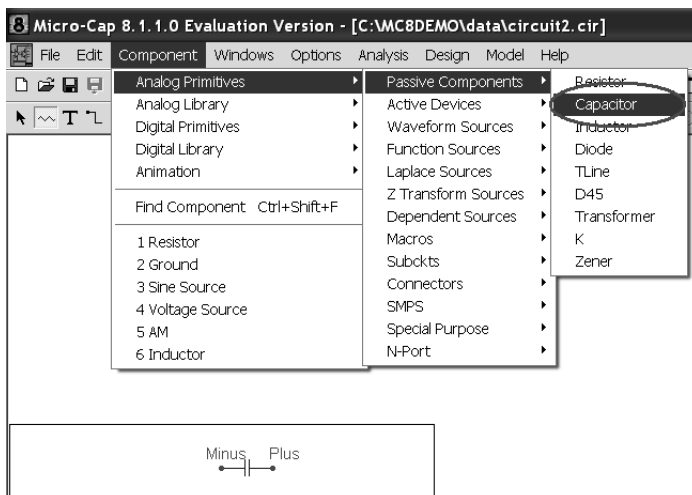


Рис. 14

Курсор примет форму конденсатора (две параллельные линии с выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Capacitor** (рис. 15). В окне **Value** введите значение емкости 10 нФ (**10n**), установите галочку у **Show** и нажмите кнопку **OK**.

В окне редактора появится следующее изображение (рис. 16).

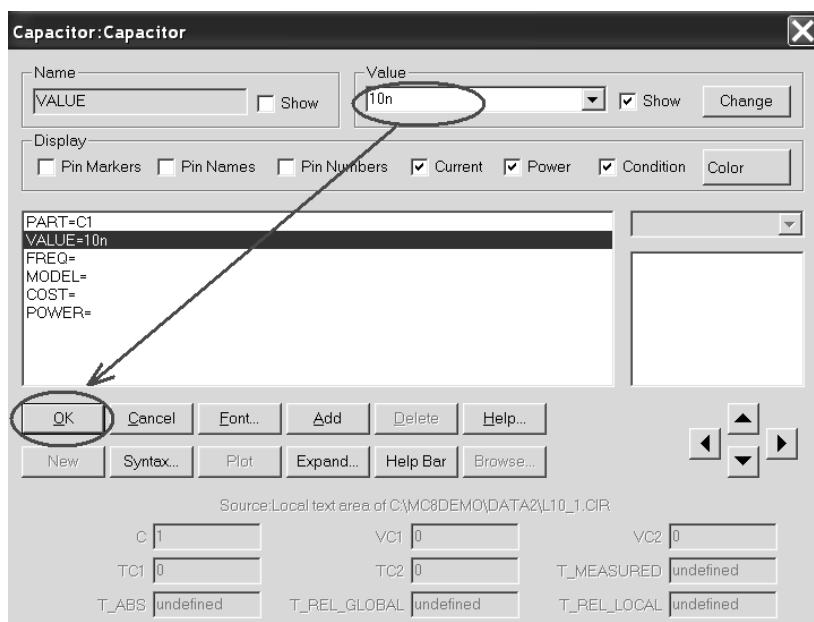


Рис. 15

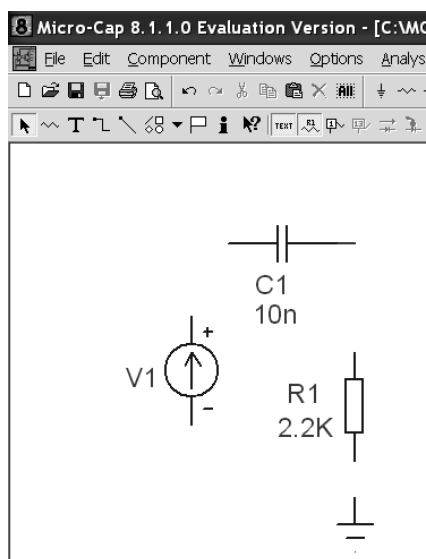


Рис. 16

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов (рис. 17).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L10_1.CIR (File\Open...) (рис. 18).

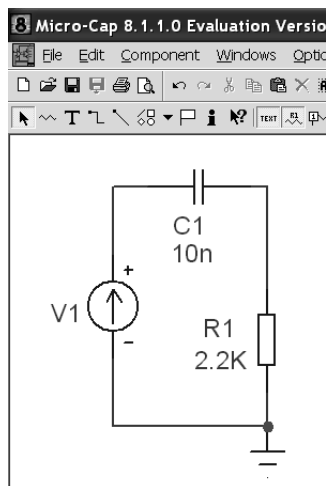
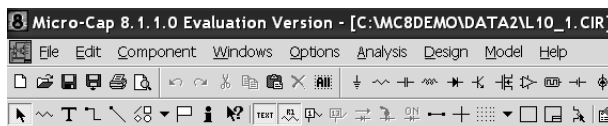


Рис. 17



Лабораторная работа № 10 (часть 1)
Исследование на ЭВМ RC-генератора
(Analysis \ AC... \ Run)

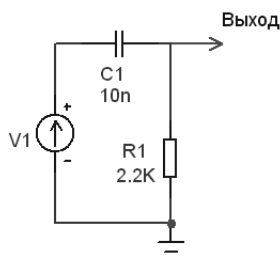


Рис. 18

4.3 Моделирование RC-генератора

4.3.1 Построение ФЧХ однозвенной фазосдвигающей RC-цепи

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость ФЧХ однозвенной RC-цепи от частоты. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **AC...** (рис. 19).

На экране появиться окно **AC Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 20.

Frequency Range — 20k, 1k диапазон частот (1...20 кГц).

Number of Points — 3000 количество точек частоты.

P — 1 номер окна, в котором будет построен график.

X Expression — f аргумент функции.

Y Expression — $ph(V(R1))$ параметр построения (ФЧХ).

X Range — диапазон построения по оси «X» оси 20k, 1k, 0.5k (5...20 кГц с шагом 0,5 кГц).

Y Range — диапазон построения по оси «Y» оси 100, 0, 10 (0...100° с шагом 10°).

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график ФЧХ однозвенной RC-цепи (рис. 21).

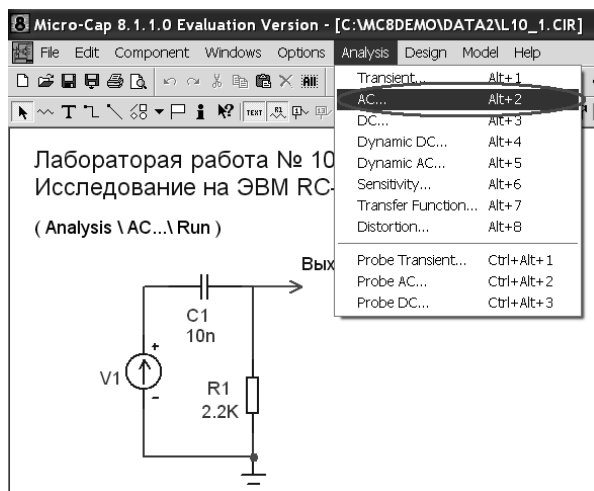


Рис. 19

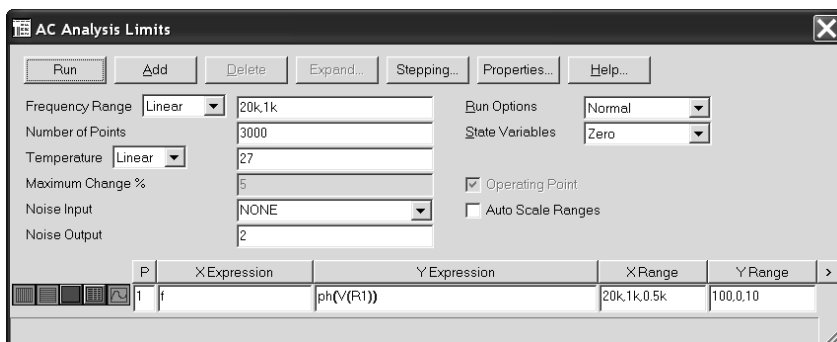


Рис. 20

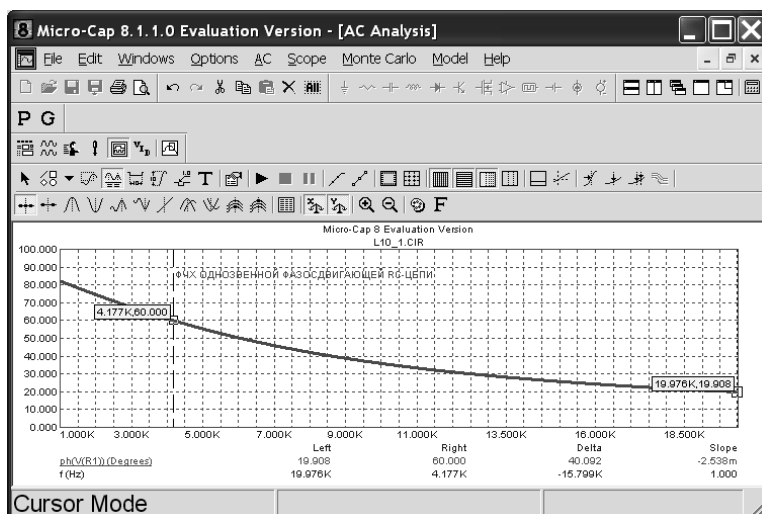


Рис. 21

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Определите частоту, при которой фаза равна 60° .

Замечание. Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

Для точного определения частоты, при которой фаза равна 60° , нажмите на клавиатуре одновременно клавиши **<Shift+Ctrl+Y>**. В появившейся форме **Go To Y** введите 60 (рис. 22).

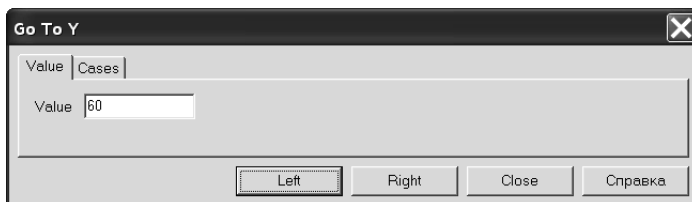


Рис. 22

Нажмите клавишу **Left** и затем **Close**.

4.3.2 Построение ФЧХ двухзвенной фазосдвигающей RC-цепи

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Аналогично введите второе звено (рис. 23).

Повторите машинный эксперимент. Получите зависимость ФЧХ двухзвенной RC-цепи от частоты.

Полученный график занесите в соответствующий раздел отчета. Определите частоту, при которой фаза равна 120° .

Замечание. Установить в окне **Y Expression** — $ph(V(R2))$ (рис. 20).

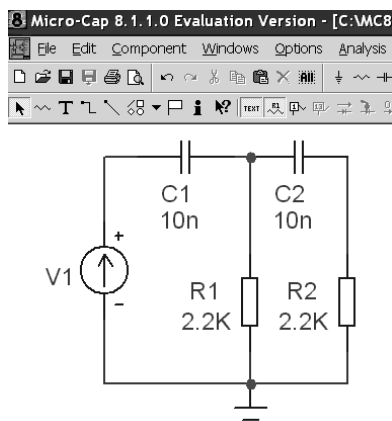


Рис. 23

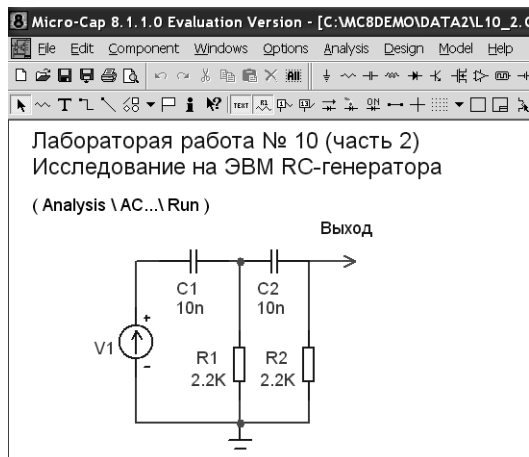


Рис. 24

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L10_2.CIR (File\Open...) (рис. 24).

4.3.3 Построение ФЧХ трехзвенной фазосдвигающей RC-цепи

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Аналогично введите третье звено (рис. 25).

Повторите машинный эксперимент. Получите зависимость ФЧХ трехзвенной RC-цепи от частоты.

Полученный график занесите в соответствующий раздел отчета. Определите частоту, при которой фаза равна 180° .

Замечание. Установить в окне **Y Expression** — $360+ph(V(R3))$ (рис. 20) $+360^\circ$ для того, чтобы график уместился во втором квадранте.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L10_3.CIR (File\Open...) (рис. 26).

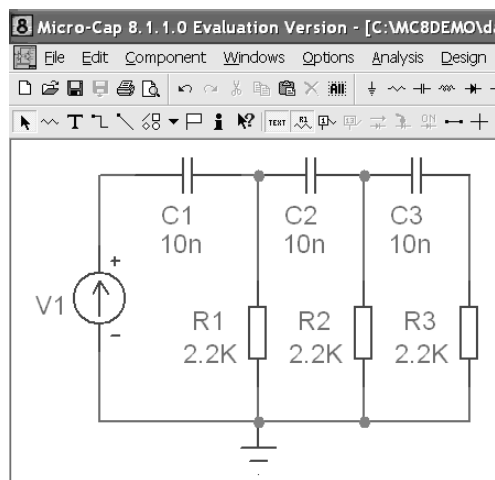
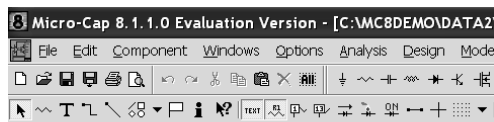


Рис. 25



Лабораторная работа № 10 (часть 3)
Исследование на ЭВМ RC-генератора
(Analysis \ AC... \ Run)

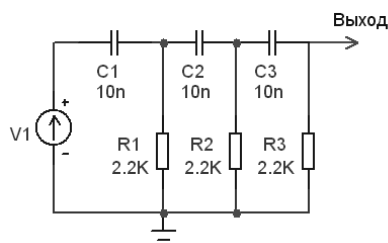


Рис. 26

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

Полученные данные и график занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.4 Моделирование RC-генератора

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**.

Введите схему RC-генератора на биполярном транзисторе (рис. 4).

4.3.4.1 Ввод транзистора

Введите параметры n-p-n транзистора КТ316В. Щелкните на закладке **Text** и введите модель данного транзистора (рис. 27).

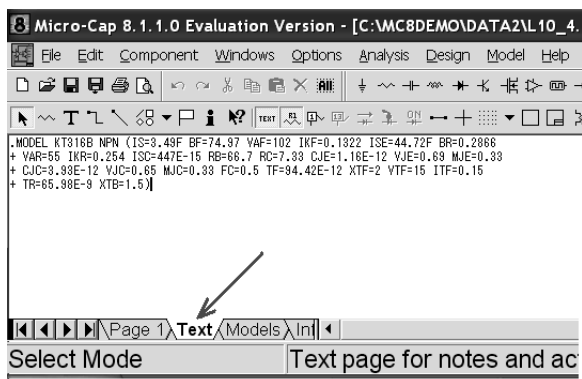


Рис. 27

.MODEL KT316B NPN (IS=3.49F BF=74.97 VAF=102 IKF=0.1322
 ISE=44.72F BR=0.2866
 + VAR=55 IKR=0.254 ISC=447E-15 RB=66.7 RC=7.33
 CJE=1.16E-12 VJE=0.69 MJE=0.33
 + CJC=3.93E-12 VJC=0.65 MJC=0.33 FC=0.5 TF=94.42E-12
 XTF=2 VTF=15 ITF=0.15
 + TR=65.98E-9 XTB=1.5)

Щелкните закладку **Page 1**.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Active Devices** и выберите команду конденсатор **NPN** (рис. 28).

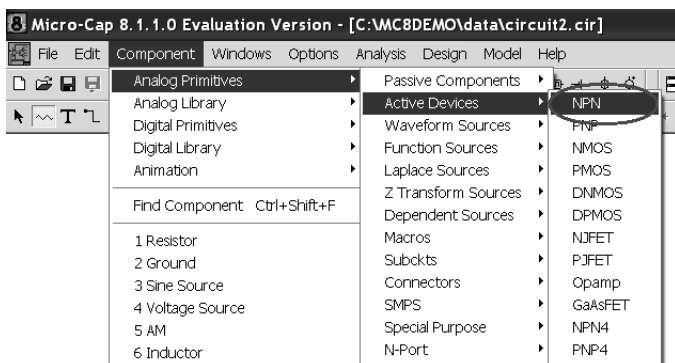


Рис. 28

Курсор примет форму транзистора. Поместите его на рабочее окно, возле конденсатора C3 и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **NPN Transistor** (рис. 29). В окне **Value** введите KT316B (латинскими буквами), установите галочку у **Show** и нажмите кнопку **OK**.

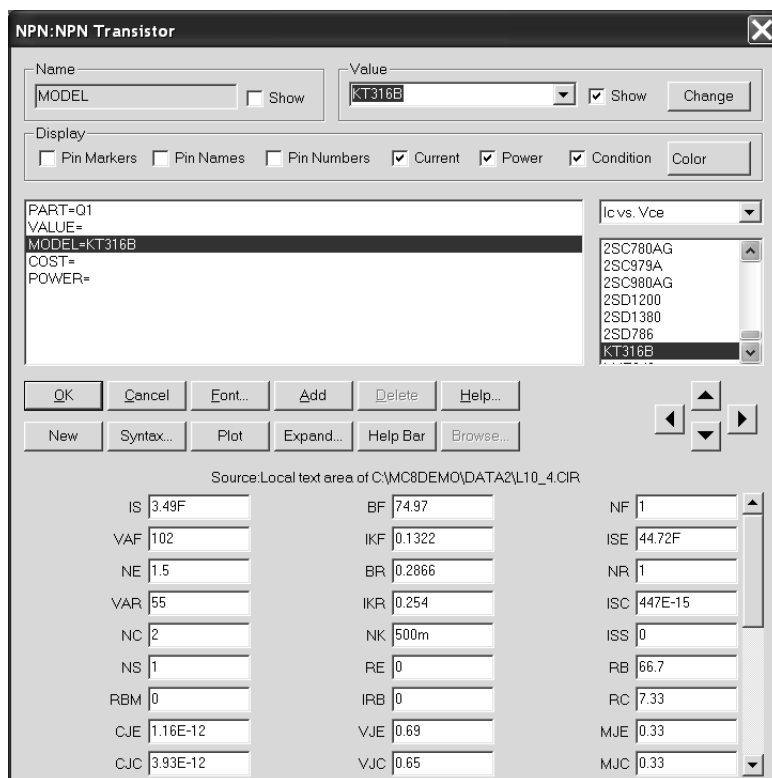


Рис. 29

Установите остальные элементы.

4.3.3 Построение осциллограммы и спектра генерируемого напряжения

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Получите зависимость генерируемого напряжения RC-генератора от времени (осциллограмму). Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 30).

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором следует задать параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 31.

Time Range «239.4u» — интервал времени (0...239,4 мкс).

Maximum Time Step «0.01u» максимальный шаг интегрирования (0,01 мкс).

P номер окна «1», в котором будет построен график напряжения.

P номер окна «2», в котором будет построен график амплитудного спектра.

X Expression «t», «f» — аргументы функции напряжения и амплитудного спектра.

Y Expression «V(R5)» и «HARM(V(R5))» — имена функции напряжения и амплитудного спектра.

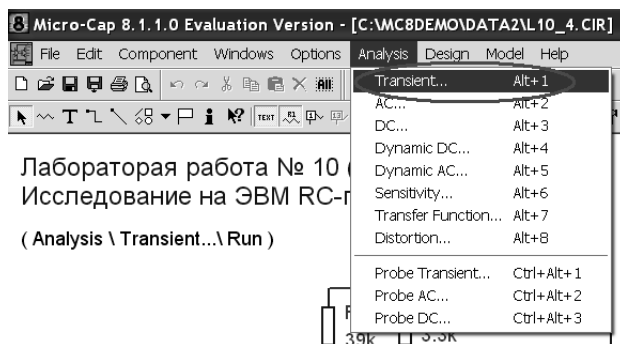


Рис. 30

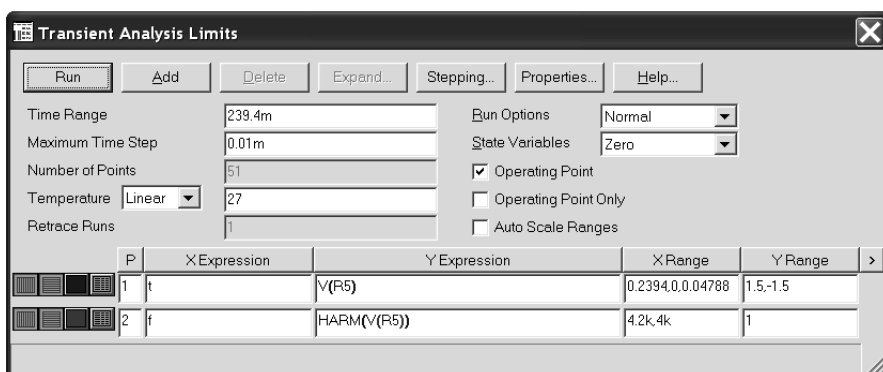


Рис. 31

X Range — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики зависимости напряжения генерации **V(R5)** и амплитудный спектр (рис. 32).

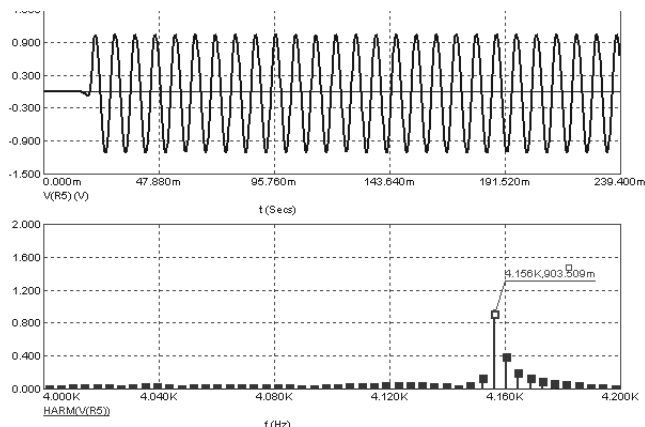


Рис. 32

Полученные графики (осциллограмму и амплитудный спектр) занесите в соответствующий раздел отчета. По диаграмме амплитудного спектра определите частоту генерации и занесите ее значение в таблицу 1.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L10_4.CIR (File\Open...).

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные графики и данные с графиками и данными, полученными в предварительном расчете. Сделать выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Выведите формулу ФЧХ для однозвенной фазосдвигающей цепочки.
2. Выведите формулу для частоты, при которой ФЧХ однозвенной цепочки равна 60° .
3. Выведите формулу ФЧХ для двухзвенной фазосдвигающей цепочки.
4. Объясните физические процессы, проходящие в RC-генераторе?
5. Какое условие называется балансом фаз?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
3. Тули М. Карманный справочник по электронике. М.: Энергоатомиздат, 1993. 176 с.

Лабораторная работа № 11

Исследование на ЭВМ цифровых логических элементов

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap исследовать цифровые элементы электрических цепей. Изучить таблицы истинности и реализацию логических элементов *НЕ*, *И*, *ИЛИ*, *И-НЕ* и *ИЛИ-НЕ*.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о цифровых схемах стр. 267—271 [1], стр. 5—50 [2] и стр. 4—92 [3]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Составить таблицу истинности для одноходового логического элемента *НЕ* (рис. 1).

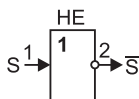


Рис. 1

Обозначения на рис. 1:

1 — вход;

2 — выход.

Полученные данные занести в таблицу 1.

3.2. Составить таблицу истинности для двухходового логического элемента *И* (рис. 2).

Обозначения на рис. 2:

1 — первый вход;

2 — второй вход;

3 — выход.

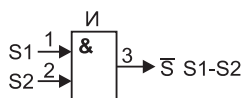


Рис. 2

Полученные данные занести в таблицу 2.

3.3. Составить таблицу истинности для двухвходового логического элемента *ИЛИ* (рис. 3).

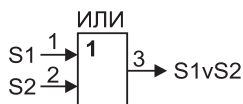


Рис. 3

Обозначения на рис. 3:

1 — первый вход;

2 — второй вход;

3 — выход.

Полученные данные занести в таблицу 2.

3.4. Составить таблицу истинности для двухвходового логического элемента *И-НЕ* (рис. 4).

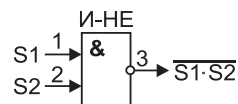


Рис. 4

Обозначения на рис. 4:

1 — первый вход;

2 — второй вход;

3 — выход.

Полученные данные занести в таблицу 2.

3.5. Составить таблицу истинности для двухвходового логического элемента *ИЛИ-НЕ* (рис. 5).

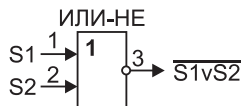


Рис. 5

Обозначения на рис. 5:

1 — первый вход;

2 — второй вход;

3 — выход.

Полученные данные занести в таблицу 2.

Таблица 1

По предварительному расчету		Получено экспериментально	
S	HE	HE (NPN)	HE (DPMOS, DNMOS)
0			
1			

Таблица 2

По предварительному расчету						Получено экспериментально					
S1	S2	И	ИЛИ	И-НЕ	ИЛИ-НЕ	S1	S2	И	ИЛИ	И-НЕ	ИЛИ-НЕ
0	0										
0	1										
1	0										
1	1										

4 Порядок выполнения работы

В цифровых микросхемах логические операции осуществляются с помощью логических элементов. Устройства, предназначенные для формирования алгебры логики, называются цифровыми устройствами. Функции алгебры логики и их аргументы могут принимать значения логических 0 и 1.

Рассмотрим некоторые элементарные логические функции.

Логическая функция **НЕ** (логическое отрицание, инверсия) одного аргумента преобразует сигнал логической 1 на своем входе в логический 0 на выходе. Логический 0 на входе преобразуется в логическую 1 на выходе.

Логическая функция **И** (конъюнкция) двух аргумента осуществляет операцию логического умножения сигналов. Конъюнкция входных сигналов равна логической 1 в том случае, когда оба входных сигнала равны логической 1. Если хотя бы на одном входе присутствует логический 0, то на выходе будет 0.

Логическая функция **ИЛИ** (дизъюнкция) двух аргумента осуществляет операцию логического сложения сигналов. Дизъюнкция входных сигналов равна логической 1, если или первый сигнал или второй сигнал равен логической 1. Сигнал 0 на выходе появляется тогда, когда на двух входах одновременно присутствует логический 0.

Логическая функция **И-НЕ** (штрих Шеффера) двух аргумента осуществляет операцию логического отрицания конъюнкции. Если на всех входах штриха Шеффера присутствует логическая 1, то на выходе будет 0. Иначе на выходе будет 1.

Логическая функция **ИЛИ-НЕ** (стрела Пирса, функция Вебба) двух аргумента осуществляет операцию отрицания дизъюнкции. Если на всех входах

стрелы Пирса имеется логический 0, то на выходе будет логическая 1. Любая другая комбинация входных сигналов приведет к логическому 0 на выходе.

Будем использовать положительную логику, т. е. считать, что логическая 1 физически соответствует высокому уровню напряжения (близкому к +5 В). Логический 0 соответствует низкому уровню напряжения (близкому к нулю вольт) (рис. 6).

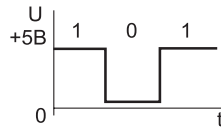


Рис. 6

Если последовательно соединить два ключа (рис. 7), то они будут работать по логике *И*. Ток в цепи появится, если замкнуты оба ключа и S1 и S2.

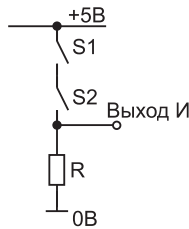


Рис. 7

Назовем замыкание ключа событием логической 1, а размыкание ключа событием логического 0. Будем считать, что на выходе элемента логическая 1 соответствует напряжению высокого уровня, а логический 0 напряжению низкого уровня.

Последовательно перебирая состояния этих ключей, можно составить таблицу входных и выходных данных для такого элемента. Покажем с помощью программы Мисго-Сар, что эта таблица будет таблицей истинности элемента *И*.

Если параллельно соединить два ключа (рис. 8), то они будут работать по логике *ИЛИ*. Ток в цепи появится, если замкнут ключ S1 или ключ S2. Назовем замыкание ключа событием логической 1, а размыкание ключа событием логического 0. Будем считать, что на выходе элемента логическая 1 соответствует напряжению высокого уровня, а логический 0 напряжению низкого уровня. Последовательно перебирая состояния этих ключей, можно составить таблицу входных и выходных данных для такого элемента. Покажем с помощью программы Мисго-Сар, что эта таблица будет таблицей истинности элемента *ИЛИ*.

На рис. 9 показана одна из возможных реализаций одновходового элемента *НЕ*. Наибольшее распространение получил транзисторный элемент, собранный по схеме с общим эмиттером (рис. 9). Резистор R_1 ограничивающий ток

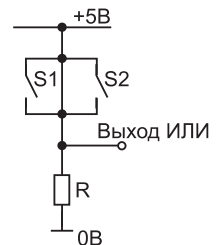


Рис. 8

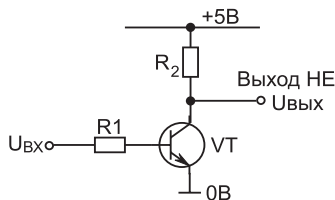


Рис. 9

насыщения. В этом случае выходное напряжение станет низким. Можно считать, что все выводы транзистора база, эмиттер и коллектор замкнуты между собой, т. е. транзистор превращается в точку.

Будем считать, что переключение транзистора происходит мгновенно. Следовательно, выходное напряжение может принимать только два дискретных значения высокое (логическая 1) или низкое (логический 0). Транзистор работает в ключевом режиме. Он только открыт или только закрыт и удерживается в одном из этих состояний, пока на входе сохраняется соответствующий уровень сигнала.

Последовательно подавая на вход низкий (логический 0) или высокий (логическая 1) уровень напряжения, можно составить таблицу входных и выходных данных для такого элемента. Покажем с помощью программы Micro-Cap, что эта таблица будет таблицей истинности элемента *НЕ*.

Вместо биполярного транзистора можно использовать комплементарную пару полевых транзисторов (КМОП — комплементарная-метал-окисел-полупроводник) с противоположными типами электропроводимости. Затворы этих транзисторов электрически соединены и образуют вход логического элемента (рис. 10).

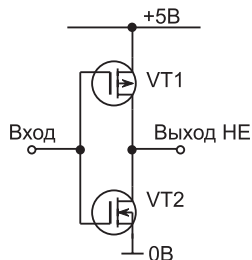


Рис. 10

Транзистор VT1 имеет p-канал, а транзистор VT2 — n-канал.

Если на входе устанавливается низкий уровень напряжения (логический 0), то транзистор VT1 открыт, а транзистор VT2 закрыт. В этом случае уровень выходного напряжения будет близок к напряжению шины питания +5 В (логическая 1).

Когда на входе устанавливается высокий уровень напряжения (логическая 1), то транзистор VT1 закрыт, а транзистор VT2 открыт. В этом случае уровень выходного напряжения будет близок к нулевому потенциалу обей шины (логический 0).

Заметим, что поскольку один из транзисторов обязательно закрыт при любом сигнале на входе, то ток через эти транзисторы не проходит. Поэтому потребление энергии от источника питания происходит только в моменты переключения транзисторов.

Последовательно подавая на вход комплементарной пары низкий (логический 0) или высокий (логическая 1) уровень напряжения, можно составить таблицу входных и выходных данных для такого элемента. Покажем с помощью программы Micro-Cap, что эта таблица будет таблицей истинности элемента *НЕ*.

В качестве элемента *И-НЕ* используем цифровую микросхему. Элементы таких микросхем имеют два, три или четыре входа и выполняют над входными данными операцию *И* с последующим изменением результата на противоположный.

На рис. 11 показан пример микросхемы изготовленная на основе КМОП-структур (К561ЛА7). В одном корпусе размещаются четырех логических элемента *И-НЕ*. Элементы работают независимо друг от друга, хотя имеют общие шины, к которым подключают источник питания. Каждый логический элемент имеет два входа и один выход.

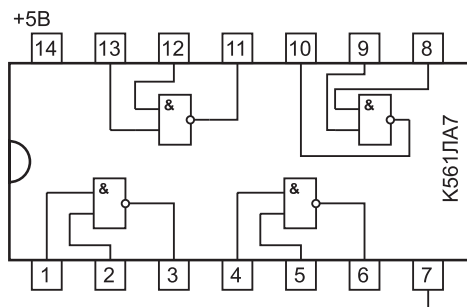


Рис. 11

Назначение выводов данной микросхемы.

1 и 2, 4 и 5, 8 и 9, 12 и 13 — соответственно входы логических элементов;
3, 6, 10 и 11 — выходы логических элементов.

К выводу 14 подключают питание микросхемы. Вывод 7 является общим.

Последовательно подавая на входы одного логического элемента этой микросхемы низкий (логический 0) или высокий (логическая 1) уровень напряжения, можно составить таблицу входных и выходных данных для такого элемента. Покажем с помощью программы Micro-Cap, что эта таблица будет таблицей истинности элемента *И-НЕ*.

В качестве элемента *ИЛИ-НЕ* используем цифровую микросхему К561ЛЕ5 (рис. 12). Элементы этой микросхем имеют два входа и один выход. Над входными данными выполняется операция *ИЛИ* с последующим изменением результата на противоположный.

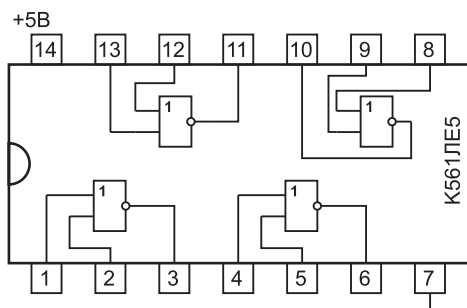


Рис. 12

Выберем первый логический элемент (входы-1,2 и выход-3). Последовательно подавая на входы этого логического элемента низкий (логический 0) уровень напряжения или высокий (логическая 1) уровень напряжения, можно составить таблицу входных и выходных данных. Покажем с помощью программы Micro-Cap, что эта таблица будет таблицей истинности элемента *ИЛИ-НЕ*.

Для визуального наблюдения уровня выходного сигнала будем использовать световой индикатор (**Led**). Когда он загорается красным цветом (высокий уровень), то это соответствует логической 1. Когда он остается белым (низкий уровень), то это соответствует логическому 0.

Входные сигналы будем формировать с помощью «механических» ключей. Ключ подключающий шину +5 В подает сигнал логической 1. Ключ, коммутирующий землю или не дающий подключения к шине +5 В, подает сигнал логический 0.

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 13) собрать схему логического элемента *И* (рис. 7), состоящую из двух «механических» ключей, резистора, светового индикатора, источника питания и земли.

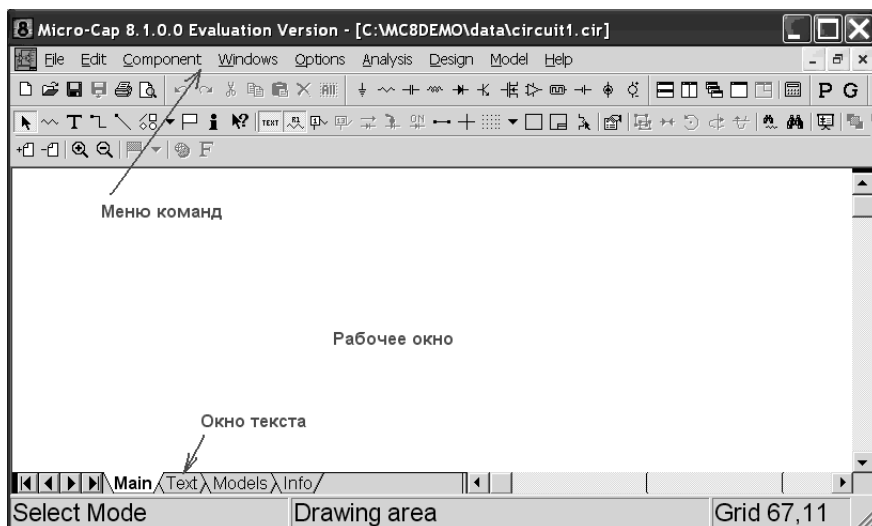


Рис. 13

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника питания

Ввести источник питания **V1 5 В (Battery)** ($V = 5$).

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Battery** (рис. 14).

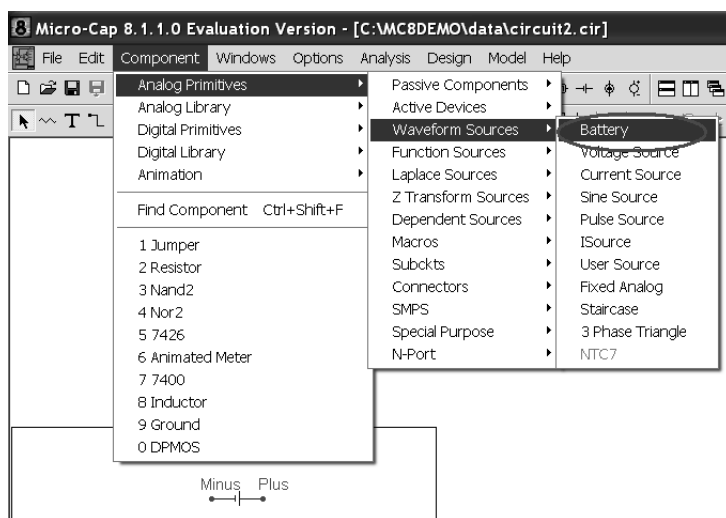


Рис. 14

Курсор примет форму графического изображения батареи напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Battery**. Введите **5V** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку (рис. 15).

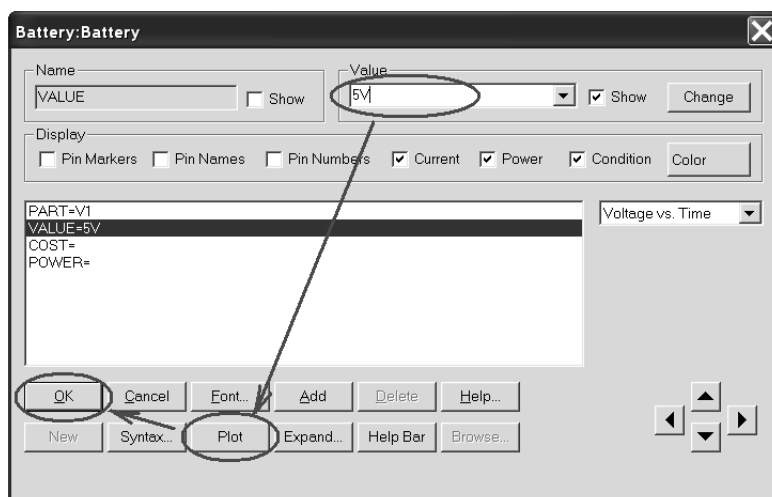


Рис. 15

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 16).

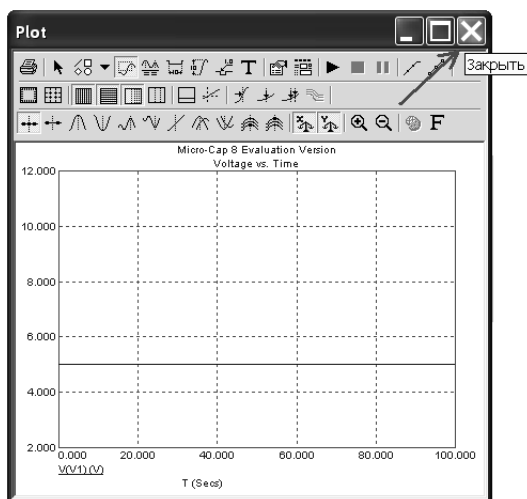


Рис. 16

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закрывать**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 15).

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 17).

Установите землю, снизу от источника **V1** (рис. 18).

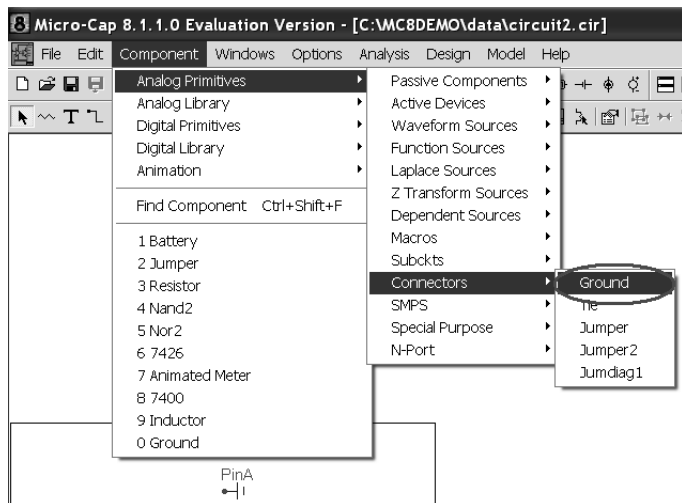


Рис. 17

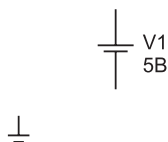


Рис. 18

4.2.3 Ввод резистора

Ввести резистор $R1 = 1 \text{ кОм}$.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Passive Components** и выберите команду резистор **Resistor** (рис. 19).

Курсор примет форму резистора (прямоугольник с выводами). Поместите его на рабочее окно возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Resistor** (рис. 20).

В окне **Value** введите значение сопротивления **1k** (1 кОм), установите галочку у **Show** и нажмите кнопку **OK**.

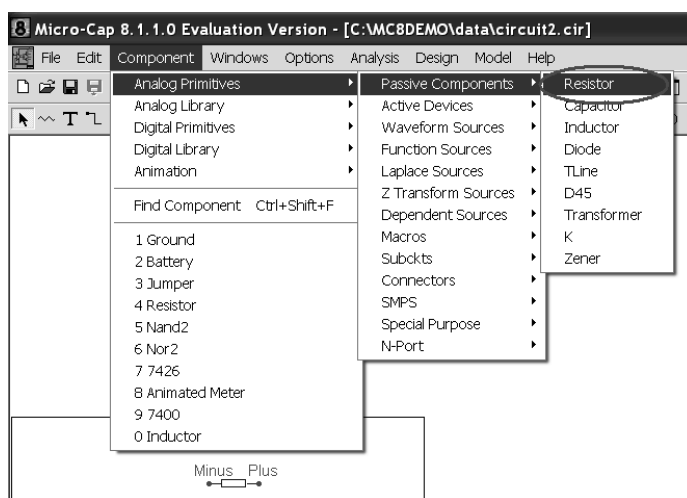


Рис. 19

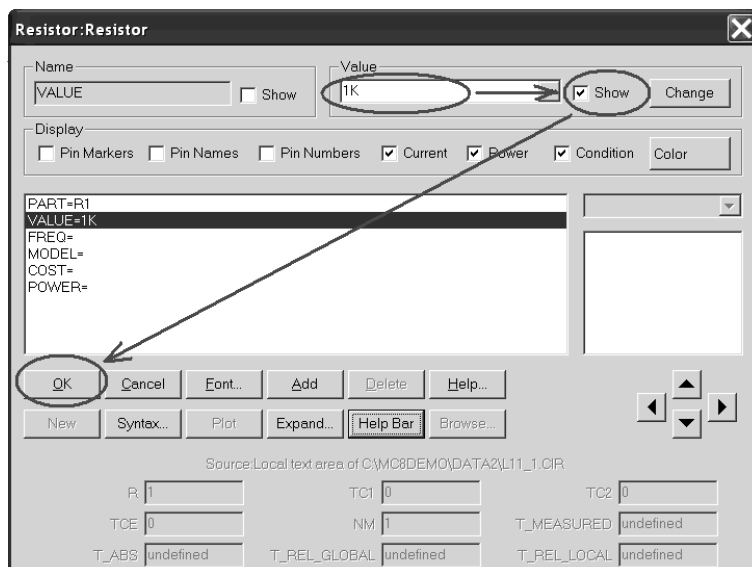


Рис. 20

4.2.4 Ввод ключей

Ввести два ключа S1 и S2 (Switch).

Откройте меню **Component\Animation** и выберите команду резистор **Animated SPST Switch** (рис. 21).

Курсор примет форму ключа. Поместите его на рабочее окно возле резистора и щелкните левой кнопкой мыши. Аналогично введите второй ключ (рис. 22).

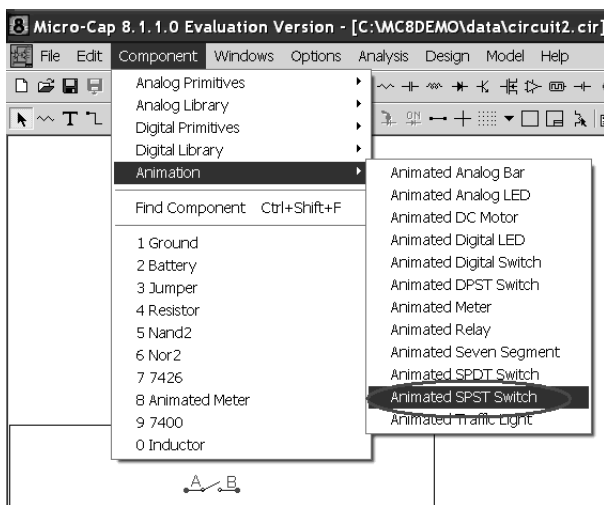


Рис. 21

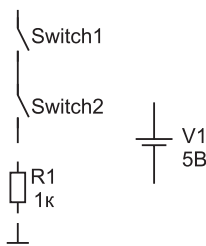


Рис. 22

Заметим, что надписи **Switch1** и **Switch2** можно легко заменить на **S1** и **S2**. Для этого достаточно навести курсор на надпись **Switch1**, два раза щелкнуть левой клавишей мыши и ввести текст **S1**.

4.2.5 Ввод светового индикатора

Ввести красный световой индикатор (Led).

Откройте меню **Component\Animation** и выберите команду резистор **Animated Analog LED** (рис. 23).

Курсор примет форму лампочки. Поместите ее на рабочее окно, правее резистора (рис. 24).

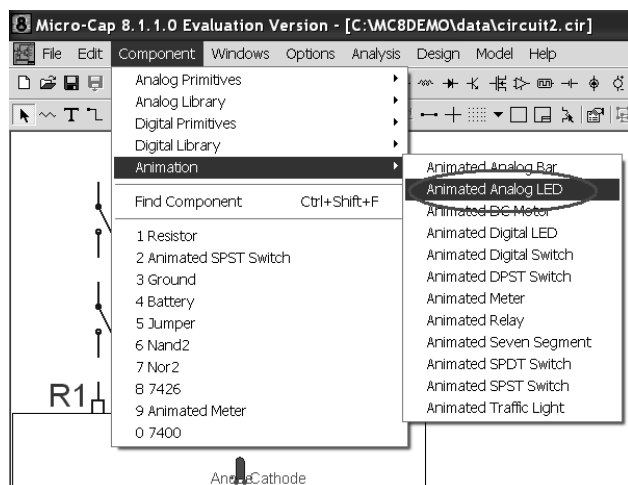


Рис. 23

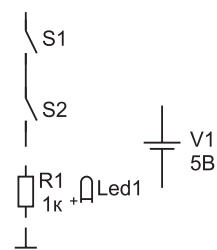


Рис. 24

Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Animated Analog LED**. Выберите в окне **Value**, красный цвет (**Red**). В окне **LED Color** нажмите кнопку **Edit**. В окне **Ion** введите **0.012** (рис. 25).

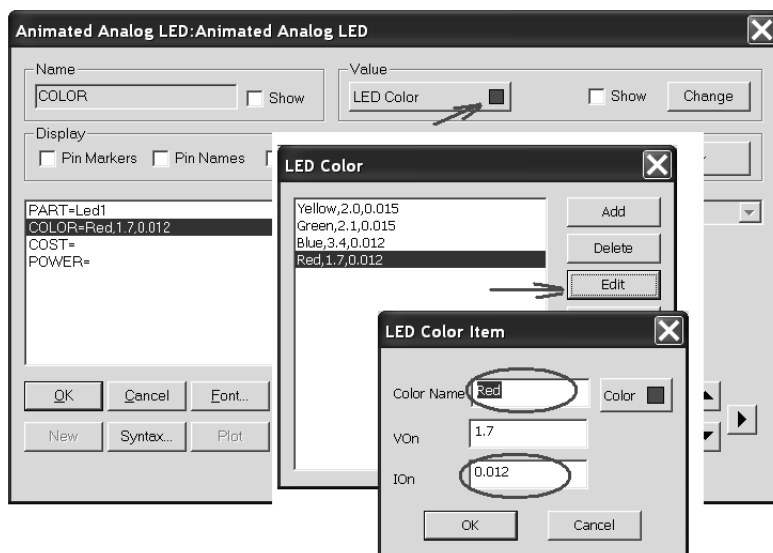


Рис. 25

Нажмите кнопки **ОК**.

4.2.6 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов.

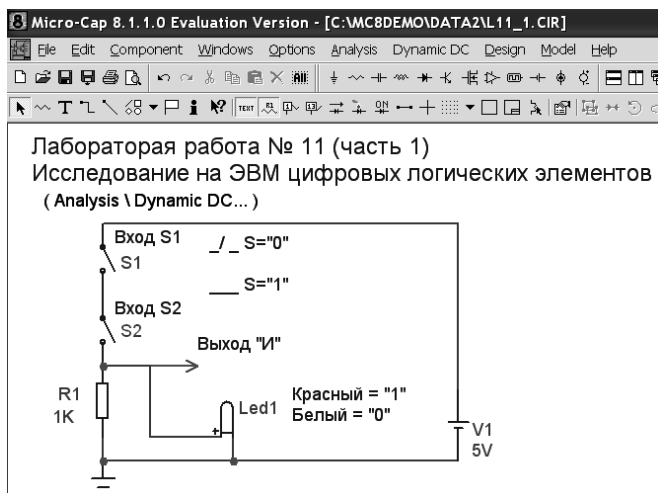


Рис. 26

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L11_1.CIR (File\Open...) (рис. 26).

4.3 Исследование логических элементов

4.3.1 Составление таблицы истинности для элемента И

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Составить таблицу истинности для элемента И, который моделируется двумя последовательно соединенными «механическими» ключами (рис. 26). Для этого в меню **Analysis** выберите команду динамического режима по постоянному току **Dynamic DC...** (рис. 27).

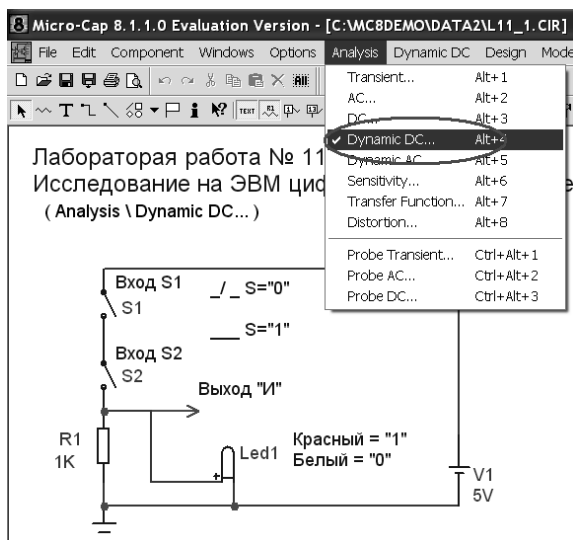


Рис. 27

На экране появиться окно **Dynamic DC Limits**, в котором отождимте кнопку **Node Voltages** и нажмите кнопку **OK** (рис. 28).

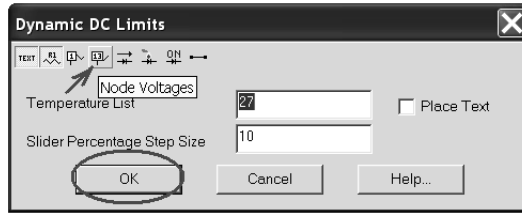


Рис. 28

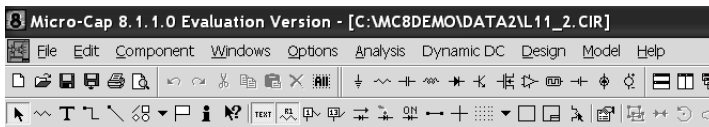
Замыкая и размыкая ключи, двойным щелчком мыши, записать их состояния (замкнут — 1, разомкнут — 0) и уровень выходного сигнала (красный — 1, белый — 0) светового индикатора в таблицу 2. Убедиться, что полученная таблица есть таблица истинности элемента *И*.

4.3.2 Составление таблицы истинности для элемента *ИЛИ*

Аналогично предыдущему пункту составить таблицу истинности для элемента *ИЛИ*, который моделируется двумя параллельно соединенными «механическими» ключами (рис. 8).

Полученные данные занесите в таблицу 2. Убедиться, что полученная таблица есть таблица истинности элемента *ИЛИ*.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L11_2.CIR (**File\Open...**) (рис. 29).



Лабораторная работа № 11 (часть 2)
Исследование на ЭВМ цифровых логических элементов
(Analysis \Dynamic DC...)

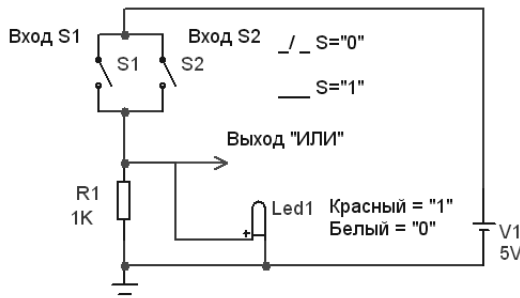


Рис. 29

4.3.3 Составление таблицы истинности для элемента HE (NPN-транзистор)

Аналогично предыдущему пункту составить таблицу истинности для элемента *HE*, который моделируется с помощью транзисторного ключа (рис. 9).

В качестве ключа выбрать биполярный n-p-n транзистор 2N2218. Для этого откройте меню **Component\Analog Primitives\Active Devices** и выберите команду транзистор **NPN** (рис. 30).

Курсор примет форму транзистора. Поместите ее на рабочее окно и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **NPN Transistor**. Выберите марку транзистора **2N2218** и нажмите кнопку **OK** (рис. 31).

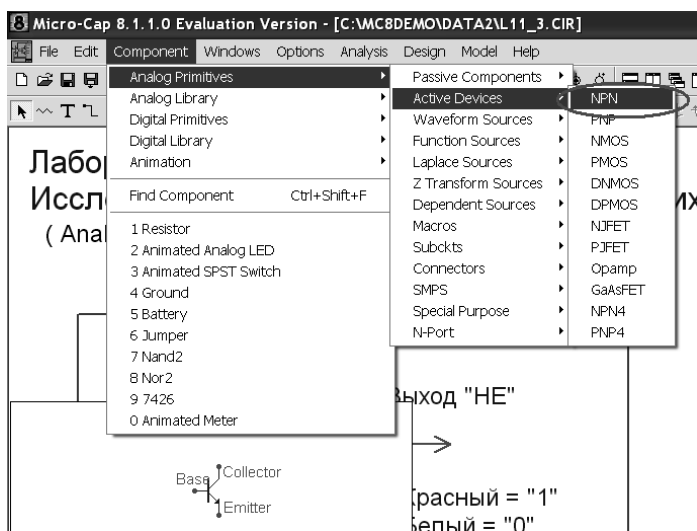


Рис. 30

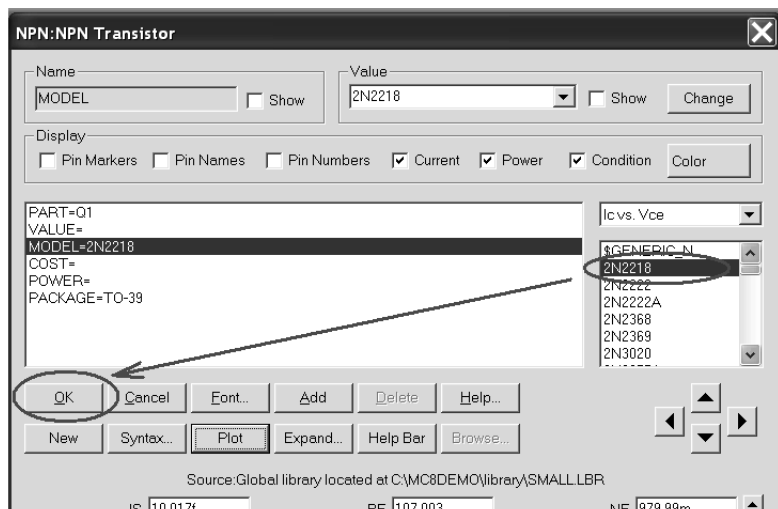


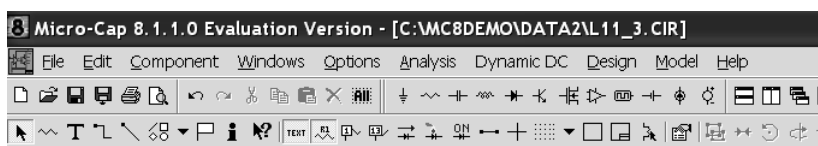
Рис. 31

Соберите необходимую схему эксперимента.

Убедитесь, что включен динамический режим по постоянному току, в меню **Analysis** стоит галочка на против команды **Dynamic DC...** (рис. 27).

Замыкая и размыкая ключ **S1**, двойным щелчком мыши, записать его состояние (замкнут — 1, разомкнут — 0) и уровень выходного сигнала (красный — 1, белый — 0) светового индикатора в таблицу 1. Убедиться, что полученная таблица есть таблица истинности элемента **HE** (NPN).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл **L11_3.CIR** (**File\Open...**) (рис. 32).



Лабораторная работа № 11 (часть 3)
Исследование на ЭВМ цифровых логических элементов
(**Analysis \ Dynamic DC...**)

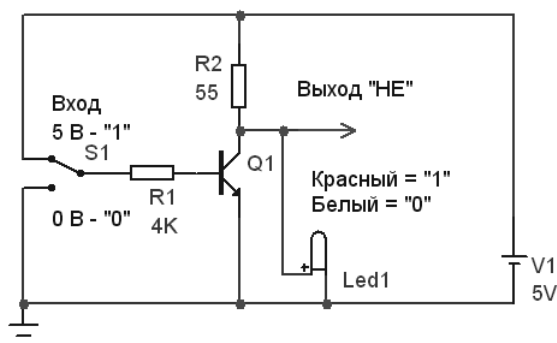


Рис. 32

4.3.4 Составление таблицы истинности для элемента **HE** (**DPMOS, DNMOS**)

Аналогично предыдущему пункту составить таблицу истинности для элемента **HE**, который моделируется с помощью двух КМОП транзисторов (рис. 10).

В качестве ключа выбрать транзисторы **2SJ102** и **2SK351**. Для этого откройте меню **Component\Analog Primitives\Active Devices** и выберите команду транзистор **DPMOS** (рис. 33).

Курсор примет форму р-канального транзистора. Поместите ее на рабочее окно и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **DPMOS**. Выберите марку транзистора **2SJ102** и нажмите кнопку **OK** (рис. 34).

Аналогично введите п-канальный транзистор **DNMOS 2SK351**. Соберите необходимую схему эксперимента.

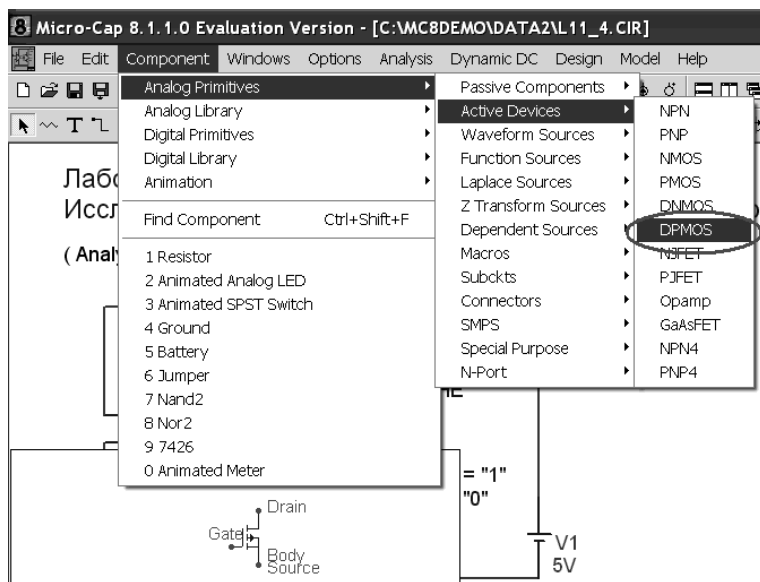


Рис. 33

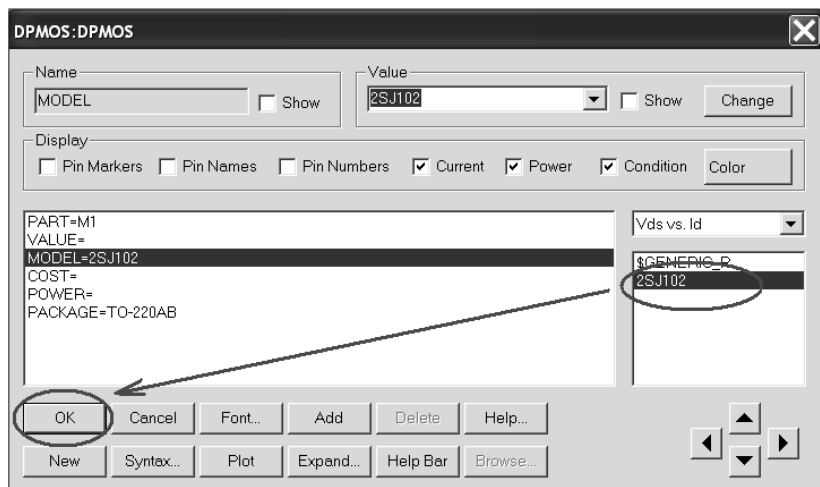


Рис. 34

Убедитесь, что включен динамический режим по постоянному току, в меню **Analysis** стоит галочка на против команды **Dynamic DC...** (рис. 27).

Замыкая и размыкая ключ **S1**, двойным щелчком мыши, записать его состояние (замкнут — 1, разомкнут — 0) и уровень выходного сигнала (красный — 1, белый — 0) светового индикатора в таблицу 1. Убедиться, что полученная таблица есть таблица истинности элемента **HE** (DPMOS, DN MOS).

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L11_4.CIR (**File\Open...**) (рис. 35).



Рис. 35

4.3.5 Составление таблицы истинности микросхемы И-НЕ

Аналогично предыдущему пункту составить таблицу истинности для элемента *И-НЕ*, который моделируется с помощью микросхемы *И-НЕ* (рис. 4, 11).

В качестве микросхемы выбрать двухвходовую цифровую микросхему *И-НЕ* (Nand2). Для этого откройте меню **Component\Digital Primitives\Standard Gates\Nand Gates** и выберите команду цифровая микросхема Nand2 (рис. 36).

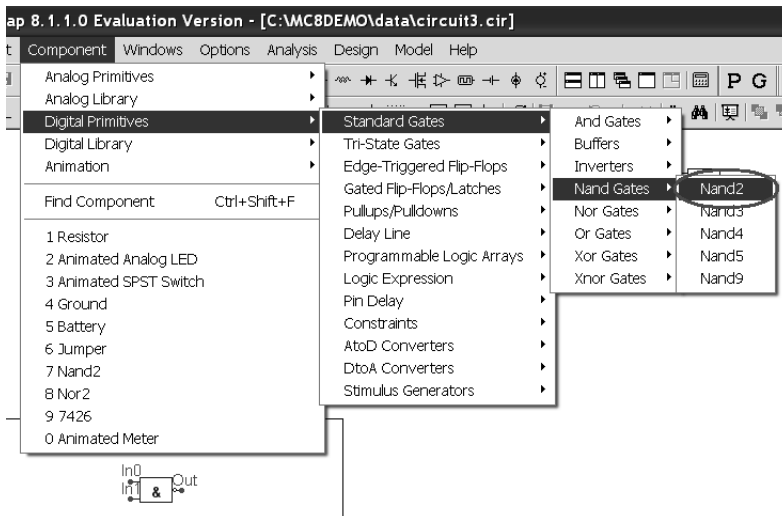


Рис. 36

Курсор примет форму микросхемы (четыреугольник с тремя выводами). Цепь питания и земля не показаны. Поместите ее на рабочее окно и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Nand2**. Выберите марку микросхемы **DLY_TTL** и нажмите кнопку **OK** (рис. 37).

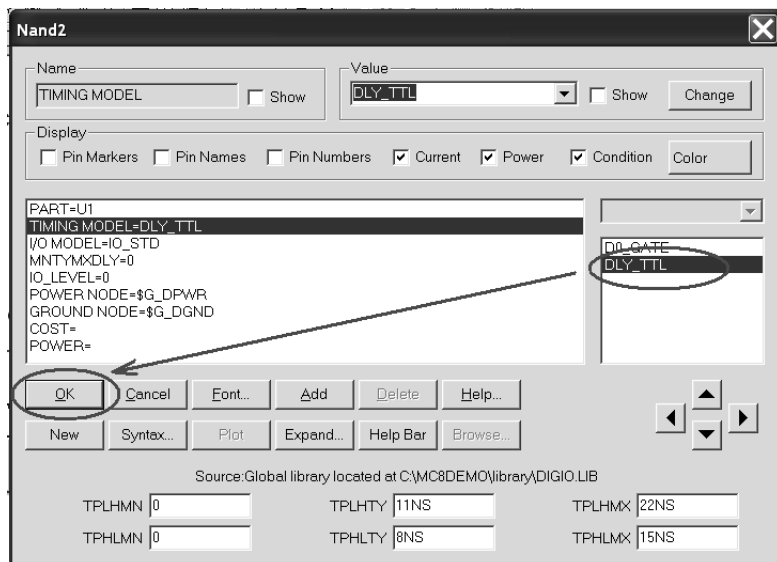


Рис. 37

Составьте необходимую схему. Для соединения проводников понадобится перемычка (**Jumper**). Для этого откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите команду транзистор **Jumper** (рис. 38).

Убедитесь, что включен динамический режим по постоянному току, в меню **Analysis** стоит галочка на против команды **Dynamic DC...** (рис. 27).

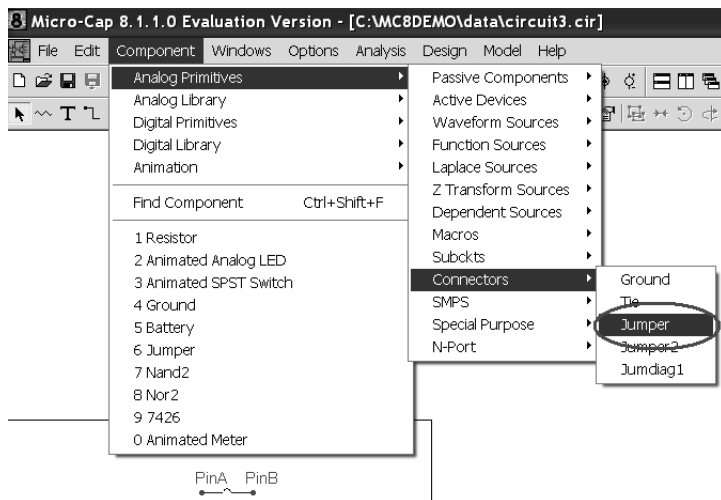
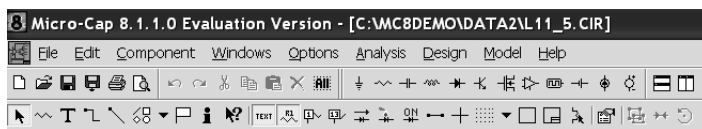


Рис. 38

Замыкая и размыкая ключи **S1** и **S2**, двойным щелчком мыши, записать их состояния (замкнут — 1, разомкнут — 0) и соответствующий уровень выходного сигнала (красный — 1, белый — 0) светового индикатора в таблицу 2. Убедиться, что полученная таблица есть таблица истинности элемента **И-НЕ**.



Лабораторная работа № 11 (часть 5)
Исследование на ЭВМ цифровых логических элементов
(Analysis \ Dynamic DC...)

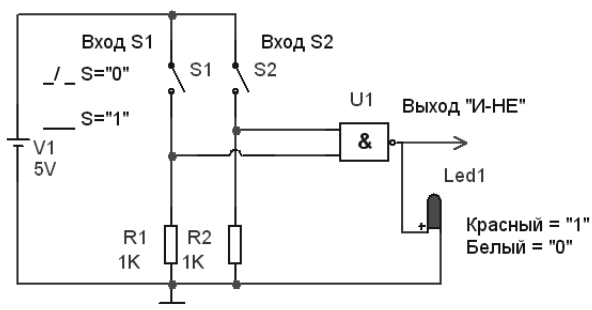


Рис. 39

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L11_5.CIR (**File\Open...**) (рис. 39).

4.3.6 Составление таблицы истинности микросхемы **ИЛИ-НЕ**

Аналогично предыдущему пункту составить таблицу истинности для элемента **ИЛИ-НЕ**, который моделируется с помощью цифровой микросхемы **ИЛИ-НЕ** (рис. 5, 12).

В качестве микросхемы выбрать двухвходовую цифровую микросхему **ИЛИ-НЕ** (**NOR2**). Для этого откройте меню **Component\Digital Primitives\Standard Gates\Xnor Gates** и выберите команду цифровая микросхема **NOR2** (рис. 40).

Курсор примет форму микросхемы (четыреугольник с тремя выводами). Цепь питания и земля не показаны. Поместите ее на рабочее окно и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **NOR2**. Выберите марку микросхемы **D0_GATE** и нажмите кнопку **OK** (рис. 41).

Составьте необходимую схему. Выделите старую микросхему и удалите ее клавишей **Del**. На освободившееся место установите микросхему **ИЛИ-НЕ**.

Убедитесь, что включен динамический режим по постоянному току, в меню **Analysis** стоит галочка на против команды **Dynamic DC...** (рис. 27).

Замыкая и размыкая ключи **S1** и **S2**, двойным щелчком мыши, записать их состояния (замкнут — 1, разомкнут — 0) и соответствующий уровень выходно-

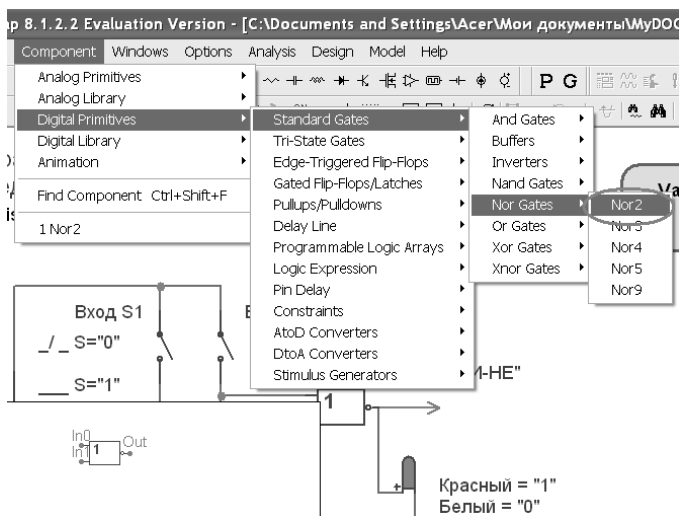


Рис. 40

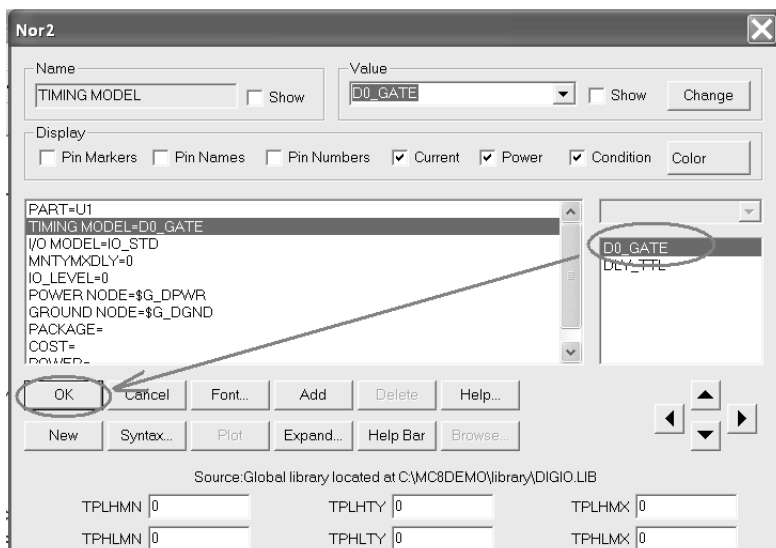


Рис. 41

го сигнала (красный — 1, белый — 0) светового индикатора в таблицу 2. Убедиться, что полученная таблица есть таблица истинности элемента *ИЛИ-НЕ*.

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L11_6.CIR (File\Open...) (рис. 42).

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные данные с данными, полученными в предварительном расчете. Сделать выводы.

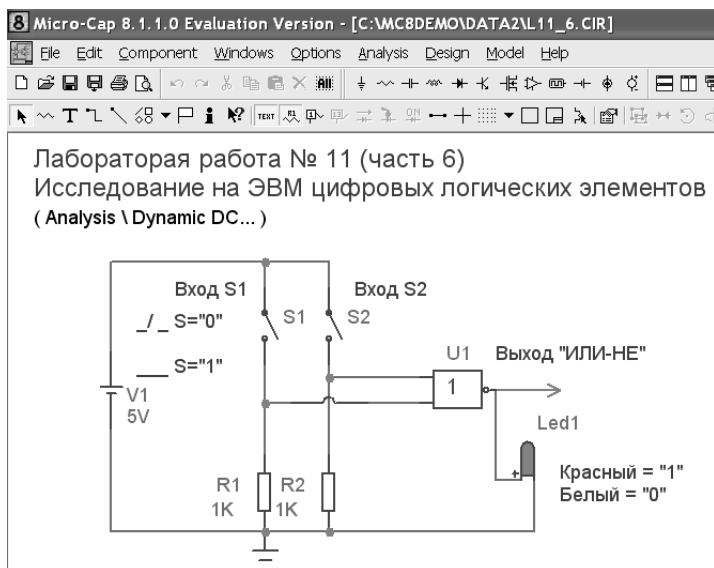


Рис. 42

6 Вопросы для самопроверки

1. Какие устройства называют цифровыми?
2. Сколько существует логических функций одного и двух аргументов и как они называются?
3. Какие логические элементы выпускаются в виде цифровых микросхем?
4. Какие значения принимают логические функции и их аргументы?
5. Объясните принцип работы цифровых элементов на основе МОП-транзисторов?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Шило В. Л. Полупроводниковые цифровые микросхемы. М.: Радио и связь, 1988. 352 с.
3. Юшин А. М. Цифровые микросхемы для электронных устройств. М.: Высшая школа, 1993. 176 с.

Лабораторная работа № 12

Временная дискретизация аналоговых сигналов

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap осуществить дискретизацию различных аналоговых сигналов.

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о дискретных сигналах стр. 267—271 [1], стр. 512—515 [2] и стр. 4—8 [3]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Провести дискретизацию аналогового сигнала с линейно изменяющимся напряжением (рис. 1), определяемого соотношением $u_1(t) = 4t$ В на отрезке $t \in [0, 1]$ мс, при $k = 0, 1, \dots, 10$ — номера отсчетов. Интервалы между моментами времени брать одинаковыми.

Полученные данные занести в таблицу 1.

Построить график данного дискретного сигнала.

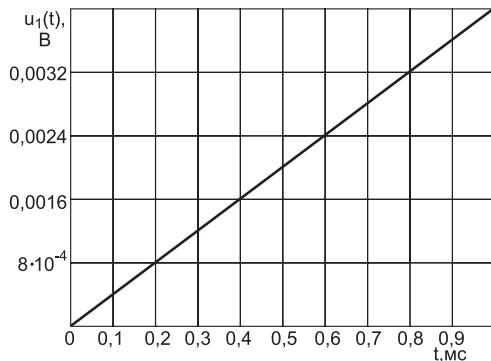


Рис. 1

3.2. Провести дискретизацию аналогового единичного сигнала (рис. 2), определяемого соотношением $u_2(t) = 1$ на отрезке $t \in \tau [0, 1]$ мс, при $k = 0, 1, \dots, 10$ — номера отсчетов. Интервалы между моментами времени брать одинаковыми.

Полученные данные занести в таблицу 1.

Построить график данного дискретного сигнала.

3.3. Провести дискретизацию аналогового экспоненциального сигнала (рис. 3), определяемого соотношением $u_3(t) = \exp(-4 \cdot 10^3 t)$ В на отрезке $t \in [0, 1]$ мс, при $k = 0, 1, \dots, 10$ — номера отсчетов. Интервалы между моментами времени брать одинаковыми.

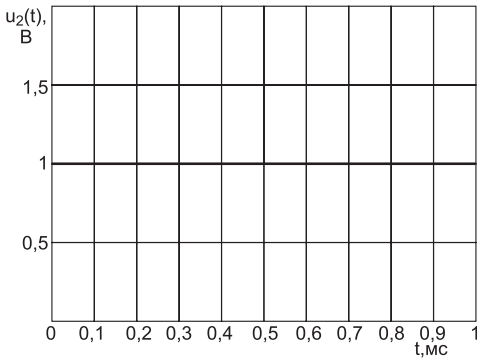


Рис. 2

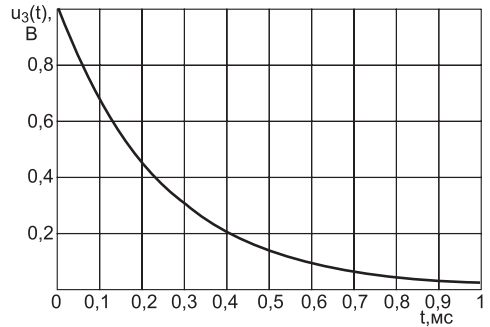


Рис. 3

Полученные данные занести в таблицу 1.

Построить график данного дискретного сигнала.

3.4. Провести дискретизацию аналогового двухполупериодного сигнала (рис. 4), определяемого соотношением $u_4(t) = |\cos(2\pi ft)|$ В на отрезке $t \in [0, 1]$ мс, при $k = 0, 1, \dots, 10$ — номера отсчетов, $f = 1$ кГц — частота аналогового сигнала. Интервалы между моментами времени брать одинаковыми.

Полученные данные занести в таблицу 1.

Построить график данного дискретного сигнала.

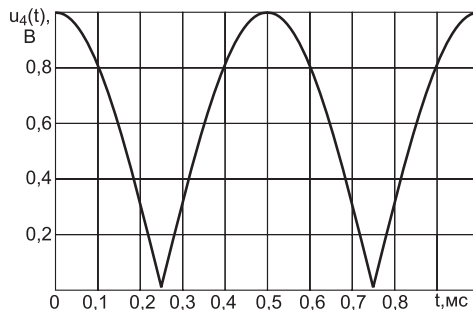


Рис. 4

3.5. Провести дискретизацию аналогового косинусоидального сигнала (рис. 5), определяемого соотношением $u_5(t) = \cos(2\pi ft)$ В на отрезке $t \in [0, 1]$

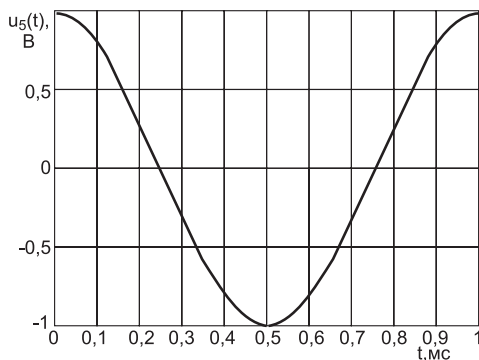


Рис. 5

мс, при $k = 0, 1, \dots, 10$ — номера отсчетов, $f = 1$ кГц — частота аналогового сигнала. Интервалы между моментами времени брать одинаковыми.

Полученные данные занести в таблицу 1.

Построить график данного дискретного сигнала.

Таблица 1

По предварительному расчету						
k	t_k	$u_1(k)$	$u_2(k)$	$u_3(k)$	$u_4(k)$	$u_5(k)$
1						
2						
3						
4						
5						
6						
7						
8						
9						
10						

4 Порядок выполнения работы

Процесс замены аналогового сигнала его дискретными отсчетами обычно через равные промежутки времени, называется дискретизацией сигнала по времени.

Отсчеты дискретного сигнала определены для дискретных значений независимой переменной времени и представляются последовательностью чисел. Такую последовательность чисел можно записать в следующем виде

$$u(k) = \{u(k)\} = \{\dots, u(-2), u(-1), u(0), u(1), u(2), \dots\}, \quad -\infty < k < \infty.$$

Дискретный сигнал обычно изображают в виде следующего графика (рис. 6).

Заметим, что дискретный сигнал $u(k)$ определен только для целых значений k . Для не целых значений k дискретный сигнал не определен.

Например, дискретный единичный импульс (рис. 7) определяется следующей формулой

$$\delta_1(k) = \begin{cases} 1, & k = 0; \\ 0, & k \neq 0. \end{cases}$$

Дискретная единичная ступенчатая функция (рис. 8) определяется следующим образом

$$1(k) = \begin{cases} 1, & k \geq 0; \\ 0, & k < 0. \end{cases}$$

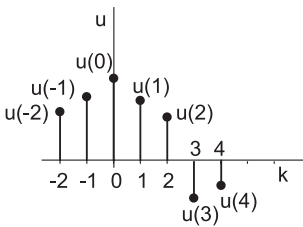


Рис. 6

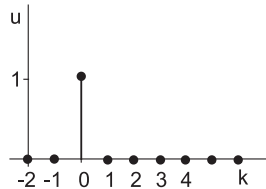


Рис. 7

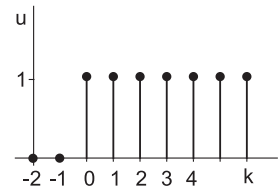


Рис. 8

Интервал времени T , через который берутся отсчеты аналогового сигнала, называется интервалом дискретизации. Величина $f_d = 1/T$ называется частотой дискретизации. Значения дискретного сигнала в тактовые моменты называются отсчетами или выборками.

Если частота дискретизации достаточно большая и превышает частоту аналогового сигнала, то дискретные отсчеты позволят правильно восстановить аналоговый сигнал (рис. 9).

Если частота дискретизации небольшая по сравнению с частотой аналогового сигнала, то в этом случае дискретные отсчеты могут не позволить правильно восстановить аналоговый сигнал (рис. 10).

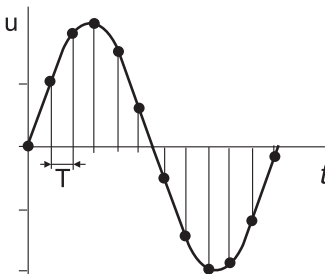


Рис. 9

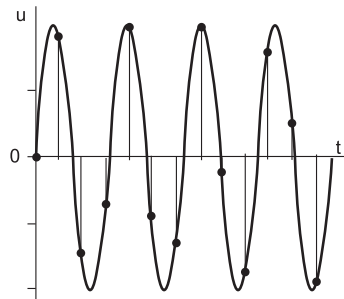


Рис. 10

Если частота аналогового сигнала значительно больше частоты дискретизации, то наблюдается эффект ложной частоты (рис. 11).

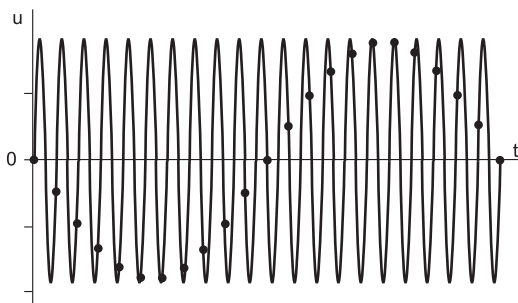


Рис. 11

Как видно из этих графиков, неправильный выбор частоты дискретизации аналоговых сигналов может привести к потере информации, поскольку дискретный сигнал не учитывает поведения аналогового сигнала в промежутках между отсчетами.

Для правильного выбора частоты дискретизации следует использовать теорему Котельникова. Аналоговый сигнал, не содержащий частот выше $F_{\max}$ (Гц), полностью определяется последовательностью своих значений в моменты времени, отстоящие друг от друга на $1/(2F_{\max})$.

Так в современных цифровых аудио системах частоту дискретизации выбирают с запасом по отношению к теоретическому пределу слышимости в 20 кГц. В таких системах частота дискретизации равна 44,1 или 48 кГц.

В студийной аппаратуре обычно используют частоты дискретизации 56, 96 или 192 кГц. Это делается для того, чтобы сохранить не воспринимаемые человеческим ухом высокочастотные гармоники звукового сигнала, которые вносят заметный вклад в формирование общей звуковой картины. Частоту дискретизации для телефонных сигналов выбирают равной 8 кГц.

Получить дискретный сигнал из аналогового сигнала можно применив принцип импульсной амплитудной модуляции. Импульсный модулятор можно представить как умножитель с двумя входами и одним выходом.

На первый вход импульсного модулятора подается аналоговый сигнал, подлежащий дискретизации. На второй вход последовательность коротких синхронизирующих импульсов, следующих во времени через равные промежутки времени T (интервал дискретизации).

На выходе образуется дискретный сигнал, величина выборок которого будет пропорциональна величине аналогового сигнала в точках отсчета (рис. 12).

Математическая модель дискретного сигнала может быть записана в следующем виде

$$u(kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(nT) \cdot \delta_1(kT - nT),$$

$$\text{где } \delta_1(kT - nT) = \begin{cases} 1, & k = n; \\ 0, & k \neq n. \end{cases}$$

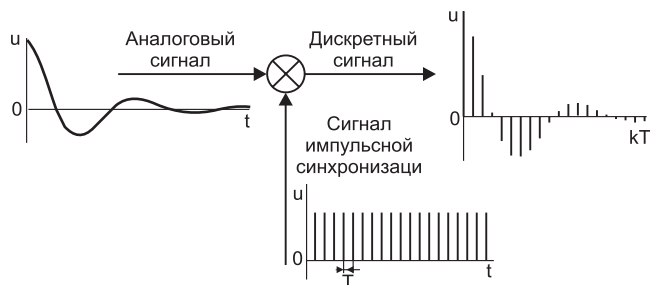


Рис. 12

Заметим, что все члены данной суммы при $n \neq k$ равны нулю. Получим из аналоговых сигналов их дискретные аналоги с помощью ЭВМ.

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

`C:\MC8DEMO\mc8demo.exe`

ИЛИ

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 13) собрать схему импульсного амплитудного модулятора (рис. 12), состоящую из двух-входового умножителя, источника аналогового сигнала, источника синхросимпульсов и земли.

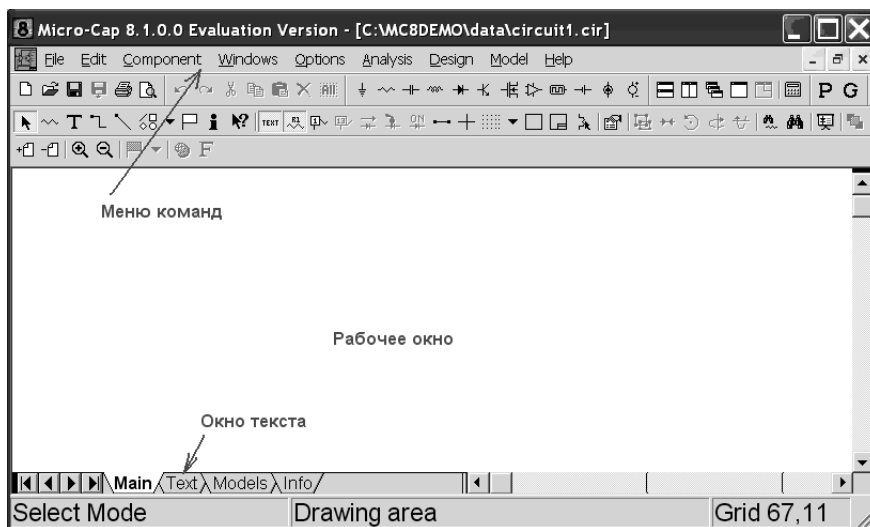


Рис. 13

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод источника аналогового сигнала

Ввести источник с линейно нарастающим напряжением $u(t) = 4t$ (E1). Откройте меню **Component\Analog Primitives\Function Sources** и выберите **NFV** (рис. 14).

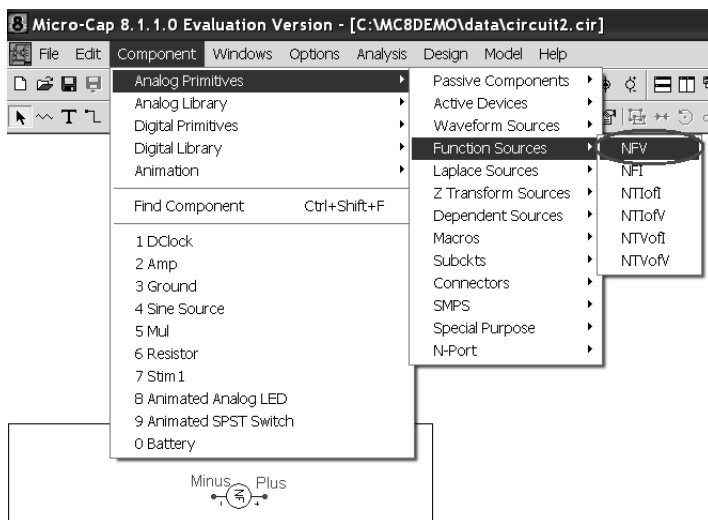


Рис. 14

Курсор примет форму графического изображения источника напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **NFV**. Введите **4*t** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку (рис. 15).

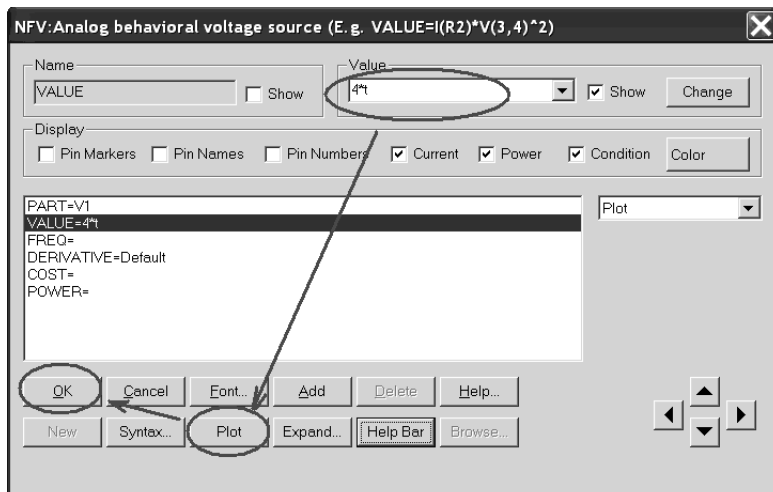


Рис. 15

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 16).

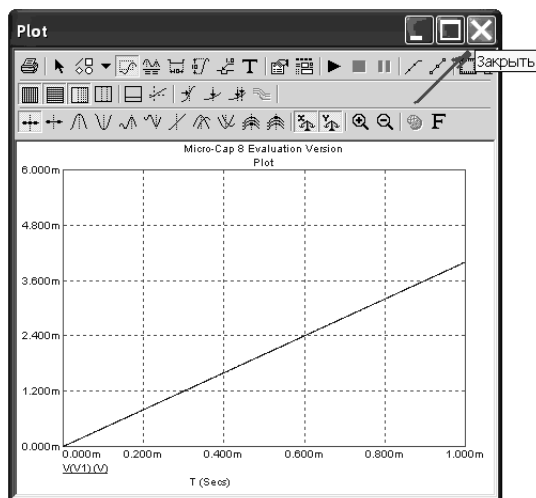


Рис. 16

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закреть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 15).

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 17).

Установите землю, снизу от источника **E1** (рис. 18).

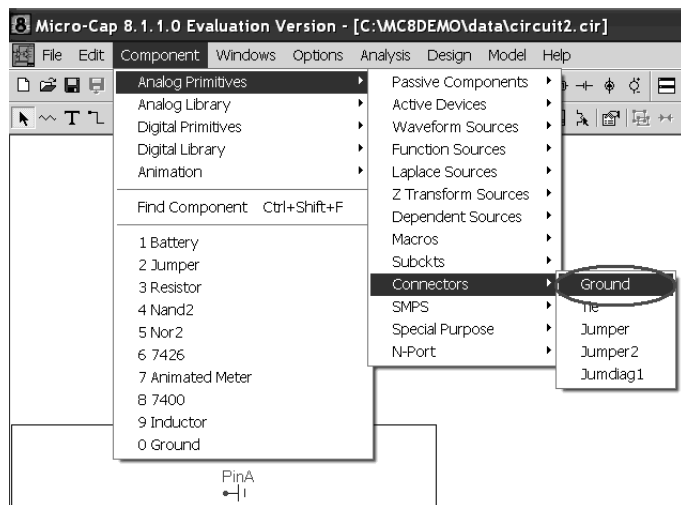


Рис. 17

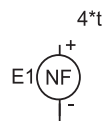


Рис. 18

4.2.3 Ввод умножителя сигналов

Ввести умножитель **X1**.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Macros** и выберите команду резистор **Mul** (рис. 19).

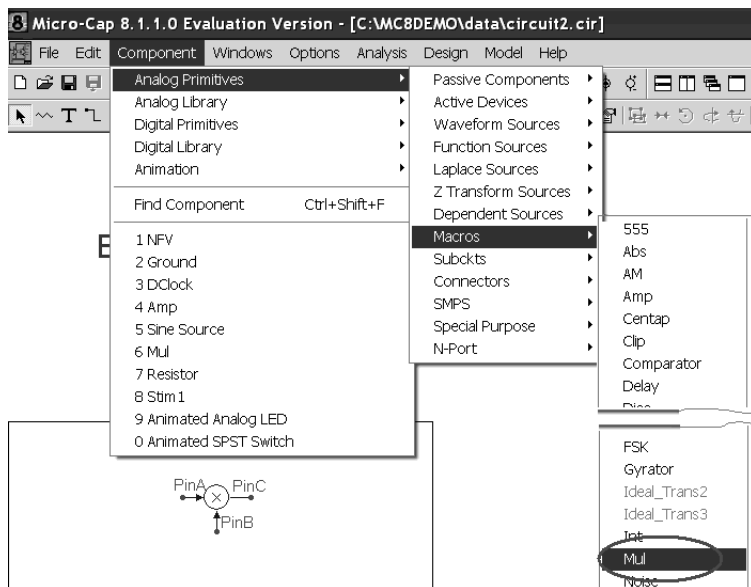


Рис. 19

Курсор примет форму умножителя (круг со знаком умножения и с тремя выводами). Поместите его на рабочее окно, возле источника и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Multiplier Macro** (рис. 20).

Нажмите кнопку **OK**.

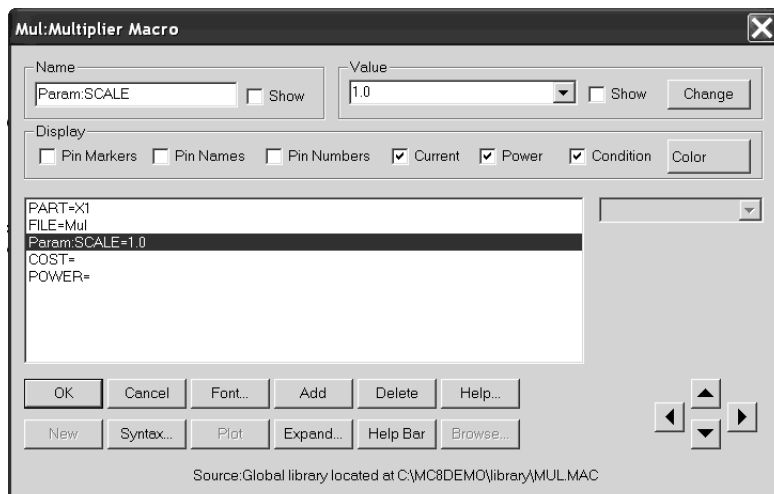


Рис. 20

4.2.4 Ввод источника синхроимпульсов

Ввести источник синхроимпульсов с тактовым периодом $T = 0,01$ мс ($f_d = 100$ кГц) и амплитудой узких импульсов 1 В. Данный источник будет состоять из генератора импульсов **DClock (X2)** и усилителя **Amp (X3)**.

Откройте меню **Component\Digital Primitives\Stimulus is Generators** и выберите команду резистор **DClock** (рис. 21).

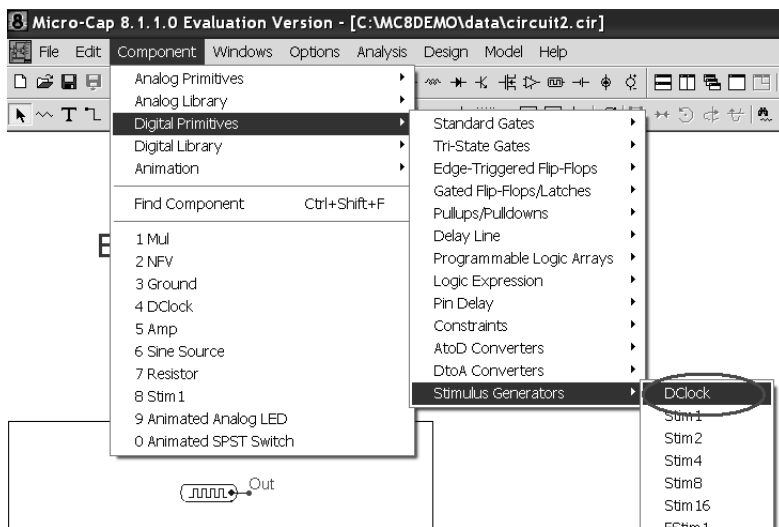


Рис. 21

Курсор примет форму генератора импульсов. Поместите его на рабочее окно, под источником **E1** и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Digital Clock Macro** (рис. 22).

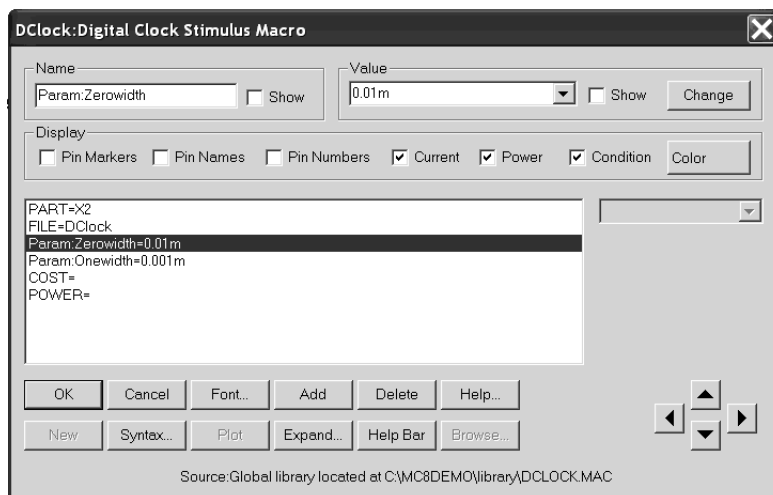


Рис. 22

Для генерации узких синхроимпульсов (рис. 23) задать временные параметры следующими:

Param:Zerowidth = 0.01 m,

Param:Onerowidth = 0.001 m.

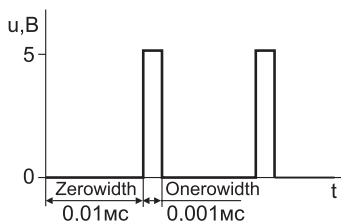


Рис. 23

Ввод осуществляется в окне **Value**.

Нажмите кнопку **OK**.

Для того чтобы на второй вход умножителя поступали синхроимпульсы с амплитудой 1 В, последовательно с генератором включить усилитель с коэффициентом усиления 0,2 (**GAIN = 0.2**).

Ввести усилитель **Amp (X3)**.

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Macros** и выберите команду резистор **Amp** (рис. 24).

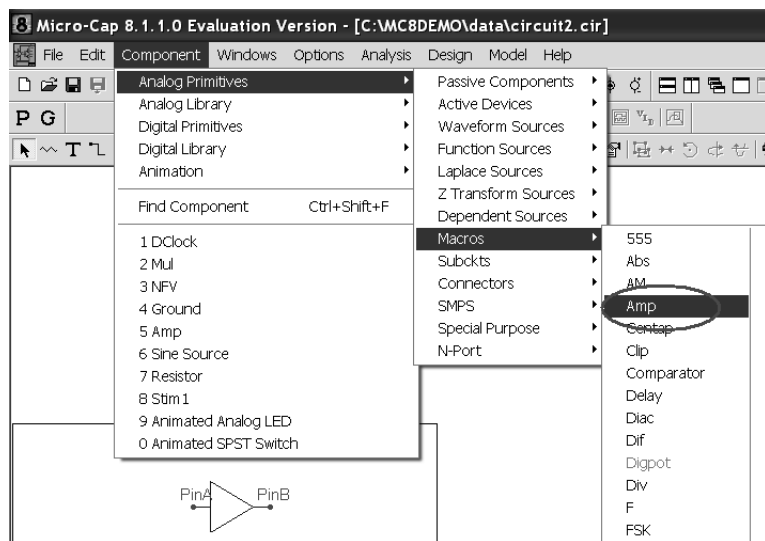


Рис. 24

Курсор примет форму усилителя (треугольник с двумя выводами). Поместите его на рабочее окно, рядом с генератором **X2** и щелкните левой кнопкой мыши. Появится окно **Amplifier Macro**. Введите значение коэффициента усиления **0.2** в окне **Value** (рис. 25).

Нажмите кнопку **OK**.

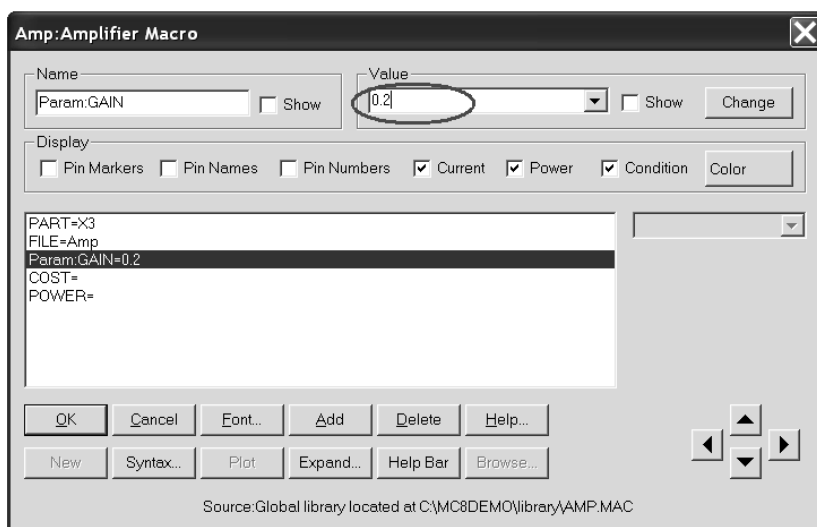


Рис. 25

4.2.5 Ввод проводников

Соедините все элементы проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» соединяя необходимые полюсы элементов. Нажмите кнопку **Node Numbers** для нумерации полюсов схемы (рис. 26).

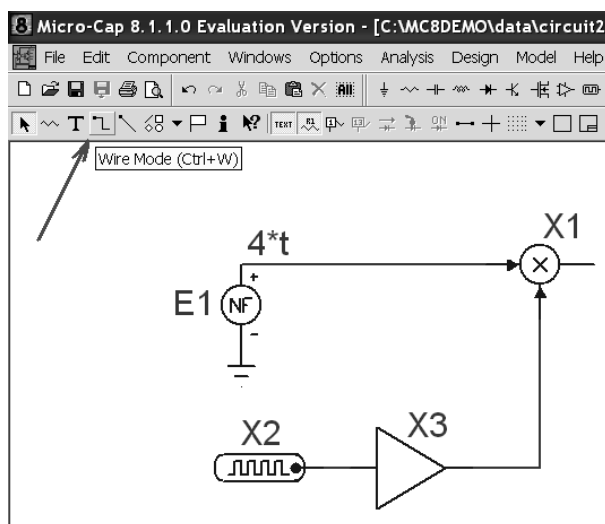


Рис. 26

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L12_1.CIR (**File\Open...**).

4.3 Дискретизация аналоговых сигналов

4.3.1 Дискретизация линейно изменяющегося напряжения

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Построить график заданного аналогового и дискретного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 27).

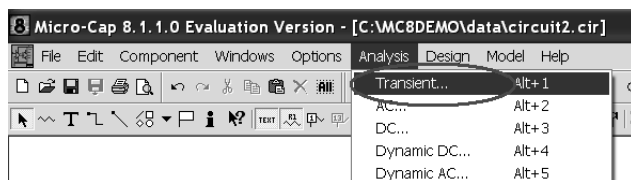


Рис. 27

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 28.

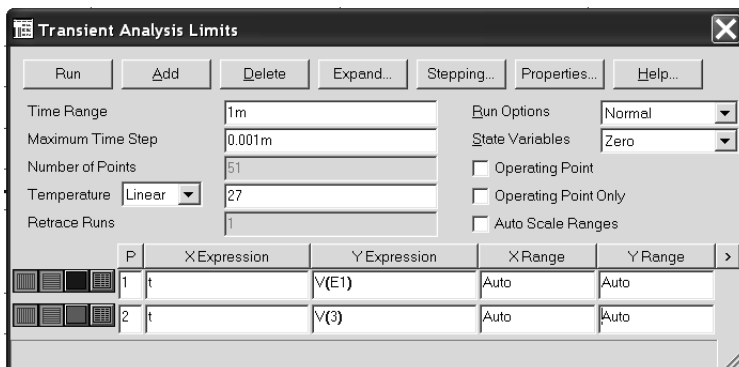


Рис. 28

Time Range «1m» — временной интервал (0...1 мс).

Maximum Time Step «0.001m» максимальный шаг (0,001 мс).

P номер окна «1», в котором будет построен график аналогового сигнала.

X Expression «t» — аргумент функции.

Y Expression «V(E1)» — имя функции.

P номер окна «2», в котором будет построен график дискретного сигнала.

Y Expression «V(3)» — имя функции.

X Range «Auto» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «Auto» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться графики аналогового и соответствующего ему дискретного сигнала (рис. 29).

Замечание. Если кривые не появились, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

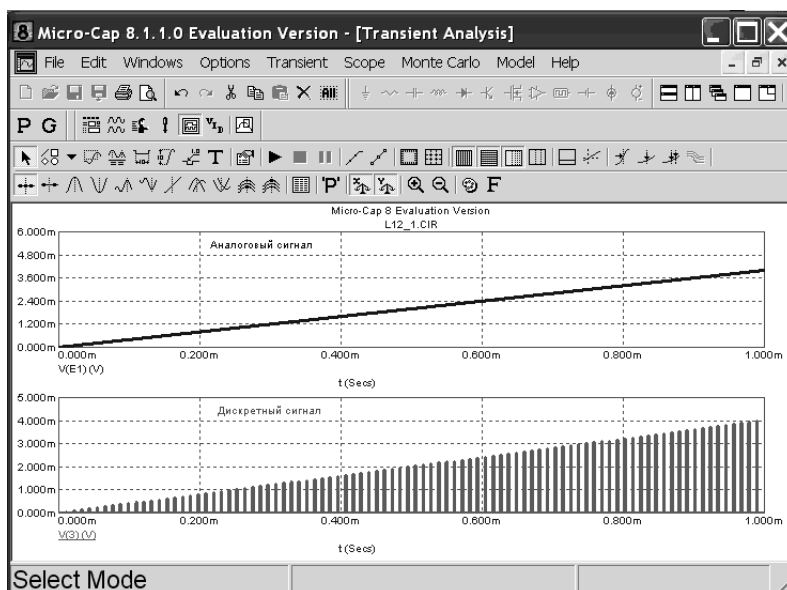


Рис. 29

Данные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.2 Дискретизация аналогового единичного сигнала

Для проведения дискретизации аналогового единичного сигнала (рис. 2) вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**.

Щелкните два раза на элементе **E1**. В открывшемся окне **NFV** (рис. 15) нажмите кнопку **Expand...**

В появившемся окне **VALUE** вместо **4*t** введите величину единичного сигнала **1** (рис. 30).

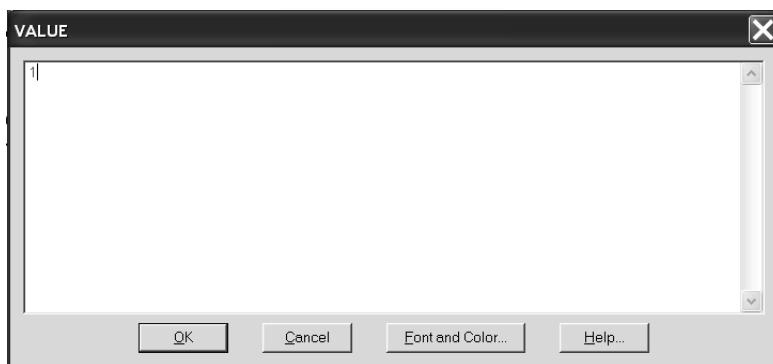


Рис. 30

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **OK**.

Построить график заданного аналогового и дискретного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 27). На экране поя-

виться окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run**. На экране появятся графики аналогового и соответствующего ему дискретного сигнала (рис. 31).

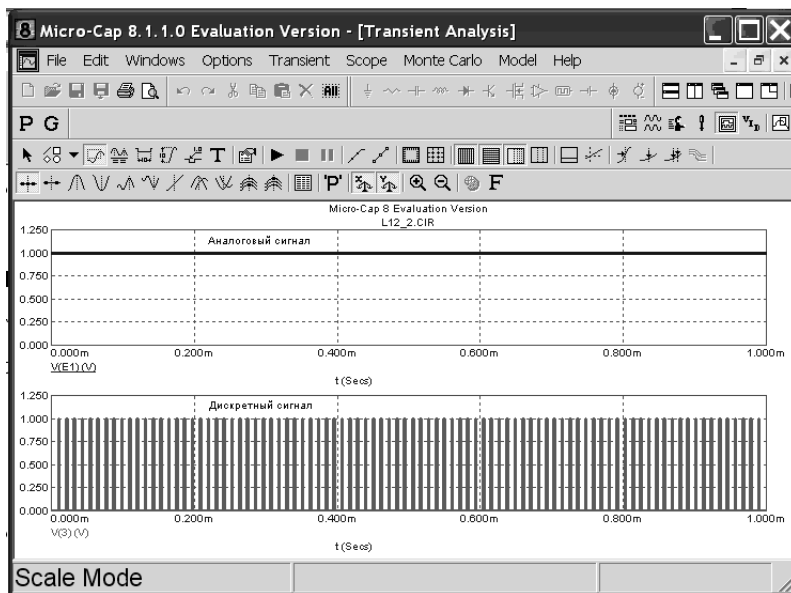


Рис. 31

Данные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.3 Дискретизация аналогового экспоненциального сигнала

Для проведения дискретизации аналогового экспоненциального сигнала (рис. 3) вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Щелкните два раза на элементе **E1**. В открывшемся окне **NFV** (рис. 15) нажмите кнопку **Expand...**

В появившемся окне **VALUE** вместо **1** введите формулу аналогового сигнала **$\exp(-4E3*t)$** .

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **OK**.

Построить график заданного аналогового и дискретного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 27). На экране появится окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики аналогового и соответствующего ему дискретного сигнала.

Данные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.4 Дискретизация аналогового двухполупериодного сигнала

Для проведения дискретизации аналогового двухполупериодного сигнала (рис. 4) вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Щелк-

ните два раза на элементе **E1**. В открывшемся окне **NFV**. (рис. 15) нажмите кнопку **Expand...**

В появившемся окне **VALUE** вместо $\exp(-4E3*t)$ введите формулу аналогового сигнала $\text{abs}(\cos(2*\pi*t*1E3))$.

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **OK**.

Построить график заданного аналогового и дискретного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 27). На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики аналогового и соответствующего ему дискретного сигнала

Данные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.5 Дискретизация аналогового косинусоидального сигнала

Для проведения дискретизации аналогового косинусоидального сигнала (рис. 5) с частотой 1000 Гц (**1E3**) вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Щелкните два раза на элементе **E1**. В открывшемся окне **NFV** (рис. 15) нажмите кнопку **Expand...**

В появившемся окне **VALUE** вместо $\text{abs}(\cos(2*\pi*t*1E3))$ введите формулу аналогового сигнала $\cos(2*\pi*t*1E3)$.

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **OK**.

Построить график заданного аналогового и дискретного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 27). На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики аналогового и соответствующего ему дискретного сигнала.

Сделайте вывод о возможности восстановления данного аналогового сигнала. Проверьте выполнение теоремы Котельникова.

Данные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

4.3.6 Эффект ложной частоты

Для наблюдения эффекта ложной частоты (рис. 11) увеличить частоту косинусоидального сигнала до 95 кГц (**95E3**). Для этого вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Щелкните два раза на элементе **E1**. В открывшемся окне **NFV**. (рис. 15) нажмите кнопку **Expand...**

В появившемся окне **VALUE** вместо $\cos(2*\pi*t*1E3)$ введите $\cos(2*\pi*t*95E3)$.

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **OK**.

Построить график аналогового и дискретного сигналов (при $f = 0,95f_d$). Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 27). На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появятся графики аналогового и дискретного сигнала (рис. 32).

На нижнем графике отчетливо проявился эффект ложной частоты.

Данные графики занесите в соответствующий раздел отчета.

Аналогично уменьшите частоту косинусоидального сигнала до 31 кГц (**31E3**). Получите графики сигналов в этом случае. Сделайте вывод о возмож-

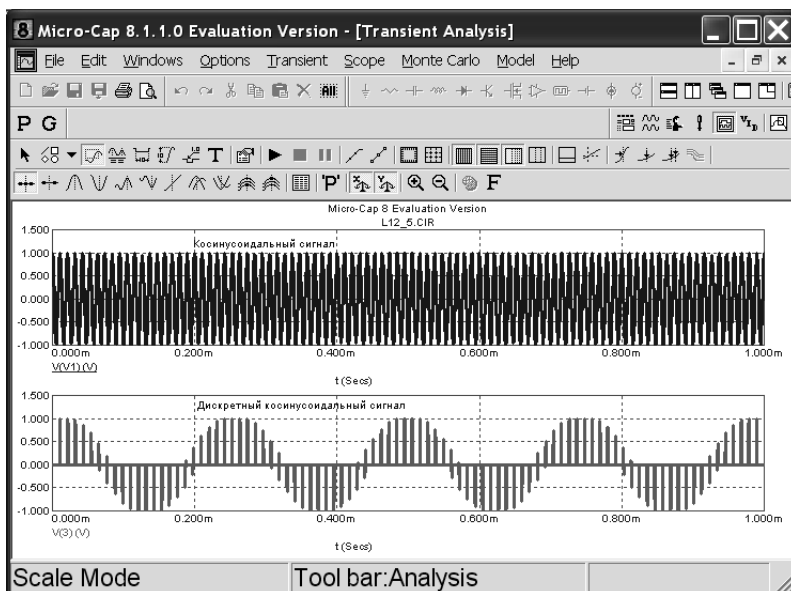


Рис. 32

ности восстановления данного аналогового сигнала. Проверти выполнение теоремы Котельникова. Занесите данные графики в соответствующий раздел отчета.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные данные с данными, полученными в предварительном расчете. Сделать выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Какие системы называются дискретными?
2. Как происходит преобразование аналоговых сигналов в дискретные?
3. Что называют отсчетами?
4. Какую величину называют тактовыми моментами?
5. Почему интервал дискретизации нельзя выбрать произвольным образом?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента;

графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.
3. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.

Лабораторная работа № 13

Спектральный анализ сигналов с применением ДПФ

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap получить дискретные спектры различных импульсных сигналов с использованием аппарата дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о дискретных сигналах стр. 276—277 [1], стр. 515—525 [2], стр. 8—20, 123—133 [3], 245—277 [4] и 187—204 [5]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Найти непрерывную спектральную плотность $F(j\omega)$ прямоугольного импульса (рис. 1)

$$u_1(t) = \begin{cases} U, & 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases} \text{ В,}$$

где t — время;

$\tau = 1$ мс — длительность импульса;

$U = 4$ В — амплитуда импульса.

В формате Micro-Cap эта формула записывается так:

VALUE = 4*(t <= 1m)

Если неравенство в скобках истинно, то четверка умножается на 1. Если t таково, что неравенство в скобках ложно, то четверка умножается на 0.

Построить график модуля непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты $|F(j\omega)|$.

3.2. Найти непрерывную спектральную плотность $F(j\omega)$ серии из трех прямоугольных импульсов показанных на рис. 2.

$\tau = 0,1$ мс — длительность импульса;

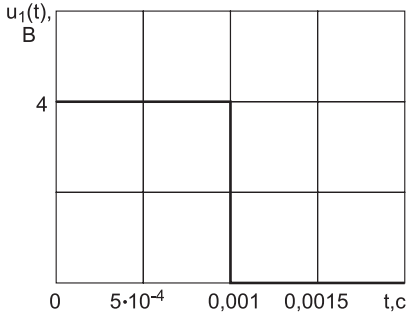


Рис. 1

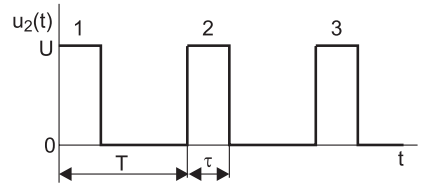


Рис. 2

$T = 0,4$ мс — период;

$U = 1$ В — амплитуда импульса.

Построить график модуля непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты $|F(j\omega)|$.

3.3. Найти непрерывную спектральную плотность $F(j\omega)$ затухающей синусоиды (рис. 3)

$$u_3(t) = \begin{cases} e^{-at} \sin(\omega_1 t), & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \text{ В,}$$

где t — время;

$a = 800$ 1/с — коэффициент;

$\omega_1 = 8000$ рад/с — угловая частота.

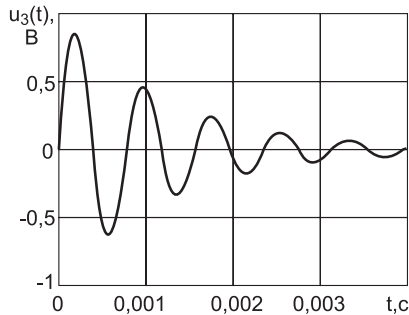


Рис. 3

Построить график модуля непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты $|F(j\omega)|$.

3.4. Найти непрерывную спектральную плотность $F(j\omega)$ прямоугольного радиоимпульса, образованного отрезком синусоиды (рис. 4).

$$u_4(t) = \begin{cases} \sin(\omega_1 t), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & 0 > t > \tau, \end{cases}$$

где $\omega_1 = 8000$ рад/с — угловая частота;

$T_1 = 2\pi/\omega_1$ — период синусоиды;

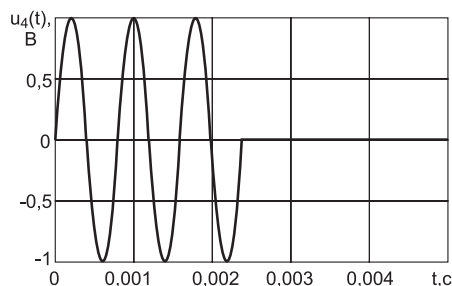


Рис. 4

$\tau = nT_1$ — длительность импульса;

$n = 3$ — целое число периодов за время τ .

Построить график модуля непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты $|F(j\omega)|$.

3.5. Найти непрерывную спектральную плотность $F(j\omega)$ серии из трех прямоугольных радиоимпульсов (из трех отрезков синусоид), показанных на рис. 5.

$\omega_1 = 8000$ рад/с — угловая частота;

$T_1 = 2\pi/\omega_1$ — период синусоиды;

$\tau = nT_1$ — длительность импульса;

$n = 3$ — целое число периодов за время τ ;

$T = 4T_1$ — период.

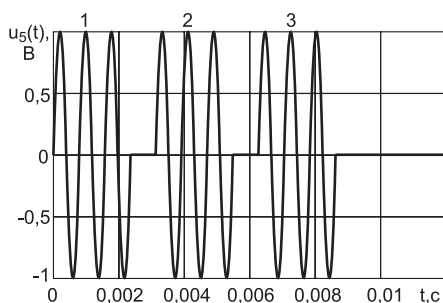


Рис. 5

Построить график модуля непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты $|F(j\omega)|$.

4 Порядок выполнения работы

Непрерывная спектральная плотность (преобразование Фурье, интеграл Фурье) вычисляется по следующей формуле

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt,$$

где $F(j\omega)$ — спектральная плотность;

$j = \sqrt{-1}$ — мнимая единица;

ω — угловая частота;

t — время;

$u(t)$ — абсолютно интегрируемый сигнал.

Например, убывающая экспонента (рис. 6)

$$u(t) = \begin{cases} e^{-t}, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \text{ В.}$$

Спектральная плотность этого сигнала будет равна

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-t} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{1 + j\omega}.$$

Модуль непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты будет равен

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2}}.$$

Кривая $|F(j\omega)|$ изображена на рис. 7.

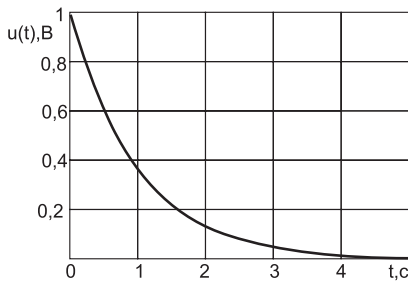


Рис. 6

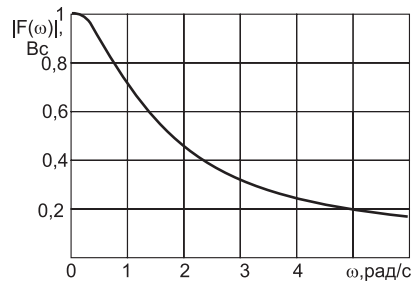


Рис. 7

Затухающая синусоида (рис. 3)

Спектральная плотность этого сигнала будет равна

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-at} \sin(\omega_1 t) e^{-j\omega t} dt = \frac{\omega_1}{(a + j\omega)^2 + \omega_1^2}.$$

Модуль непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты будет равен

$$|F(j\omega)| = \frac{\omega_1}{\sqrt{(a^2 + \omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4a^2\omega^2}}.$$

Отрезок синусоиды (рис. 4)

Спектральная плотность этого сигнала будет равна

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\tau} \sin(\omega_1 t) e^{-j\omega t} dt = \frac{\omega_1}{(\omega_1^2 - \omega^2)} \left(1 - e^{-j\frac{\omega}{\omega_1} n 2\pi} \right).$$

Модуль непрерывной спектральной плотности как функцию от частоты (при $\omega_1 \tau = 2\pi n$) будет равен

$$|F(j\omega)| = \left| \frac{\omega_1}{\omega_1^2 - \omega^2} \cdot 2 \sin\left(\frac{\omega}{\omega_1} n\pi\right) \right|.$$

Серия из трех прямоугольных импульсов (рис. 2)

Спектральная плотность этого сигнала (по теоремам линейности и запаздывания) будет равна

$$F(j\omega) = F_1(j\omega)(1 + e^{-j\omega T} + e^{-j2\omega T}),$$

где $F_1(j\omega)$ — спектральная плотность первого импульса в пакке.

Эту же формулу можно применить и к серии из трех синусоид (рис. 5).

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ)

В настоящее время большое значение придается цифровой обработке сигналов (ЦОС).

На практике вычисление спектральной плотности происходит с помощью цифровых вычислительных машин (рис. 8).



Рис. 8

Поэтому сигнал представляют в виде конечного числа дискретных отсчетов.

Пусть сигнал представлен последовательностью из N отсчетов

$$u(k), \quad 0 \leq k \leq N - 1.$$

Для того, чтобы из непрерывного сигнала $u(t)$ получить отсчеты, нужно положить $t = kT$, где T — интервал дискретизации во временной области (обычно эта величина постоянная и выбирается так, чтобы выполнялась теорема Котельникова); $k = 0, 1, \dots, N - 1$ — целые числа.

Прямым дискретным преобразованием Фурье называют последовательность вида

$$F(jn) = \sum_{k=0}^{N-1} u(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1.$$

Обратным дискретным преобразованием Фурье называют последовательность вида

$$u(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F(jn) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1.$$

Определенные выше преобразования Фурье, не являются единственно возможными. На практике применяют и альтернативные преобразования Фурье.

Пример. Рассчитаем ДПФ дискретного периодического сигнала, заданного на интервале своей периодичности шестью равноотстоящими отсчетами ($N = 6$)

$$u(k) = \{1, 1, 1, 0, 0, 0\}.$$

Этот дискретный сигнал (рис. 9) можно выразить с помощью следующей формулы

$$u(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } k = 0; \\ 1 & \text{if } k = 1; \\ 1 & \text{if } k = 2; \\ 0 & \text{if } k \geq 3, \end{cases}$$

где $k = 0, 1, \dots, 5$.

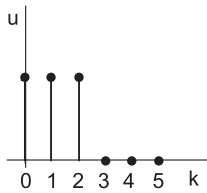


Рис. 9

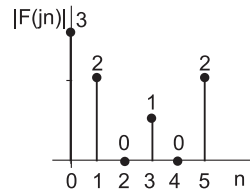


Рис. 10

В табл. 1 приведены результаты расчета ДПФ и его модуля (рис. 10).

k	0	1	2	3	4	5
$u(k)$	1	1	1	0	0	0
n	0	1	2	3	4	5
$F(jn)$	3	$1 - j1,732$	0	1	0	$1 + j1,732$
$ F(jn) $	3	2	0	1	0	2

Получим ДПФ для различных сигналов, с помощью ЭВМ.

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

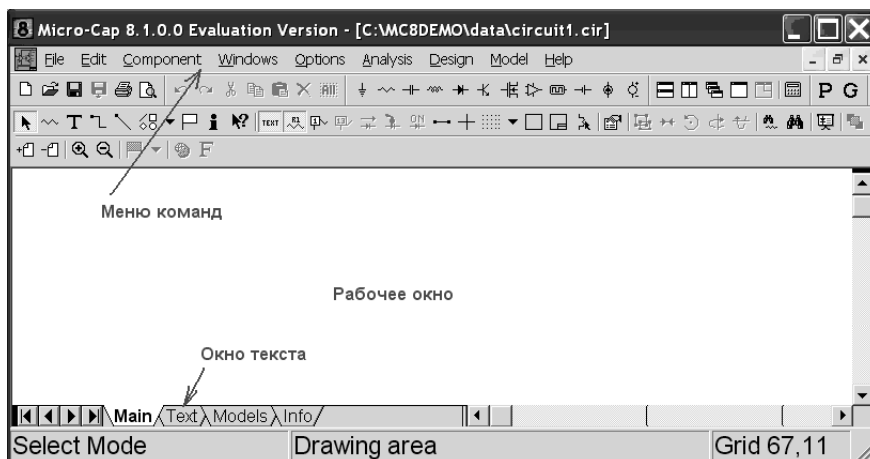


Рис. 11

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 11) собрать схему состоящую функционального источника сигнала и земли.

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод функционального источника сигнала

Ввести источник (E1) с формой сигнала в виде прямоугольного импульса (рис. 1). Откройте меню **Component\Analog Primitives\Function Sources** и выберите **NFV** (рис. 12).

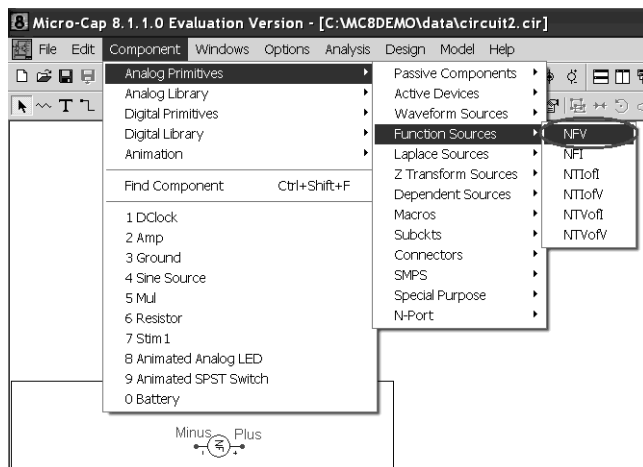


Рис. 12

Курсор примет форму графического изображения источника напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **NFV**. Введите **4*(t<1m)** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку (рис. 13).

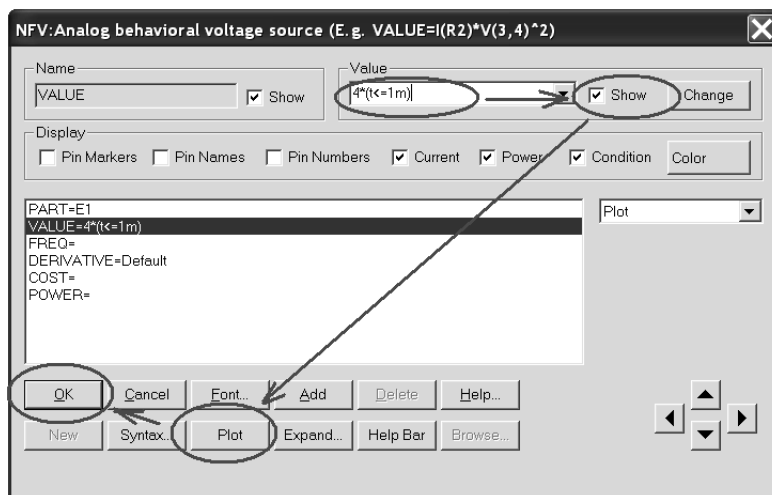


Рис. 13

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 14).

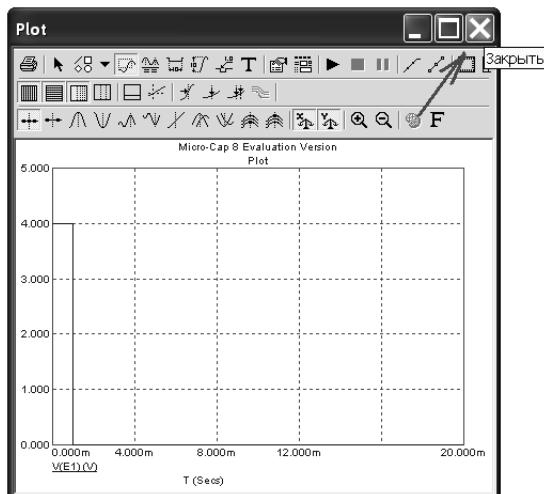


Рис. 14

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закрывать**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 13).

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 15).

Установите землю снизу от источника **E1** (рис. 16).

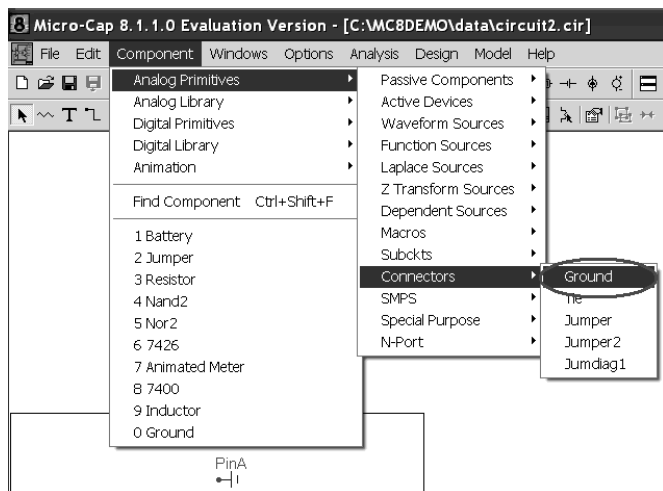


Рис. 15

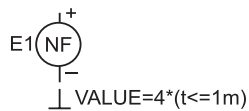


Рис. 16

4.2.5 Ввод проводников

Соедините источник с землей проводником. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» необходимое соединение (рис. 17).

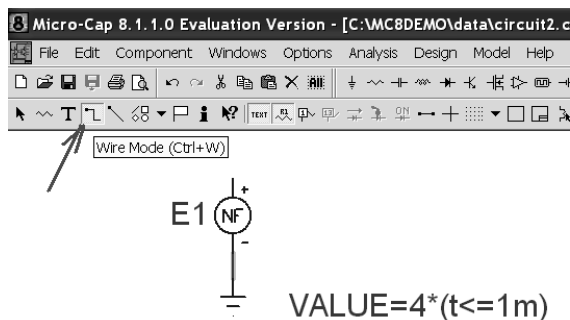


Рис. 17

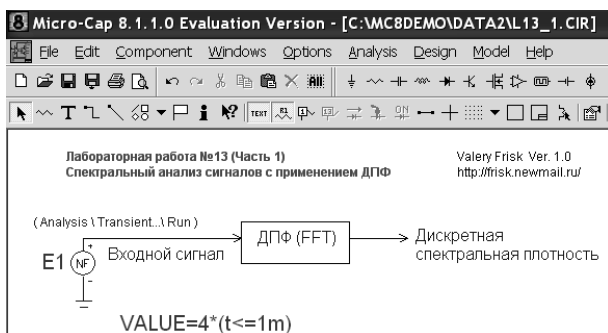


Рис. 18

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L13_1.CIR (File\Open...) (рис. 18).

4.3 Спектральный анализ сигналов

4.3.1 ДПФ прямоугольного импульса

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Построить график ДПФ (FFT) прямоугольного импульса. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 19).

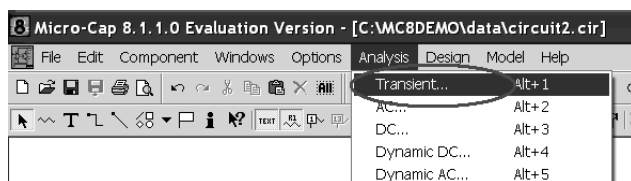


Рис. 19

На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемых графиков так, как показано на рис. 20.

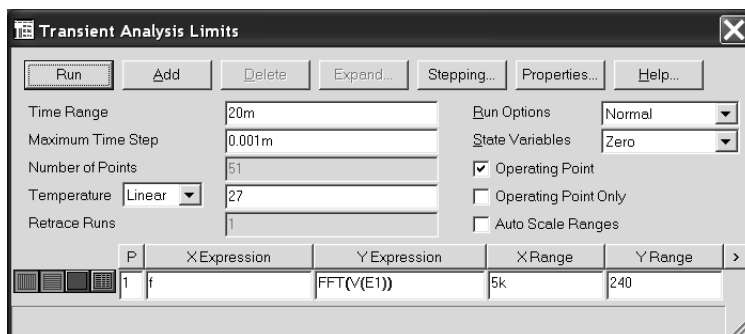


Рис. 20

Time Range «20m» — временной интервал (0...20 мс).

Maximum Time Step «0.001m» максимальный шаг (0,001 мс).

P номер окна «1», в котором будет построен график ДПФ.

X Expression «f» — аргумент функции.

Y Expression «FFT(V(E1))» — имя функции.

X Range «5k» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «240» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график ДПФ прямоугольного сигнала (рис. 21).

Замечание. Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.

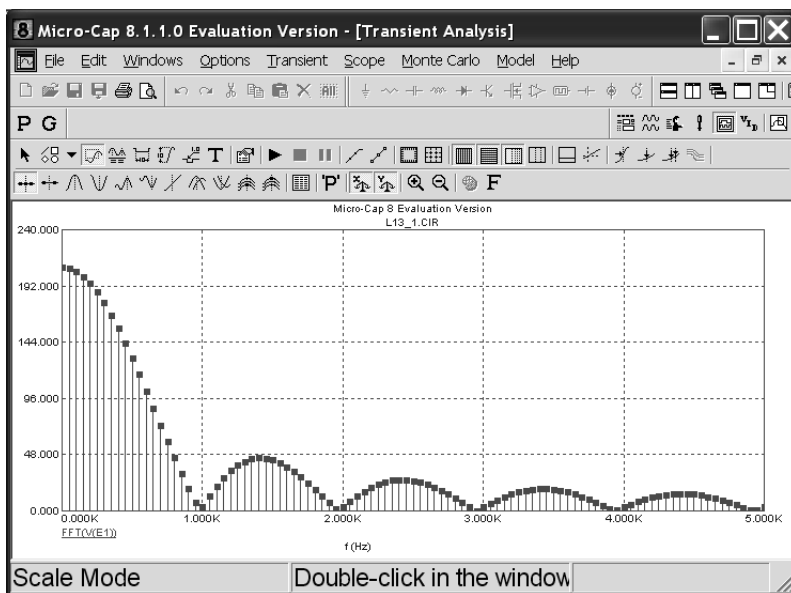


Рис. 21

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком, полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

4.3.2 ДПФ для трех прямоугольных импульсов

Построить график ДПФ (FFT) для сигнала состоящего из трех прямоугольных импульсов (рис. 2).

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените формулу сигнала. Для этого щелкните два раза на источнике **E1**. В появившемся окне **VALUE** вместо $4*(t < 1m)$ введите формулу для трех прямоугольных импульсов

$$1*(t > 0) - 1*(t > 0.1m) + 1*(t > 0.4m) - 1*(t > 0.5m) + \\ + 1*(t > 0.8m) - 1*(t > 0.9m).$$

Замечание. Для более удобного ввода щелкните на кнопке **Expand...**

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени рис. 22.

Закройте эти окна. Нажмите кнопку **OK**.

Построить график дискретной спектральной плотности введенного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 19). На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**. На экране появиться график ДПФ трех прямоугольных импульсов.

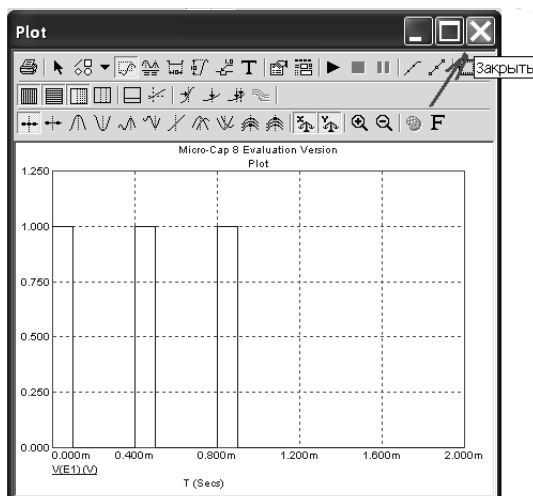


Рис. 22

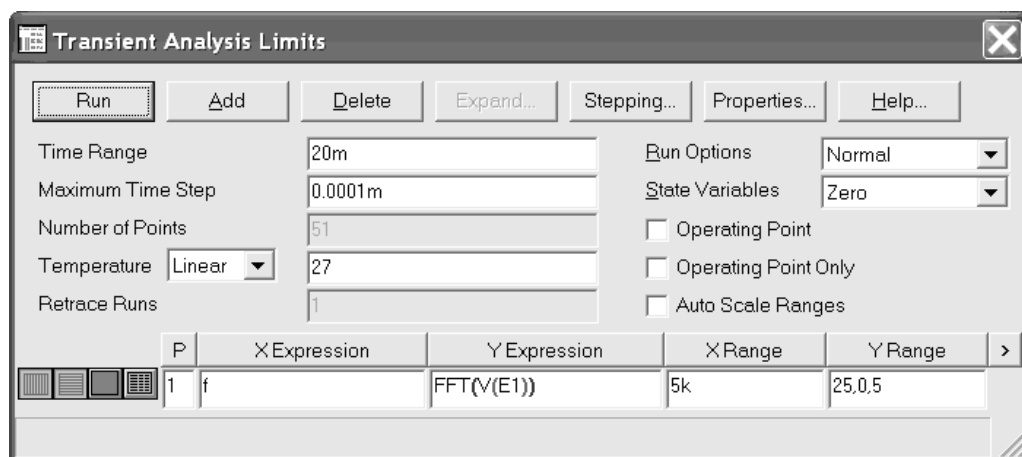


Рис. 23

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком, полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

4.3.3 ДПФ для затухающей синусоиды

Построить график ДПФ (FFT) для сигнала затухающей синусоиды (рис. 3).

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу F3. Измените формулу сигнала. Для этого щелкните два раза на источнике E1. В появившемся окне VALUE введите формулу для затухающей синусоиды $\exp(-800*t)*\sin(8000*t)$.

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени рис. 24.

Замечание. Для более удобного ввода щелкните на кнопке **Expand...**.

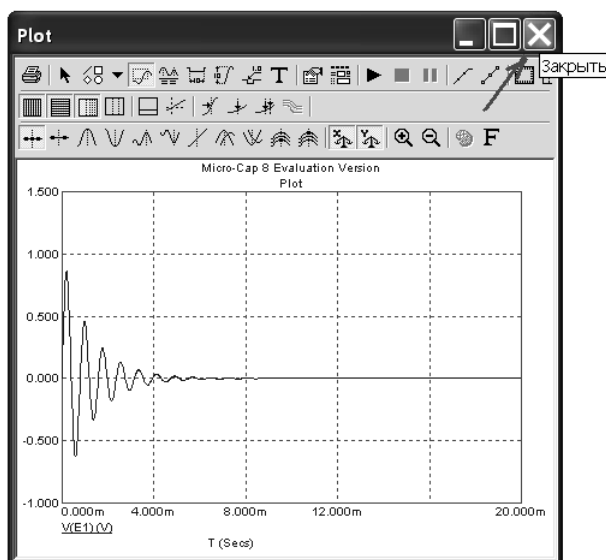


Рис. 24

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **ОК**.

Построить график дискретной спектральной плотности введенного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 19). На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run** (рис. 25).

На экране появиться график ДПФ затухающей синусоиды.

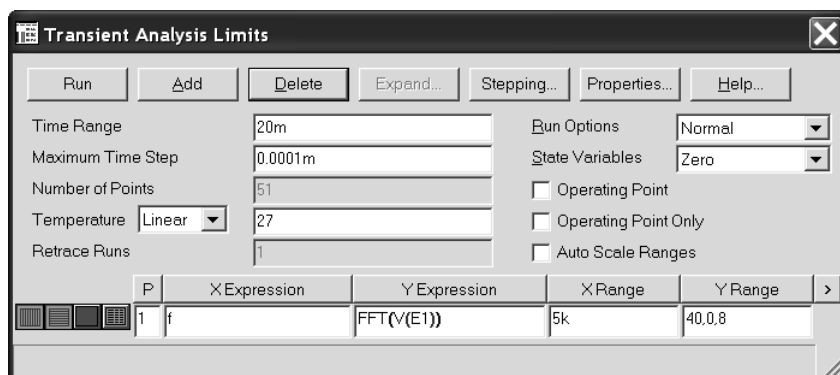


Рис. 25

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком, полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

4.3.4 ДПФ для отрезка синусоиды

Построить график ДПФ (FFT) для сигнала прямоугольного радиоимпульса, образованного отрезком синусоиды (рис. 4).

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените формулу сигнала. Для этого щелкните два раза на источнике **E1**. В появившемся окне **VALUE** введите формулу отрезка синусоиды $\sin(8000*t)*(t \geq 0) - \sin(8000*t)*(t \geq 2.356\text{m})$.

Замечание. Для более удобного ввода щелкните на кнопке **Expand...** .

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 26).

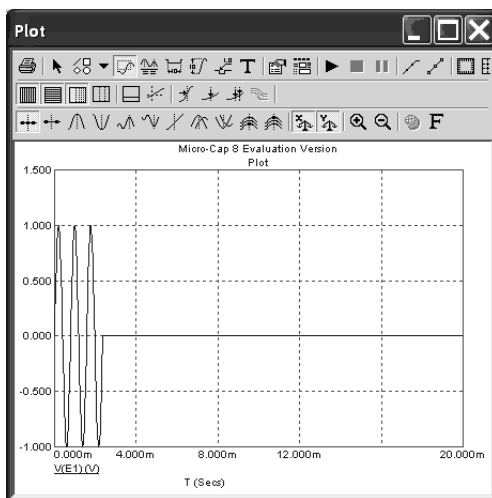


Рис. 26

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **OK**.

Построить график дискретной спектральной плотности введенного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 19). На экране появиться окно **Transient Analysis Limits**. Запустите построение, нажав кнопку **Run**. На экране появиться график ДПФ отрезка синусоиды.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

4.3.5 ДПФ для серии радиоимпульсов

Построить график ДПФ (FFT) для сигнала из серии трех прямоугольных радиоимпульсов (рис. 5).

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените формулу сигнала. Для этого щелкните два раза на источнике **E1**. В появившемся окне **VALUE** введите формулу для трех отрезков синусоиды

$$\begin{aligned} &\sin(8000*t)*(t \geq 0) - \sin(8000*t)*(t \geq 2.356m) + \sin(8000*t)* \\ &*(t \geq 3.142m) - \sin(8000*t)*(t \geq 5.498m) + \sin(8000*t)* \\ &*(t \geq 6.283m) - \sin(8000*t)*(t \geq 8.639m). \end{aligned}$$

Замечание. Для более удобного ввода щелкните на кнопке **Expand...**

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 27).

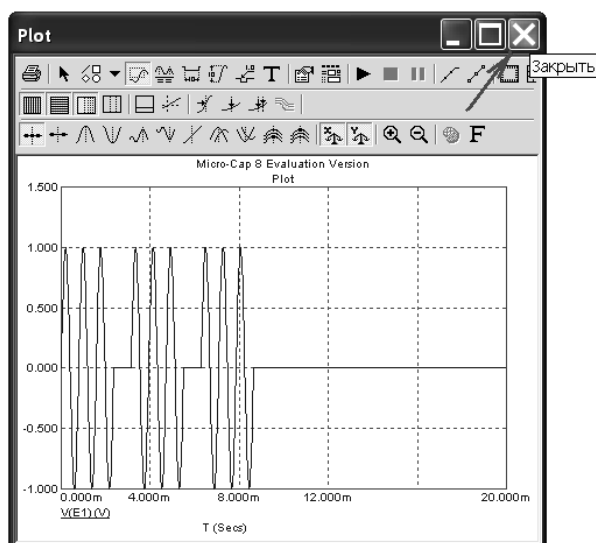


Рис. 27

Закройте эти окна. Нажмите кнопки **ОК**.

Построить график дискретной спектральной плотности введенного сигналов. Для этого в меню **Analysis** выберите команду **Transient...** (рис. 19). На экране появится окно **Transient Analysis Limits**. Самостоятельно подберите параметры для построения этого графика. Запустите построение, нажав кнопку **Run**. На экране появится график ДПФ серии радиоимпульсов.

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком, полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные данные с данными, полученными в предварительном расчете. Сделайте выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Что называется непрерывным и дискретным преобразованием Фурье (ДПФ)?
2. Какими свойствами обладает непрерывное преобразование Фурье?
3. Какими свойствами обладает ДПФ?
4. Что называется дискретным свертками?
5. Что называется быстрым преобразованием Фурье (БПФ)?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.
3. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.
4. Атабеков Г. И. Основы теории цепей. М.: Энергия, 1969. 424 с.
5. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. М.: Сов. радио, 1973. 368 с.

Лабораторная работа № 14

Исследование КИХ-фильтров

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap получить основные временные и частотные характеристики фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров).

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о КИХ-фильтрах стр. 272—275 [1], стр. 526—556 [2], стр. 8—20, 473—489 [3], и 7—53, 82—98 [4]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Найти передаточную функцию $H(z)$ трехзвенного КИХ-фильтра второго порядка, выполняющего функцию скользящего среднего (рис. 1).

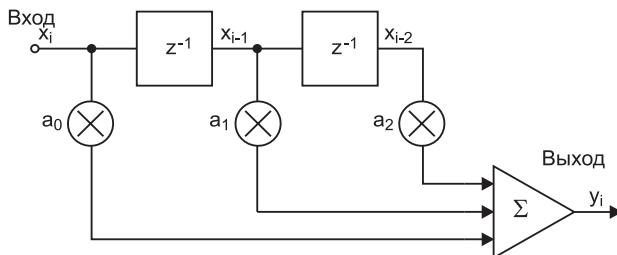


Рис. 1

Где

$y_i = a_0 x_i + a_1 x_{i-1} + a_2 x_{i-2}$ — алгоритм работы цифрового фильтра;

$a_0 = a_1 = a_2 = 1/3$ — коэффициенты.

3.2 Найти выражение для комплексного коэффициента передачи $H(j\omega T)$.

Построить графики АЧХ — $|H(j\omega T)|$ и ФЧХ — $\arg[H(j\omega T)]$ от частоты $\omega T \in [0, 2\pi]$ ($T = \text{const}$ — интервал дискретизации по времени) данного фильтра.

3.3. Получить реакцию данного КИХ-фильтра на ступенчатое воздействие (рис. 2).

Построить график y_i .

Получите импульсную характеристику данного фильтра. Постройте ее график.

3.4. Нарисуйте структурную схему четырехзвенного КИХ-фильтра ($N = 4$), выполняющего функцию скользящего среднего. Найдите его передаточную функцию $H(z)$. Постройте графики АЧХ и ФЧХ данного фильтра.

3.5. Нарисуйте структурную схему пятизвенного КИХ-фильтра ($N = 5$), выполняющего функцию скользящего среднего. Найдите его передаточную функцию $H(z)$. Постройте графики АЧХ и ФЧХ данного фильтра.

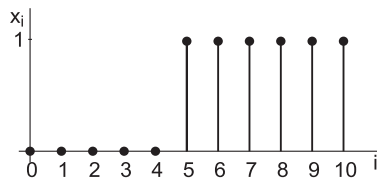


Рис. 2

4 Порядок выполнения работы

Цифровые фильтры обладают рядом преимуществ по сравнению с аналоговыми фильтрами:

- нет дрейфа из-за отсутствия реактивных компонентов;
- могут быть изготовлены в виде интегральных микросхем;
- легко программируются;
- могут перестраиваться путем изменения тактовой частоты;
- имеют высокую стабильность.

Рассмотрим структурную схему КИХ-фильтра (рис. 3).

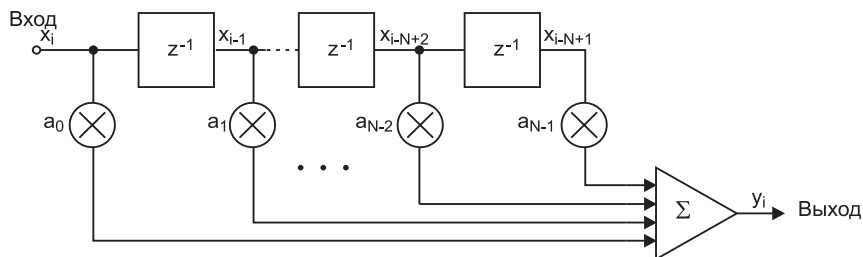


Рис. 3

Входные отсчеты x_i подаются на элементы задержки. Каждый отсчет умножается на коэффициенты фильтра a_i , и результаты умножения суммируются для получения выходных отсчетов y_i .

Данный КИХ-фильтр работает в соответствии со следующим алгоритмом

$$y_i = \sum_{k=1}^{N-1} a_k x_{i-k},$$

где N — число звеньев КИХ-фильтра;

a_k — коэффициенты (веса) фильтра;

x_i — входные отсчеты;

y_i — выходные отсчеты;
 $m = N - 1$ — порядок КИХ-фильтра.

Как видно из этого алгоритма, КИХ-фильтр проводит взвешенное суммирование предшествующих отсчетов входного сигнала.

Передаточная функция такого фильтра может быть выражена следующей формулой

$$H(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{N-1} z^{-(N-1)}.$$

Для получения частотных характеристик в $H(z)$ сделаем подстановку

$$z = e^{j\omega T}.$$

В результате частотный коэффициент передачи будет выражаться следующей формулой

$$H(j\omega T) = a_0 + a_1 e^{-j\omega T} + a_2 e^{-j2\omega T} + \dots + a_{N-1} e^{-j(N-1)\omega T},$$

где T — интервал дискретизации по времени.

Частотный коэффициент передачи в этом случае есть комплексная функция, поэтому ее можно представить в виде

$$H(j\omega T) = |H(j\omega T)| e^{j \arg[H(j\omega T)]},$$

где $|H(j\omega T)|$ — АЧХ фильтра и $\arg[H(j\omega T)]$ — ФЧХ фильтра.

Для реализации фильтра скользящего среднего выходные отсчеты вычисляются по следующему алгоритму

$$y_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{i-k}.$$

Передаточная функция такого фильтра выражается следующей формулой

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} z^{-k}.$$

Частотная характеристика данного фильтра представляется следующей формулой

$$H(\omega T) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-jk\omega T}.$$

Получим АЧХ КИХ-фильтра скользящего среднего с помощью ЭВМ (рис. 4).

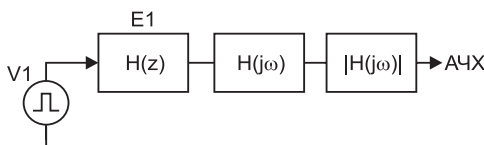


Рис. 4

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 5) собрать схему, состоящую из источника импульсных сигналов (**Voltage Source**), источник напряжения управляемый напряжением задаваемый передаточной функцией от z (**ZVofV**) и земли.

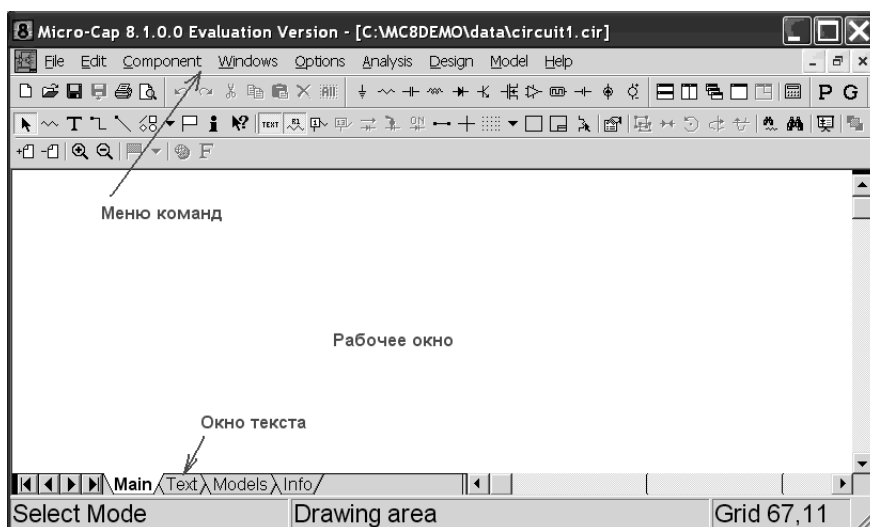


Рис. 5

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод импульсного источника напряжения

Ввести источник (**V1**) с формой сигнала в виде прямоугольных импульсов (рис. 4). Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Voltage Source** (рис. 6).

Курсор примет форму графического изображения источника напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Voltage Source**. Введите параметры импульсной последовательности **AC 1 Pulse 0 1 0 0 0 1M 2M** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку. Остальные параметры установите такими, как показанные на рис. 7.

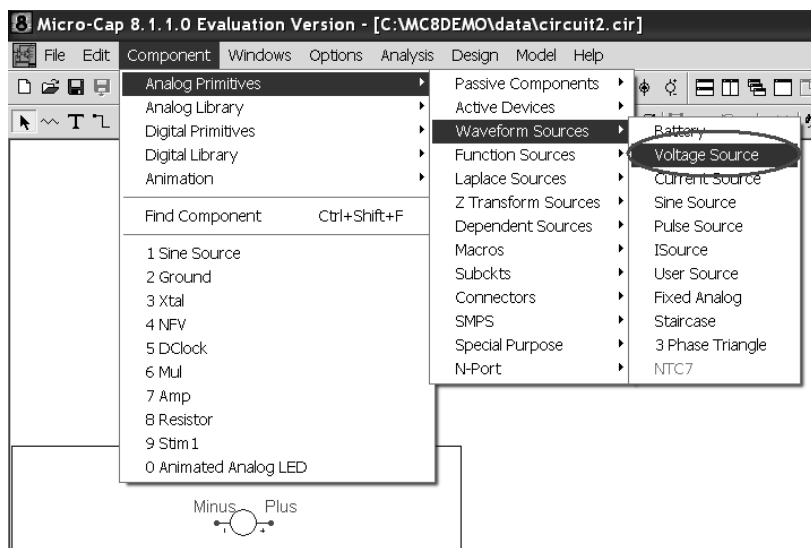


Рис. 6

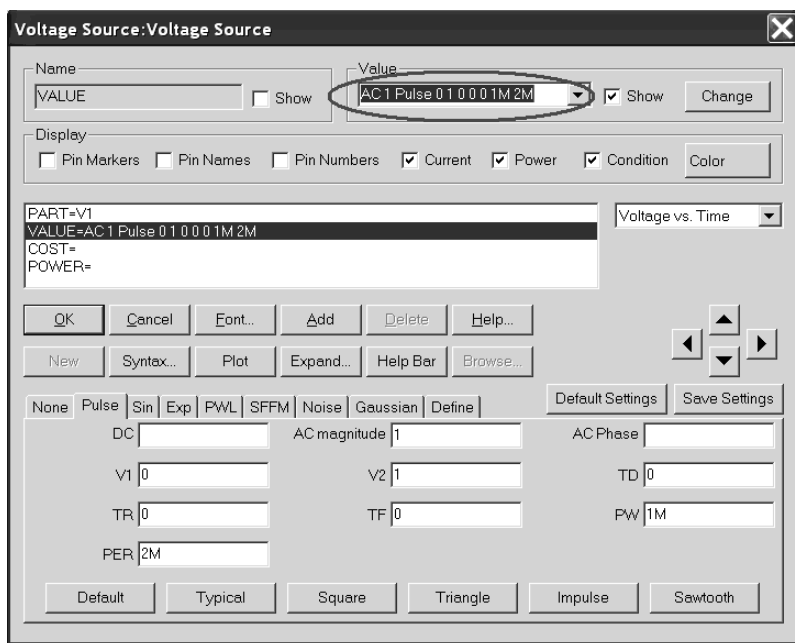


Рис. 7

Параметры импульсного сигнала показаны на рис. 8.

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 9).

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закреть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 7).

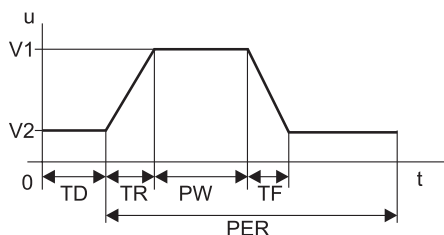


Рис. 8

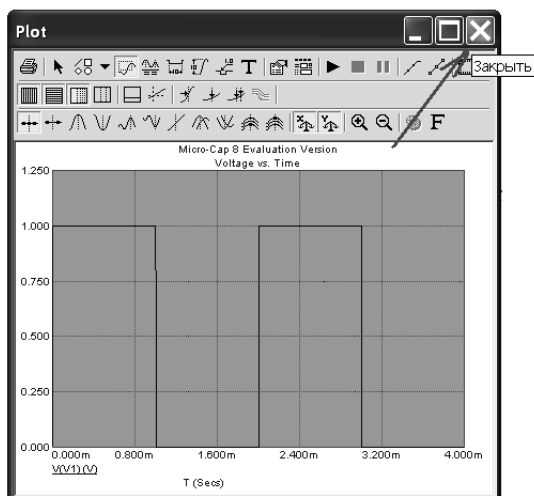


Рис. 9

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 10).

Установите землю, снизу от источника **V1**. Рядом установите еще одну земля для КИХ-фильтра (рис. 11).

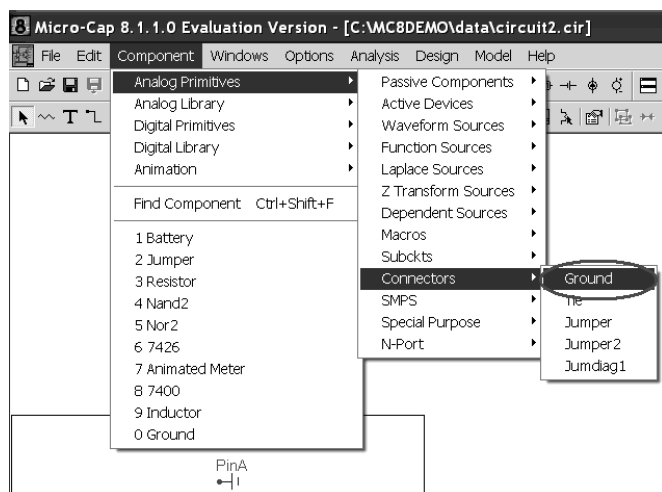


Рис. 10

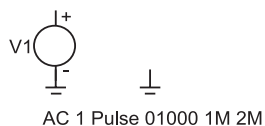


Рис. 11

4.2.3 Ввод трезвенного КИХ-фильтра

Ввести трехзвенный ($N = 3$) КИХ-фильтр **E1**, представленный системной функцией $H(z)$ (рис. 4), полученной в предварительном расчете (п. 3.1). Откройте меню **Component\Analog Primitives\Z Transform Sources** и выберите Z-источник напряжения, зависящий от напряжения **ZVofV** (рис. 12).

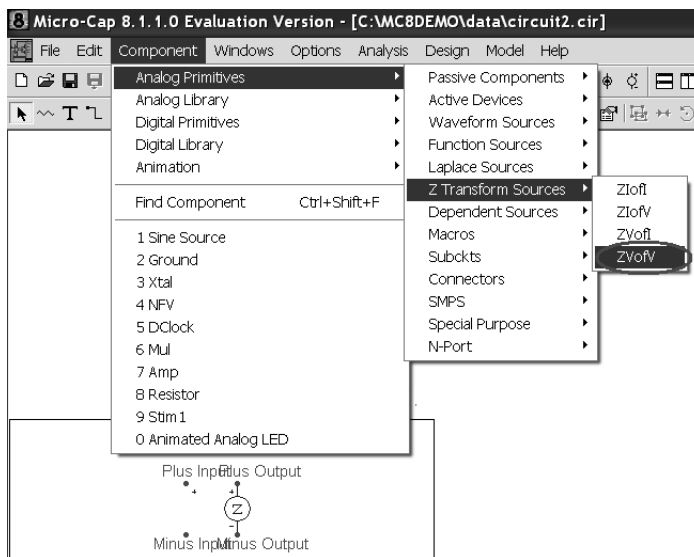


Рис. 12

Курсор примет форму графического изображения зависимого источника напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **ZVofV**.

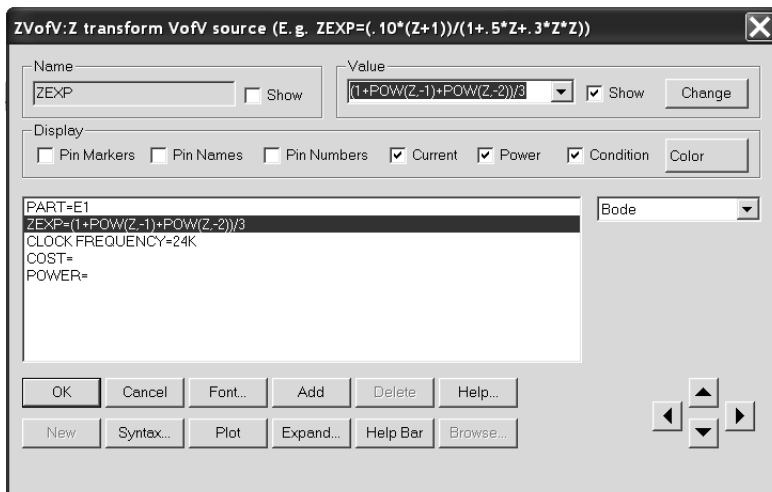


Рис. 13

Введите Z-формулу $H(z)$ $(1+POW(Z,-1)+POW(Z,-2))/3$ в окне **Value** (здесь $z^{-1} = POW(Z,-1)$ и $z^{-2} = POW(Z,-2)$), в окне **Show** установите галочку. Остальные параметры установите такими, как показанные на рис. 13.

4.2.4 Ввод проводников

Соедините источники с землей проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» необходимое соединение (рис. 14).

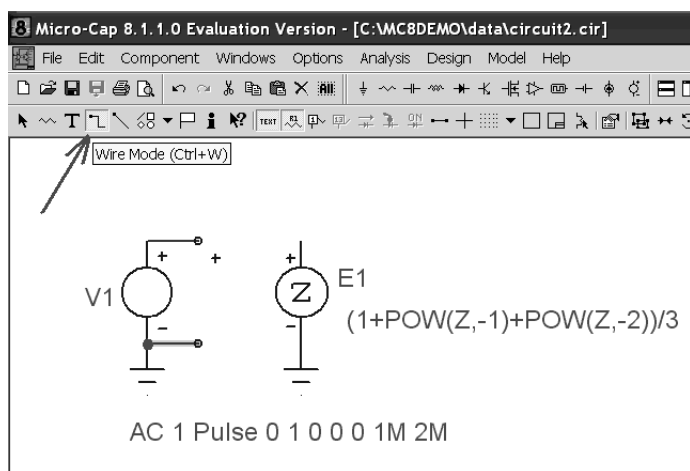


Рис. 14

В случае возникновения проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L14_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 15).

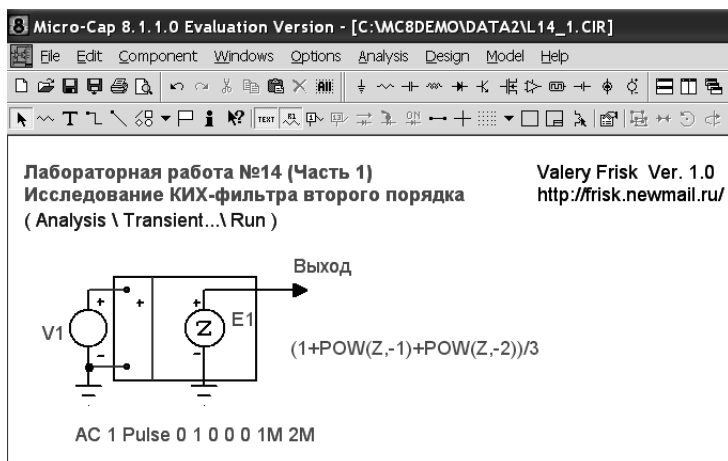


Рис. 15

4.3 АЧХ КИХ-фильтра

4.3.1 АЧХ трехзвенного КИХ-фильтра

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Построить график АЧХ трехзвенного КИХ-фильтра ($N = 3$). Для этого в меню **Analysis** выберите команду **AC...** (рис. 16).

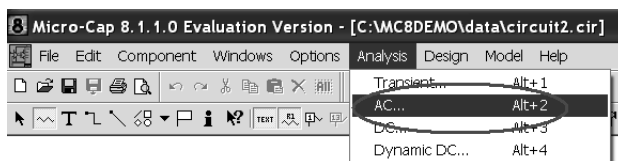


Рис. 16

На экране появиться окно **AC Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 17.

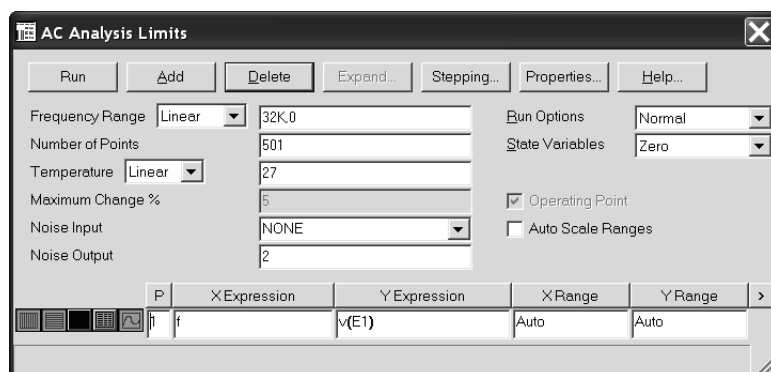


Рис. 17

Frequency Range «32K,0» — частотный интервал (0...32 кГц).

Number of Points «501» число точек.

P номер окна «1», в котором будет построен график АЧХ.

X Expression «f» — аргумент функции.

Y Expression «V(E1)» — имя функции.

X Range «Auto» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «Auto» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график АЧХ трехзвенного КИХ-фильтра (рис. 18).

***Замечание.** Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.*

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

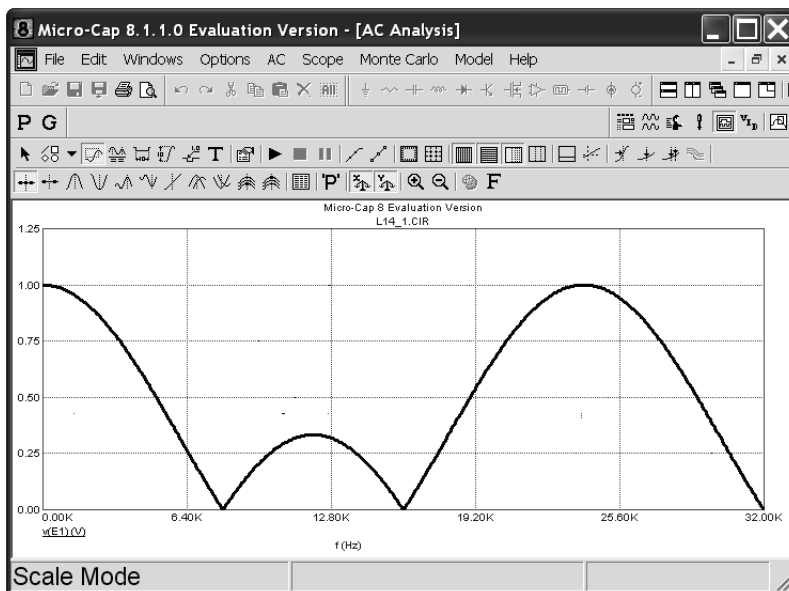


Рис. 18

4.3.2 АЧХ четырехзвенного КИХ-фильтра

Аналогично построить график АЧХ четырехзвенного КИХ-фильтра ($N = 4$).

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените формулу $H(z)$ полученную в предварительном расчете (п. 3.4).

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

4.3.3 АЧХ пятизвенного КИХ-фильтра

Аналогично построить график АЧХ пятизвенного КИХ-фильтра ($N = 5$).

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените формулу $H(z)$ полученную в предварительном расчете (п. 3.5).

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные данные с данными, полученными в предварительном расчете. Сделайте выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Что называется z -преобразованием?
2. Какими свойствами обладает z -преобразование?

3. Какие фильтры называются цифровыми?
4. Дайте определение передаточной функции цифрового фильтра?
5. Какие фильтры называются КИХ-фильтрами?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. школа, 1983. 536 с.
4. Богнер Р., Константи́нидис А. Введение в цифровую фильтрацию. М.: Мир, 1976. 108 с.

Лабораторная работа № 15

Исследование БИХ-фильтров

1 Цель работы

С помощью программы Micro-Cap получить основные временные и частотные характеристики фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтров).

2 Задание для самостоятельной подготовки

Изучить основные положения теории цепей о БИХ-фильтрах стр. 275—279 [1], стр. 540—556 [2], стр. 8—20, 489—493 [3], 351—376 [4] и 229—235 [5]. Выполнить предварительный расчет, письменно ответить на вопросы для самопроверки.

3 Предварительный расчет

3.1. Найти передаточную функцию $H(z)$ типового звена БИХ-фильтра первого порядка (рис. 1).

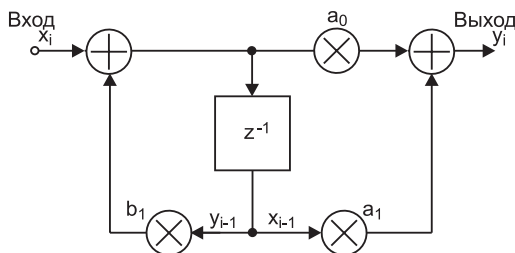


Рис. 1

Где:

$y_i = a_0 x_i + a_1 x_{i-1} + b_1 y_{i-1}$ — алгоритм работы цифрового фильтра первого порядка;

$a_0 = 0, a_1 = 1, b_1 = 0,4$ — коэффициенты.

Проверить фильтр на устойчивость.

Рассчитать и построить импульсную характеристику данного фильтра.

Найти выражение для комплексного коэффициента передачи $H(j\omega T)$.

Построить графики АЧХ — $|H(j\omega T)|$ от частоты $\omega T \in [0, 2\pi]$ ($T = \text{const}$ — интервал дискретизации по времени) данного фильтра для двух значений коэффициента b_1 ($b_1 = 0,4$, $b_1 = -0,4$).

3.2. Найти передаточную функцию $H(z)$ типового звена БИХ-фильтра второго порядка (рис. 2).

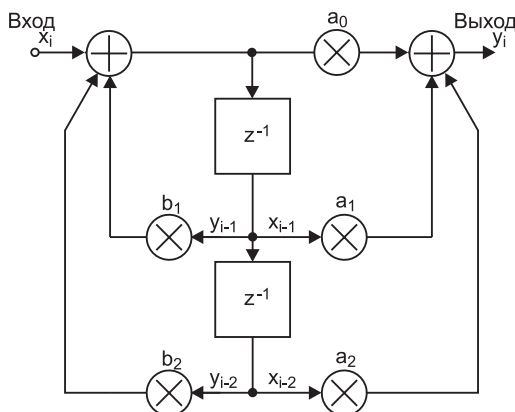


Рис. 2

Где

$y_i = a_0 x_i + a_1 x_{i-1} + a_2 x_{i-2} + b_1 y_{i-1} + b_2 y_{i-2}$ — алгоритм работы цифрового фильтра первого порядка;

$a_0 = 1$, $a_1 = 1$, $a_2 = -2$, $b_1 = 0,2$, $b_2 = -0,4$ — коэффициенты.

Проверить фильтр на устойчивость.

Рассчитать и построить импульсную характеристику данного фильтра.

Найти выражение для комплексного коэффициента передачи $H(j\omega T)$.

Построить графики АЧХ — $|H(j\omega T)|$ от частоты $\omega T \in [0, 2\pi]$ ($T = \text{const}$) данного фильтра.

4 Порядок выполнения работы

БИХ-фильтры обладают рядом свойств:

- имеют обратную связь (рекурсия);
- импульсная характеристика имеет бесконечную длительность;
- потенциально нестабильны;
- в общем случае имеют нелинейную фазочастотную характеристику;
- более эффективны, чем КИХ-фильтры;
- могут проектироваться по характеристикам аналоговых прототипов;

Рассмотрим структурную схему БИХ-фильтра (рис. 3).

Входные отсчеты x_i и выходные отсчеты y_i подаются на элементы задержки. Каждый отсчет умножается на соответствующие коэффициенты фильтра a_k , или b_k . Результаты умножения суммируются для получения выходных отсчетов.

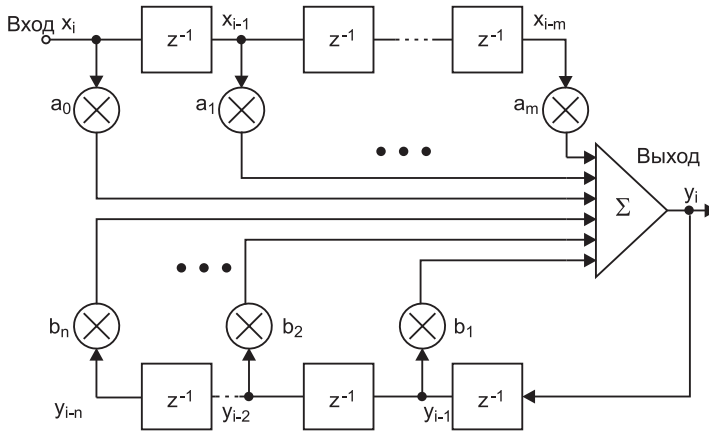


Рис. 3

Данный БИХ-фильтр работает в соответствии со следующим алгоритмом

$$y_i = \sum_{k=0}^m a_k x_{i-k} + \sum_{k=1}^n b_k y_{i-k},$$

где a_k — коэффициенты (веса) прямой связи;

b_k — коэффициенты (веса) обратной связи;

x_i — входные отсчеты;

y_i — выходные отсчеты.

Как видно из этого алгоритма, БИХ-фильтр проводит взвешенное суммирование предшествующих отсчетов не только входного, но и выходного сигнала.

Передаточная функция такого фильтра может быть выражена следующей формулой

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^m a_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^n b_k z^{-k}}.$$

Например, для БИХ-фильтра первого порядка ($m = n = 1$) передаточная функция будет иметь следующий вид

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1}}.$$

БИХ-фильтр второго порядка ($m = n = 2$) будет иметь передаточную функцию следующего вида

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}}.$$

Для получения частотных характеристик в $H(z)$ сделаем подстановку

$$z = e^{j\omega T},$$

где T — интервал дискретизации по времени.

Частотный коэффициент передачи в этом случае есть комплексная функция, поэтому ее можно представить в виде

$$H(j\omega T) = |H(j\omega T)| e^{j \arg[H(j\omega T)]},$$

где $|H(j\omega T)|$ — АЧХ фильтра и $\arg[H(j\omega T)]$ — ФЧХ фильтра.

БИХ-фильтра будет устойчивым, если полюсы его передаточной функции

$$1 - \sum_{k=1}^n b_k z^{-k} = 0$$

лежат внутри единичной окружности z -плоскости (рис. 4).

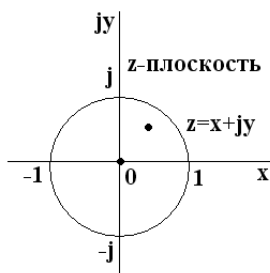


Рис. 4

Следовательно, БИХ-фильтра первого порядка ($m = n = 1$) будет устойчивым, если $|b_1| < 1$.

Получим АЧХ БИХ-фильтра первого порядка ($m = n = 1$) и АЧХ БИХ-фильтра второго порядка ($m = n = 2$) с помощью ЭВМ (рис. 5).

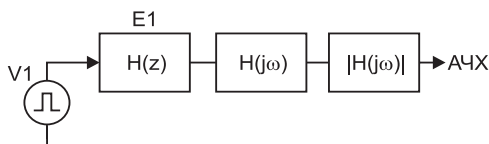


Рис. 5

4.1 Запуск программы схемотехнического моделирования Micro-Cap

Включить ЭВМ и запустить программу Micro-Cap

C:\MC8DEMO\mc8demo.exe

или

ПУСК\Все программы\Micro-Cap Evaluation 8\Micro-Cap Evaluation 8.0.

В появившемся окне **Micro-Cap 8.1.0.0 Evaluation Version** (рис. 6) собрать схему состоящую из источника импульсных сигналов (**Voltage Source**), источ-

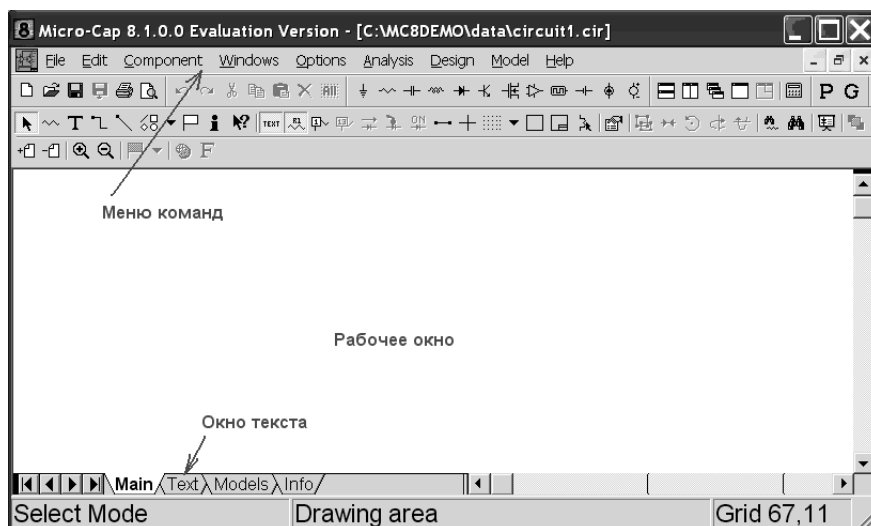


Рис. 6

ник напряжения управляемый напряжением задаваемый передаточной функцией от z (**ZVofV**) и земли.

4.2 Сборка схемы

4.2.1 Ввод импульсного источника напряжения

Ввести источник (**V1**) с формой сигнала в виде прямоугольных импульсов (рис. 5). Откройте меню **Component\Analog Primitives\Waveform Sources** и выберите **Voltage Source** (рис. 7).

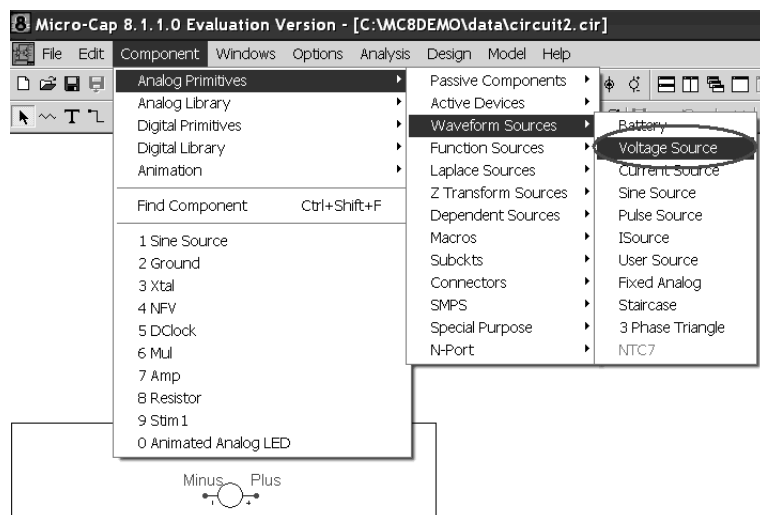


Рис. 7

Курсор примет форму графического изображения источника напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **Voltage Source**. Введите параметры импульсной последовательности **AC 1 Pulse 0 1 0 0 1M 2M** в окне **Value**, в окне **Show** установите галочку. Остальные параметры установите такими, как показанные на рис. 8.

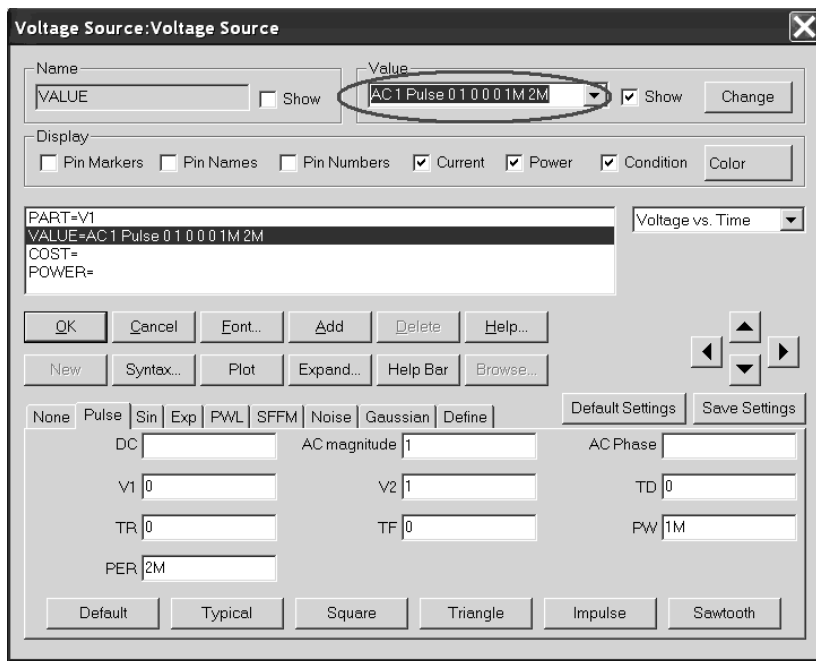


Рис. 8

Параметры импульсного сигнала показаны на рис. 9.

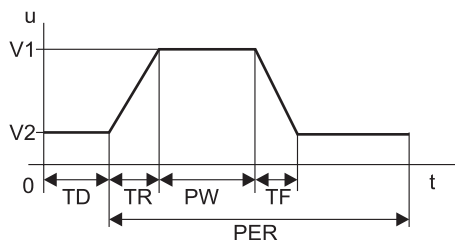


Рис. 9

Убедитесь, что источник правильно работает. Щелкните мышкой на кнопке **Plot**. Появится окно **Plot** с зависимостью напряжения источника от времени (рис. 10).

Закройте это окно, щелкнув на кнопке **Закреть**. Нажмите кнопку **ОК** (рис. 8).

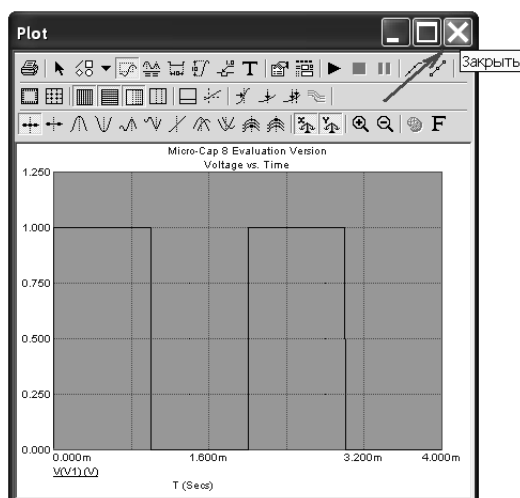


Рис. 10

4.2.2 Ввод земли

Откройте меню **Component\Analog Primitives\Connectors** и выберите землю **Ground** (рис. 11).

Установите землю, снизу от источника **V1**. Рядом установите еще одну земля для БИХ-фильтра (рис. 12).

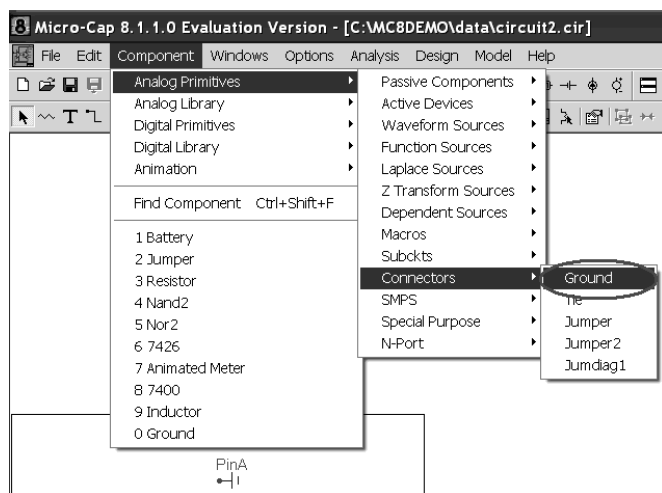


Рис. 11

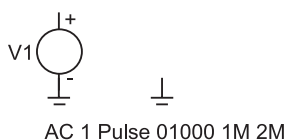


Рис. 12

4.2.3 Ввод БИХ-фильтра первого порядка

Ввести БИХ-фильтр **E1** первого порядка представленный системной функцией $H(z)$ (рис. 5) полученной в предварительном расчете (п. 3.1). Откройте меню **Component\Analog Primitives\Z Transform Sources** и выберите Z-источник напряжения зависящий от напряжения **ZVofV** (рис. 13).

Курсор примет форму графического изображения зависимого источника напряжения. Поместите его на рабочее окно. Зафиксируйте это положение, щелкнув левой клавишей мыши. Появится окно **ZVofV**.

Введите Z-формулу $H(z)$ для БИХ-фильтра первого порядка $1/(1-0.4*POW(Z,-1))$ в окне **Value** (здесь $z^{-1} = POW(Z,-1)$), в окне **Show** установите галочку. Остальные параметры установите такими, как показанные на рис. 14.

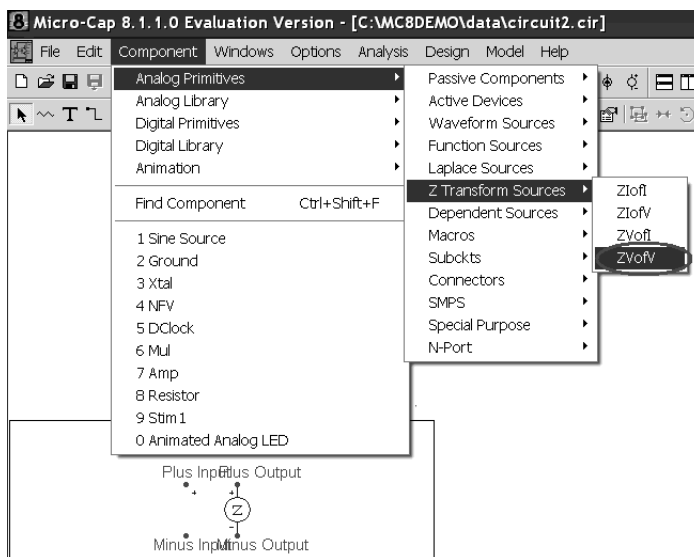


Рис. 13

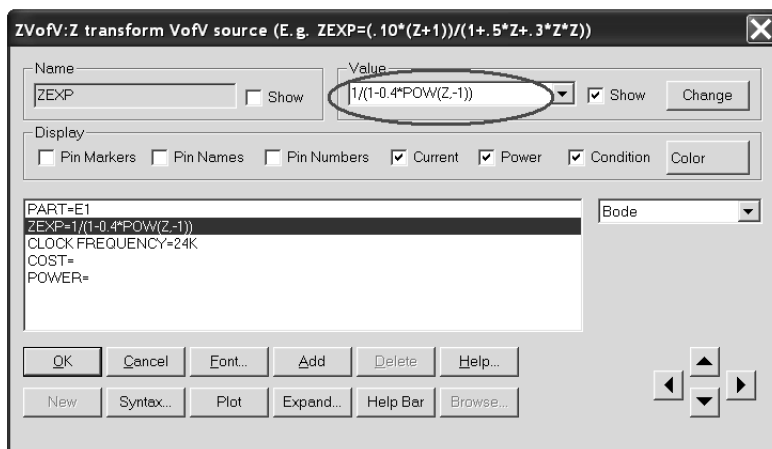


Рис. 14

4.2.4 Ввод проводников

Соедините источники с землей проводниками. Для этого нажмите на кнопку ввода ортогональных проводников **Wire Mode** и, удерживая левую кнопку мыши, «прочертите» необходимое соединение (рис. 15).

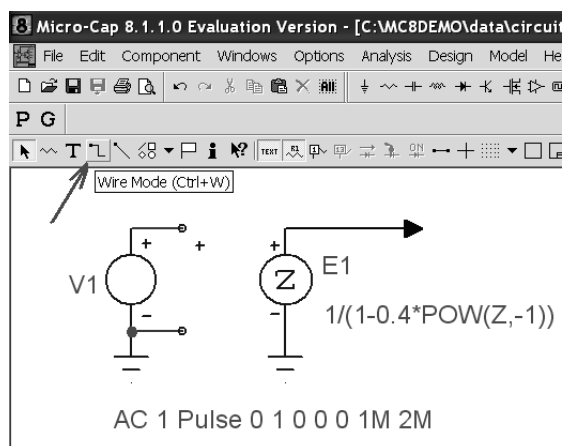


Рис. 15

В случае возникновении проблем загрузите с сайта поддержки учебного процесса (<http://frisk.newmail.ru/>) файл L15_1.CIR (**File\Open...**) (рис. 16).

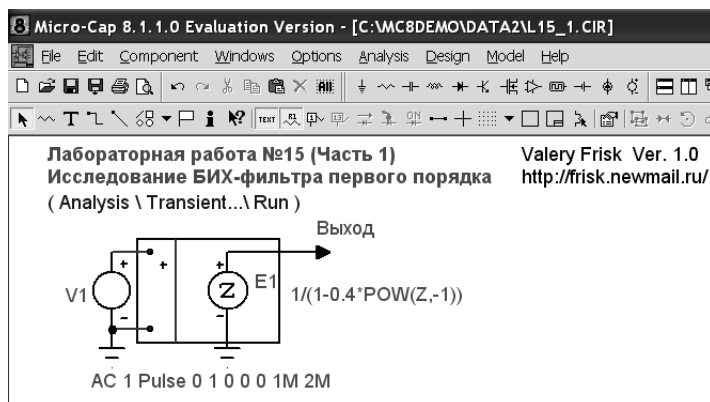


Рис. 16

4.3 АЧХ БИХ-фильтра

4.3.1 АЧХ БИХ-фильтра первого порядка

Убедитесь, что введены все элементы правильно.

Построить график АЧХ БИХ-фильтра первого порядка ($a_0 = 0$, $a_1 = 1$, $b_1 = 0,4$). Для этого в меню **Analysis** выберите команду **AC...** (рис. 17).

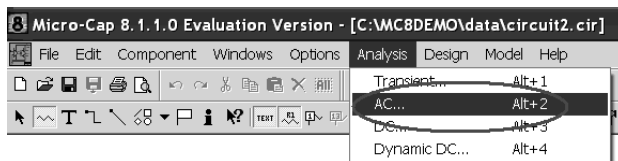


Рис. 17

На экране появиться окно **AC Analysis Limits**, в котором задайте параметры построения требуемого графика так, как показано на рис. 18.

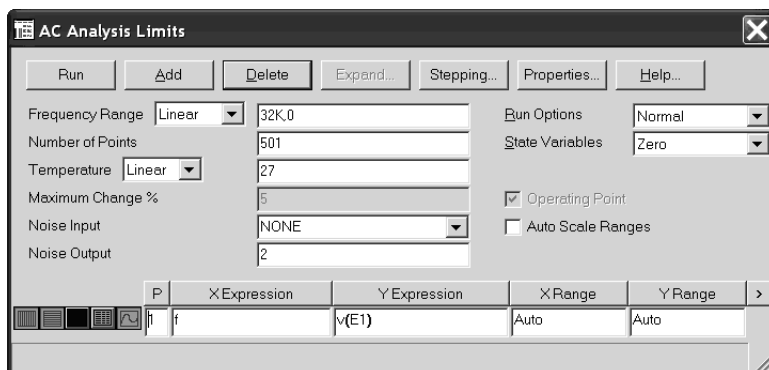


Рис. 18

Frequency Range «32K,0» — частотный интервал (0...32 кГц).

Number of Points «501» число точек.

P номер окна «1», в котором будет построен график АЧХ.

X Expression «f» — аргумент функции.

Y Expression «V(E1)» — имя функции.

X Range «Auto» — интервал отображения аргумента по оси X.

Y Range «Auto» — интервал отображения функции по оси Y.

Запустите построение, нажав кнопку **Run**.

На экране появиться график АЧХ трехзвенного БИХ-фильтра первого порядка (рис. 19).

***Замечание.** Если кривая не появилась, то на клавиатуре нажмите клавишу **F9** и убедитесь, что все величины для построения графика введены правильно. Нажмите вновь кнопку **Run**.*

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком, полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод о характере кривых.

Повторите построение АЧХ данного фильтра для $a_0 = 0$, $a_1 = 1$, $b_1 = -0,4$. Для этого вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените коэффициент b_1 в формуле $H(z)$.

Сравните полученный график АЧХ с графиком, построенным в предварительном расчете. Сделайте вывод о характере кривых.

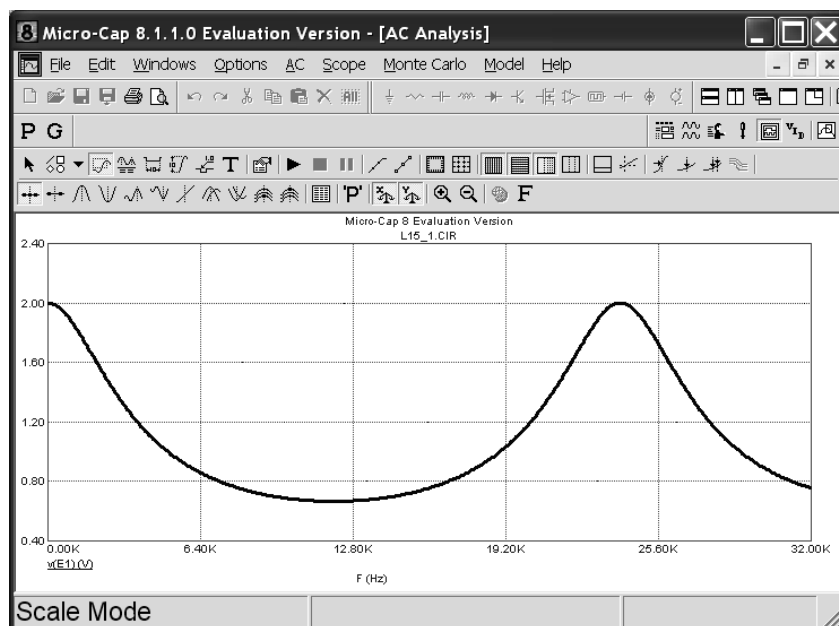


Рис. 19

4.3.2 АЧХ БИХ-фильтра второго порядка

Аналогично построить график АЧХ БИХ-фильтра второго порядка.

Вернитесь к исходной схеме, нажав на клавиатуре клавишу **F3**. Измените формулу $H(z)$ на формулу для БИХ-фильтра второго порядка полученную в предварительном расчете (п. 3.2).

Данный график занесите в соответствующий раздел отчета. Сравните его с графиком, полученным в предварительном расчете. Сделайте вывод.

5 Обработка результатов машинного эксперимента

Сравнить полученные данные с данными, полученными в предварительном расчете. Сделайте выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Какие фильтры называются БИХ-фильтрами?
2. Приведите условие устойчивости БИХ-фильтров.
3. Дайте определение импульсной характеристики цифрового фильтра?
4. Дайте определение передаточной функции цифрового фильтра?
5. Какова связь между импульсной и частотной характеристиками цифрового фильтра?

7 Содержание отчета

Отчет оформляется в формате MS Word. Шрифт Times New Roman 14, полуторный интервал.

Для защиты лабораторной работы отчет должен содержать следующий материал: титульный лист; цель работы; результаты машинного эксперимента; графики исследуемых зависимостей; выводы. К отчету должны быть приложены в напечатанном виде вопросы для самопроверки и ответы на них.

8 Литература

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Радио и связь, 2003. 592 с.
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. школа, 1983. 536 с.
4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
5. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.

Глава вторая

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ОС И РПрУ

РАЗДЕЛ 1

Описание лабораторных работ по ОС

В разделе 1 изучаются узлы последетекторной обработки аналоговых сигналов, устройств воспроизведения сигналов, усилителей низкой частоты.

В основу электронных моделей отдельных узлов положены макеты лабораторных работ, существующие в лабораторном практикуме МТУСИ (с сохранением нумерации).

Исследуются базовые каскады с применением наиболее распространенных реальных электронных схем на основе отечественной элементной базы. Все лабораторные работы содержат предварительный расчет с использованием упрощенных моделей активных элементов. Машинный эксперимент, основанный на применении современных нелинейных моделей активных элементов, позволяет провести более точный расчет с последующим сравнением полученных результатов.

Подробный компьютерный анализ проведен для двухкаскадного резисторного усилителя с резистивно-емкостной связью с использованием его эквивалентной схемы, в том числе эквивалентной схемы биполярного транзистора (схема Джаколетто). Одновременно проведен анализ этого усилителя на основе принципиальной схемы каскада и применения нелинейной модели биполярного транзистора Гумеля — Пуна.

Анализ частотных свойств эмиттерного повторителя и резисторного каскада проводился одновременно с использованием принципиальных схем каскадов и выводом результатов в одну систему координат, что позволило наглядно сравнить их частотные свойства.

Аналогично исследуются две различные схемы коррекции в области НЧ и ВЧ, наглядно отображая их сравнительную эффективность.

Модель типичной схемы выходного каскада с использованием ОУ позволяет познакомиться с особенностями построения усилителей постоянного тока, особенностями их использования, изучить способы улучшения их характеристик.

Лабораторная работа № 1

РЕЗИСТОРНЫЙ КАСКАД ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

1 Цель работы

Изучение физических принципов действия и определение основных технических характеристик резисторного каскада предварительного усиления;

машинное моделирование и анализ свойств каскада предварительного усиления с использованием пакета программ анализа аналоговых схем Micro-CAP 8 (MC8).

2 Задание

2.1 Расчетная часть

Используя данные о величине параметров компонентов принципиальной схемы усилителя (рис. 1.1) и применяемых транзисторов:

2.1.1. Рассчитать параметры эквивалентной схемы Джаколетто транзисторов VT1 и VT2 для указанных в приложении режимов по постоянному току.

2.1.2. Нарисовать полную эквивалентную схему усилителя, изображенного на рис. 1.1, с применением эквивалентной схемы Джаколетто для транзисторов VT1, VT2, справедливую для всей области частот.

2.1.3. Рассчитать коэффициент усиления каскада на транзисторе VT1 по напряжению K и ЭДС K^* , на средней частоте.

2.1.4. Рассчитать значение верхней частоты f_v каскада на транзисторе VT1, определяемой влиянием только входной цепи каскада на транзисторе VT2, для величины коэффициента частотных искажений $M_v = 3$ дБ.

2.1.5. Рассчитать значение нижней частоты f_n выходной цепи каскада на транзисторе VT1, определяемой только влиянием разделительной емкости $C3$ (рис. 1.1) для $M_n = 3$ дБ.

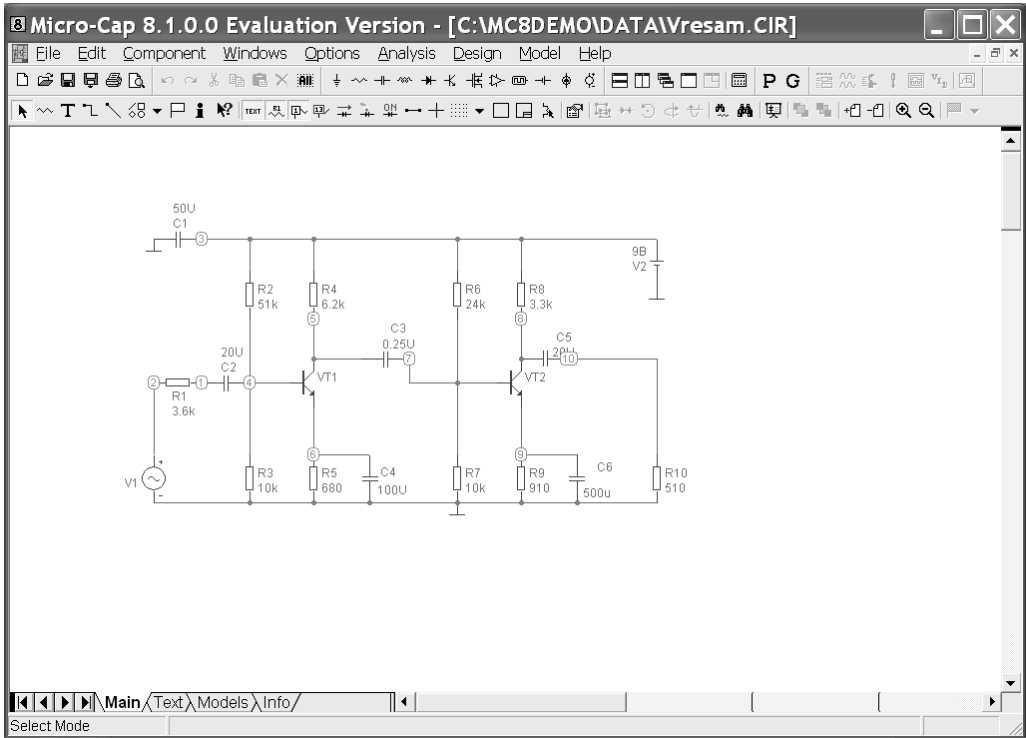


Рис. 1.1

2.2 Экспериментальная часть

2.2.a. Для компьютерной модели усилителя, реализующего принципиальную схему (рис. 1.1):

2.2.1. Получить АЧХ усилителя на транзисторе VT1 и оценить коэффициенты усиления K и K^* на средней частоте.

2.2.2. Оценить значения f_n и f_b по рассчитанным в п. 2.2.1 АЧХ каскада.

2.2.3. Получить АЧХ усилителя (K) на транзисторе VT1 при пошаговом уменьшении только емкости $C4$ в тысячу раз, а затем, при увеличении только $C3$ в тысячу раз, при сохранении значений величин остальных элементов указанных в схеме.

Проделать аналогичный эксперимент при уменьшении $R4$ в пять раз.

2.2.b. Для полной эквивалентной схемы усилителя:

2.2.4. Получить АЧХ усилительного каскада на транзисторе VT1, определить значения коэффициентов усиления K и K^* на средней частоте.

2.2.5. Оценить значения f_n и f_b по рассчитанным в п. 2.2.4 АЧХ.

Сделать выводы о совпадении результатов предварительного расчета и, полученных при машинном моделировании, значений K , K^* и f_n , f_b каскада на транзисторе VT1; о степени совпадения результатов машинного моделирования при использовании различных моделей транзистора: Эберса — Молла (п. 2.2.1) и Джиаклетто (п. 2.2.3); о влиянии на АЧХ изменения величины элементов $C3$, $C4$, $R4$ и $R4$ на K , K^* и форму АЧХ.

3 Описание принципиальной схемы усилителя

Исследуются свойства первого каскада двухкаскадного усилителя с резистивно-емкостной связью на биполярных транзисторах КТ 316В, представленного принципиальной схемой, рис. 1.1.

Резисторы R2, R3 обеспечивают подачу смещения на базу биполярного транзистора VT1, образуя в месте с R5 цепь эмиттерной стабилизации его режима. Через резистор R4, включенный в управляемый электрод, подается питающее напряжение. Одновременно он является элементом схемы с которого снимается усиленное напряжение (является частью сопротивления нагрузки каскада). Конденсатор C2 исключает протекание постоянной составляющей тока источника питания через источник сигнала, C3 разделяют по постоянному току каскады, C4 устраняет в каскаде отрицательную обратную связь по переменному току при сохранении отрицательной связи по постоянному току за счет R5. Конденсатор C1 исключает протекание сигнала через источник питания. Резистор R1 характеризует внутреннее сопротивление источника сигнала. Конденсатор C5 исключает протекание постоянной составляющей тока через эквивалент нагрузки второго каскада R10. Нагрузкой исследуемого каскада на транзисторе VT1 служит входное сопротивление каскада на транзисторе VT2 вместе с сопротивлением R4.

4 Методические указания по выполнению работы

4.1 Расчетная часть

Расчет параметров усилительного каскада на транзисторе VT1 проводится с использованием значений элементов принципиальной схемы и эквивалентной схемы транзистора (схема Джиаклетто).

4.1.1. Расчет коэффициента усиления каскада по напряжению K и ЭДС K^* проводится на средней частоте ($f_{cp} = 1000$ Гц) для последующего сравнения с результатами машинного моделирования.

4.1.2. Расчет граничных частот полосы пропускания по заданной величине частотных искажений проводят по формулам для M_n и M_v .

4.2 Машинное моделирование

Частотные свойства резисторного каскада на транзисторе VT1 изучаются с применением моделирования принципиальной схемы усилителя во всей области частот на ЭВМ с учетом свойств источника сигнала и влияния второго каскада (на транзисторе VT2), полученных при:

- исследовании принципиальной схемы каскада;
- исследовании полной эквивалентной схемы каскада.

Машинный эксперимент по исследованию свойств резисторного каскада проводится на ПЭВМ с использованием системы схемотехнического моделирования Micro Cap8 (MC8).

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами работы операционной системы WINDOWS 98(или более поздними версиями);
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии, по указанному в п. 8 настоящего описания адресу, получить инсталляционные файлы студенческой версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CR дисках.

4.2.а. Изучение частотных свойств усилительного каскада с использованием принципиальной схемы

При выполнении п. 2.2.1—2.2.3 следует загрузить систему схемотехнического проектирования MC8 и вызвать в главное окно принципиальную схему усилителя (рис. 1.1), находящуюся в файле Vresam.CIR. Для этого необходимо выбрать режим FILE основного меню (рис. 1.2), в выпадающем окне выбрать файл C:\MC8DEMO\data\Vresam.CIR, вызвав его в основное окно редактора. В центральном окне редактора должна появиться принципиальная схема усилителя, приведенная на рис. 1.1. Следует убедиться в соответствии параметров вызванной схемы и, приведенной в описании, (при этом нумерация элементов может отличаться от приведенной на рис. 1.1 и это не требует редактирования).

Если полученные методические материалы не содержат дискету с файлом принципиальной схемы усилителя, то ее следует ввести самостоятельно, выбрав режим FILE в меню главного окна (рис. 1.2), которое представлено командами: File, Edit, Components, Windows, Options, Analysis, Help.

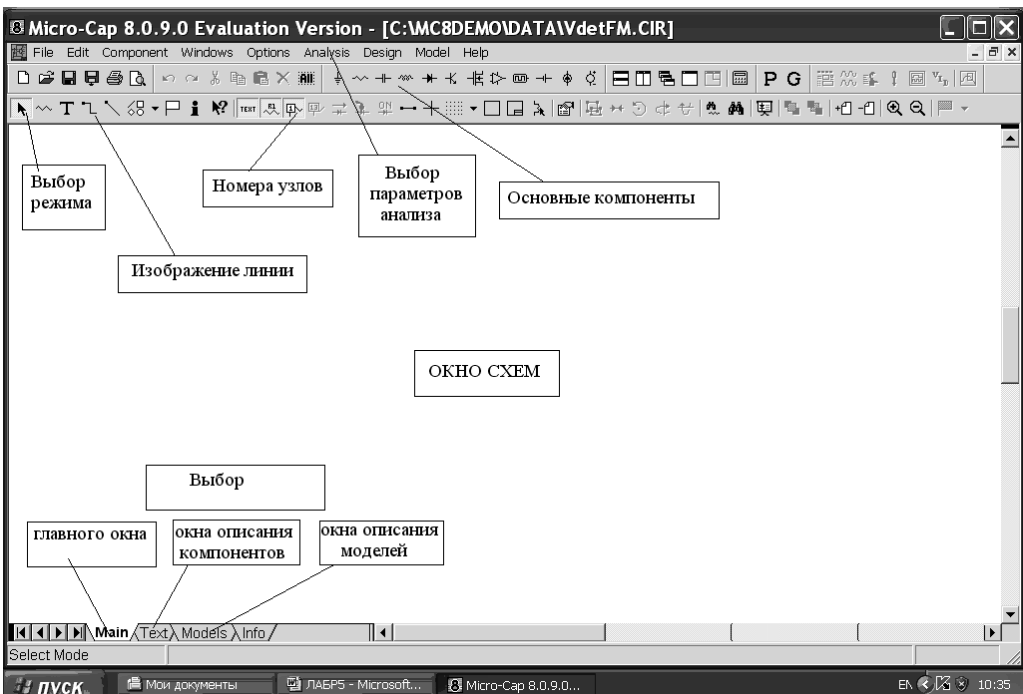


Рис. 1.2

Меню File служит для загрузки, создания и сохранения файлов схем, библиотек математических моделей компонентов схем и для вывода схем на принтер. При этом программа автоматически присваивает окну схем некоторый текущий номер (например, circuit2).

Меню Edit служит для создания электрических схем, их редактирования, а также редактирования символов компонентов схем.

Команда Components главного меню используется для добавления в создаваемую или редактируемую схему компонентов, в дополнение к содержащимся в каталоге MC8 (каталог содержит более 100 аналоговых и цифровых компонентов). Каталог команды Components можно редактировать, создавая новые разделы иерархии и вводить в них новые компоненты (например, транзисторы отечественного производства).

Меню команды Windows позволяет манипулировать открытыми окнами, обеспечивая доступ к редакторам MC8 и калькулятору.

Меню Options используется для настройки параметров программы.

Меню Analysis предлагает виды анализа введенной принципиальной схемы.

Меню Help позволяет обратиться к встроенному файлу помощи и оценить, на предлагаемых примерах, возможности программы.

Создание принципиальной схемы начинается с выбора курсором компонента принципиальной схемы на строке основных компонентов (рис. 1.2) и нажатием левой кнопки мыши.

Перемещение компонента на экране производится при нажатой левой кнопке, а при необходимости изменить положение компонента, щелкают правой кнопкой при нажатой левой кнопке. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и в ниспадающем меню (рис. 1.3) появляется название компонента и предложение присвоить ему позиционное обозначение PART (предлагаемое позиционное обозначение может быть изменено на любое при активизации указанной строки левой кнопкой мыши).

Затем указывается величина VALUE компонента. Присвоенное компоненту название и величина будут изображаться в главном окне при вводе принципиальной схемы, если соответствующий параметр будет помечен галочкой SHOW в рамке Name или Value, соответственно. При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена:

5 PF или 5 P или 5E-12. В ниспадающем меню может так же вводиться информация о мощности, рассеиваемой на компоненте, типе корпуса, стоимости, что необходимо для дальнейшего использования в программе PCAD при разработке топологии печатной платы и оценке стоимости устройства (если это предполагается в задании). Подтверждением окончания ввода любо-

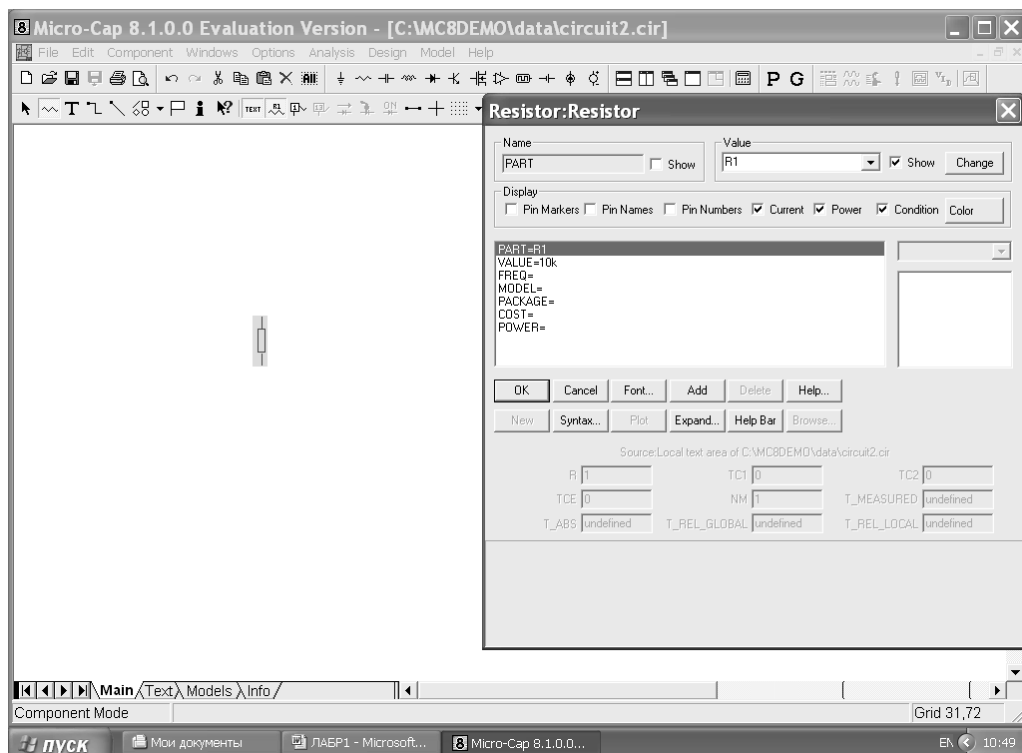


Рис. 1.3

го компонента является нажатие кнопки ОК. Если какие-либо сведения введены неверно, то нажатие кнопки Cancel, отменяет всю введенную информацию о компоненте.

Транзистор типа NPN, который выбирается пиктограммой на второй строчке главного меню, устанавливается в схему, как описывалось ранее, и затем, на ниспадающем меню, выбираются: PART — позиционное обозначение компонента, характеристика, определяющая его активный режим VALUE (может пропускаться) и MODEL — используемый транзистор — KT316B (рис. 1.4).

Поскольку в библиотеке транзисторов, предлагаемых в активированном окне справа, нет транзистора KT 316B, то необходимо ввести параметры модели транзистора в подсвеченных окнах Source: Local text area of C:\MC8DEMO\data\circuit2.cir (вместо представленных на рисунке), нажав предварительно кнопку New (рис. 1 4):

IS = 3.49F BF = 74.97 VAF = 102 IKF = 0.1322 ISE = 44.72F NE = 1.483
BR = 0.2866 VAR = 55

IKR = 0.254 ISC = 447F NC = 2 RB = 66.7 RC = 7.33 CJE = 1.16P
VJE = 0.69 MJE = 0.33

CJC = 3.93P VJC = 0.656 MJC = 0.33 FC = 0.5 TF = 94.42P XTF = 2
VTF = 15 ITF = 0.15

TR = 65.92N EG = 1.11 XTB = 1.5, остальные параметры модели транзистора принимаются по умолчанию.

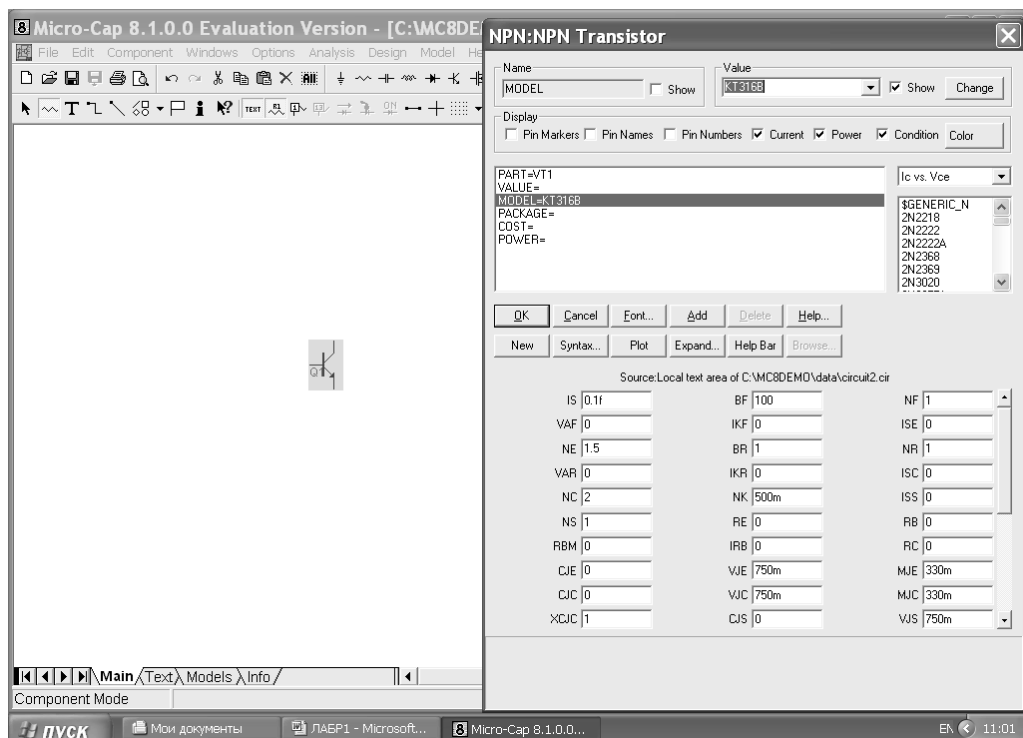


Рис. 1.4

Модель генератора гармонических сигналов выбирается на панели компонентов главного окна, присваивая обозначение PART V1 и тип модели MODEL SG1. Параметры модели F, A, DC и т. д. вводятся в соответствие с рис. 1.5. Список компонентов заносится в текстовый файл Source: Local text area of C:\MC8DEMO\data\circuit2.cir. В окне F указывается значение частоты генератора гармонических сигналов (в герцах), A — величину амплитуды сигнала (в вольтах), DC — значение постоянной составляющей (в вольтах), PH — начальное значение фазы сигнала (в градусах), RS — величину внутреннего сопротивления источника сигналов (в омах), RP — период повторения моделируемого процесса (если процесс затухающий, при указанной величине постоянной времени TAU, с), TAU — постоянная времени затухания переходного процесса.

Величина напряжения источника питания V2 принимается равной 9 В. Подключение источника питания (батареи) в схему после выбора его пиктограммы в строке главного меню и задания параметров (рис. 1.6) должно проводиться с учетом типа проводимости транзистора.

Соединительные линии между элементами схемы прочерчивают, используя кнопку ввода ортогональных проводников Wire Mode (изображение линии) на панели инструментов (рис. 1.2).

При необходимости коррекции некоторых элементов принципиальной схемы необходимо вначале удалить соответствующий элемент (компонент, линию), нажав левой кнопкой мыши стрелку — «изменение режима» окна

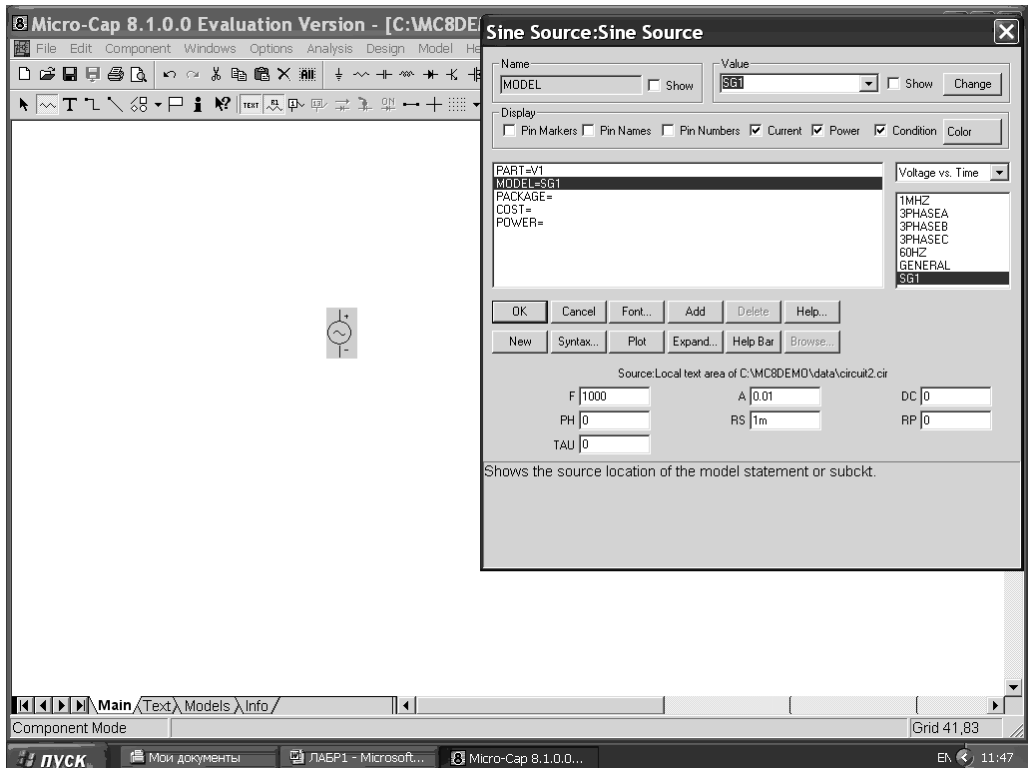


Рис. 1.5

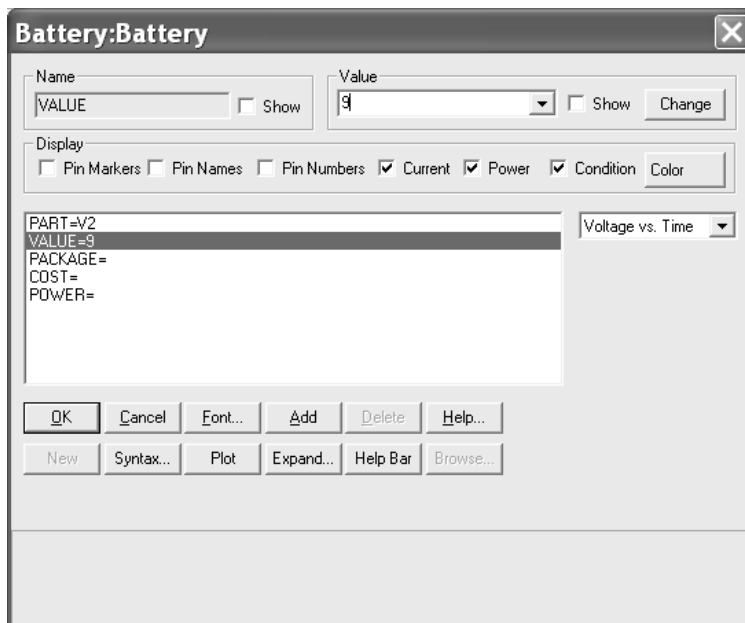


Рис. 1.6

главного меню, активизировать режим (Select Mode) редактирования элементов или компонентов схемы. Затем, поведя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым цветом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в меню EDIT, выбирают CUT и удаляют необходимые атрибуты. Возникающие трудности при удалении элементов или вводе новых устраняются с использованием программы HELP главного меню.

Закончив ввод компонентов принципиальной схемы и, проверив их значение, нажатием кнопки Node Numbers (номера узлов) определяют узлы, на которые подаются или с которых снимаются напряжения. Запомнив, или записав их, переходят в режим анализа усилителя, войдя в меню Analysis и подменю AC (анализ частотных характеристик). В подменю AC Analysis Limits (рис. 1.7) задают пределы изменения переменных и ряд других параметров.

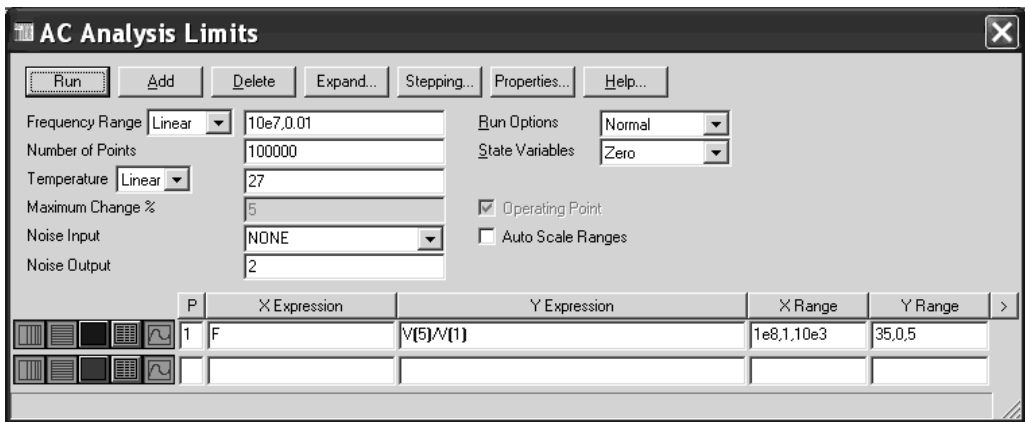


Рис. 1.7

В соответствие с рис. 1.7 анализируется частотная область от 0,01 Гц до 100 МГц, что задано в строке Frequency Range с числом разбиений интервала 100 000 (Number of Points) с автоматическим выбором шага на каждом подинтервале (Frequency Step), для комнатной температуры и отсутствии внешних шумов на входе (Temperature — 27 °C, Noise Input — None)

В таблице, определяющей количество выводимых графиков на монитор, указано, что это будет один график ($P = 1$). По оси абсцисс откладывается частота (**X Expression** — F), по оси ординат — коэффициент усиления по напряжению K (**Y Expression** — $V(5)/V(1)$).

В графе **X Range** последовательно показаны: значение верхней частоты для выводимой на монитор зависимости, нижнее значение и шаг сетки частот, с которым кривая будет изображаться. В графе **Y Range** указываются аналогичные сведения для оси ординат. Для указанных узлов АЧХ будет иметь вид, изображенный на рис. 1.8. Активизировав пиктограмму Peak (рис. 1.8) определим значение коэффициента усиления в точке максимума, а затем на рабочей частоте (f_{cp}), захватив нажатой левой кнопкой мыши ось маркера.

Подобным образом оцениваем значение верхней f_v и нижней f_n рабочих частот, где усиление уменьшается на 3 дБ по сравнению с коэффициентом усиления на рабочей частоте.

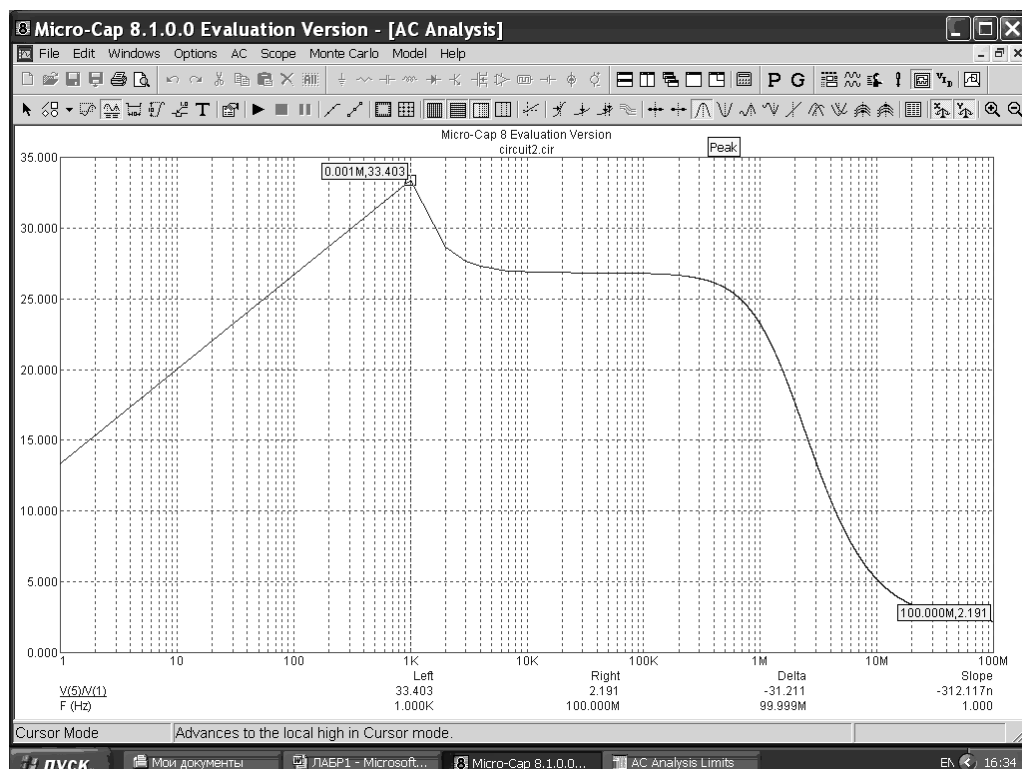


Рис. 1.8

Проведите подобный анализ принципиальной схемы резисторного каскада для узла 7, рассчитывая АЧХ коэффициента усиления по напряжению K и по ЭДС (K^*) определить K и K^* на средней частоте и значения f_H , f_H^* и f_B , f_B^* для соответствующего графика. Результаты измерений занести в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Тип схемы	Параметры					
	K	f_B	f_H	K^*	f_B^*	f_H^*
Упрощенная эквивалентная схема (расчет)						
Принципиальная схема (эксперимент)						
Полная эквивалентная схема						

Для снятия частотных характеристик при пошаговом изменении (П. 2.2.3.) емкости C_4 необходимо, переходя в режим анализа частотных характеристик, (меню Analysis главного окна) выбрать AC на выпадающем подменю. На закладке AC Analysis Limits нажимают кнопку Stepping. Компонент схемы, кото-

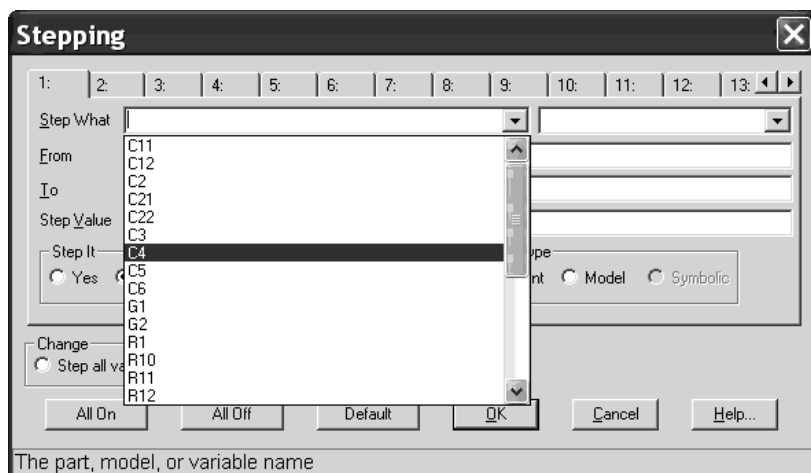


Рис. 1.9

рый будет изменяться (C4) в окне **Step What** (рис. 1.9), указывают нажатием на кнопку расширения размера окна и последующей активизацией строки изменяемого параметра. Подтверждение выбранного параметра происходит при нажатии левой кнопки мыши.

Затем, указывая пределы изменения C4 от (From, рис. 1.10) Нижнего до Верхнего (To) значений с Шагом (Step Value) и закон, по которому изменяется величина C4 (Method Linear), помечается точкой. Пометив точкой, что, изменяющимся является компонент (Component) в рамке (Parameter Type) и, подтвердив намерение обеспечить пошаго — вое изменение компонента точкой (Yes) в рамке (Step It), нажимают кнопку (OK) при условии правильного ввода всех данных. Затем, нажав ключ F2 или пиктограмму AC на окне схем, и, войдя в режим анализа (Run), получают семейство кривых, определяемых текущим значением компонента C4 (рис. 1.11). Подводя курсор к выбранной

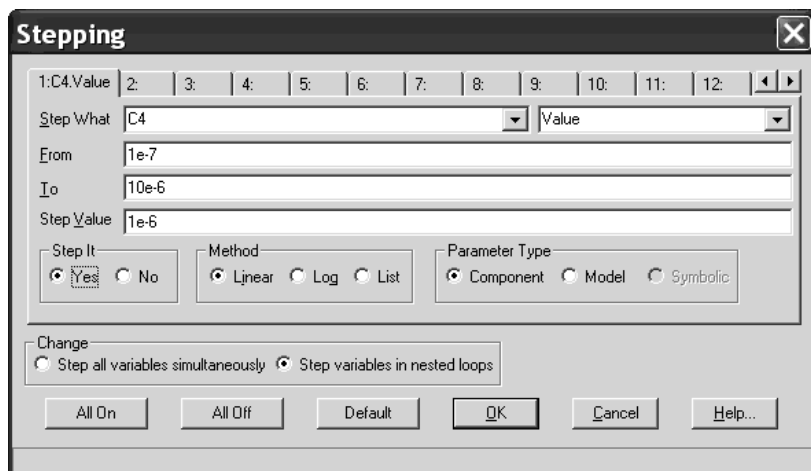


Рис. 1.10

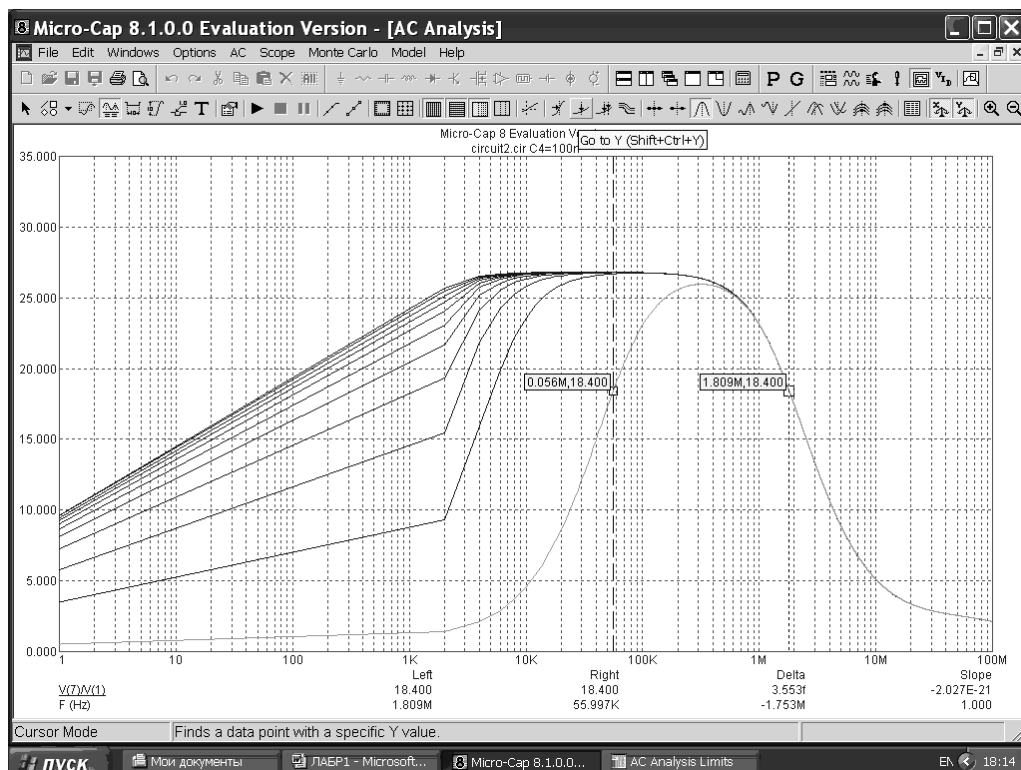


Рис. 1.11

кривой определяем значение компонента, соответствующего этой кривой. Нажатием на пиктограмму Peak можно выделить одну из кривых, а маркер указывает ее наибольшее значение для конкретной величины C_4 , которое высвечивается над графиками. Размещая курсор на кривой можно определить текущее значение C_4 , при котором проведен анализ (указывается на строке под чертежом) и значение коэффициента усиления, и соответствующих значений частоты.

Аналогичным образом проводится анализ для изменяющихся значений C_3 и R_4 .

Полученные кривые распечатываются и прикладываются к отчету.

4.2.b. Исследование частотных свойств каскада с применением полной эквивалентной схемы усилителя

Выполнение п.п. 2.2.4–2.2.5 предполагает исследование частотных свойств резисторного усилительного каскада с использованием в качестве модели биполярного транзистора физической малосигнальной модели Джиаклетто.

Если методические материалы содержат дискету с файлом C:\MC8DEMO\data\Vresameqv.CIR то, входя в режим File окна главного меню, вызывают в рабочее окно эквивалентную схему резисторного каскада по переменному току с межкаскадными цепями связи и источником входного сигнала и нагрузкой (рис. 1.12).

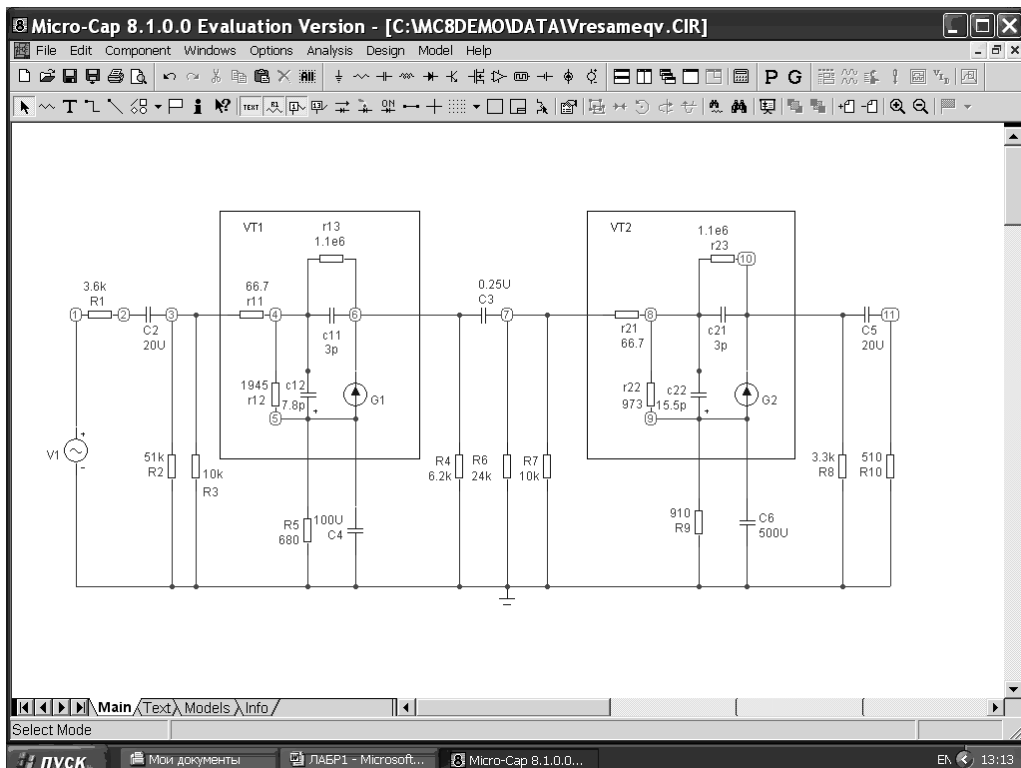


Рис. 1.12

При отсутствии указанного файла элементы принципиальной схемы вводятся с использованием методики, описанной ранее. Элементы принципиальной схемы, лежащие внешним цепям, сохраняют нумерацию рис. 1.1, относящиеся к эквивалентным схемам транзисторов имеют обозначения строчными буквами и нумерацию, первая цифра которой, указывает на номер транзистора, а вторая — порядковый номер компонента.

Генераторы G1 и G2, управляемые напряжением на эмиттерно-базовом переходе, вводятся в схему следующим образом: в начале активизируется меню Components главного окна меню (рис. 1.12), затем на выпадающем меню выбирается строка Analog Primitives (простейшие аналоговые устройства), на очередной закладке Dependent Sources (зависимые источники) и затем, способ управления источником (ток управляется напряжением) I of V (рис. 1.13).

Появляющийся источник тока, управляемый напряжением на базно-эмиттерном переходе, кроме символа источника тока содержит знаки полярности и точки, определяющие место подключения источника.

При нажатой левой клавише мыши вращением источника тока (щелкая правой клавишей) добиваются необходимого положения источника. При этом точки Plus Input и Minus Input должны быть подключены к управляющему элементу схемы (конденсаторы C12 и C22). Параметры управляемого источника задаются на выпадающем подменю I of V: Linear IofV constant dependent

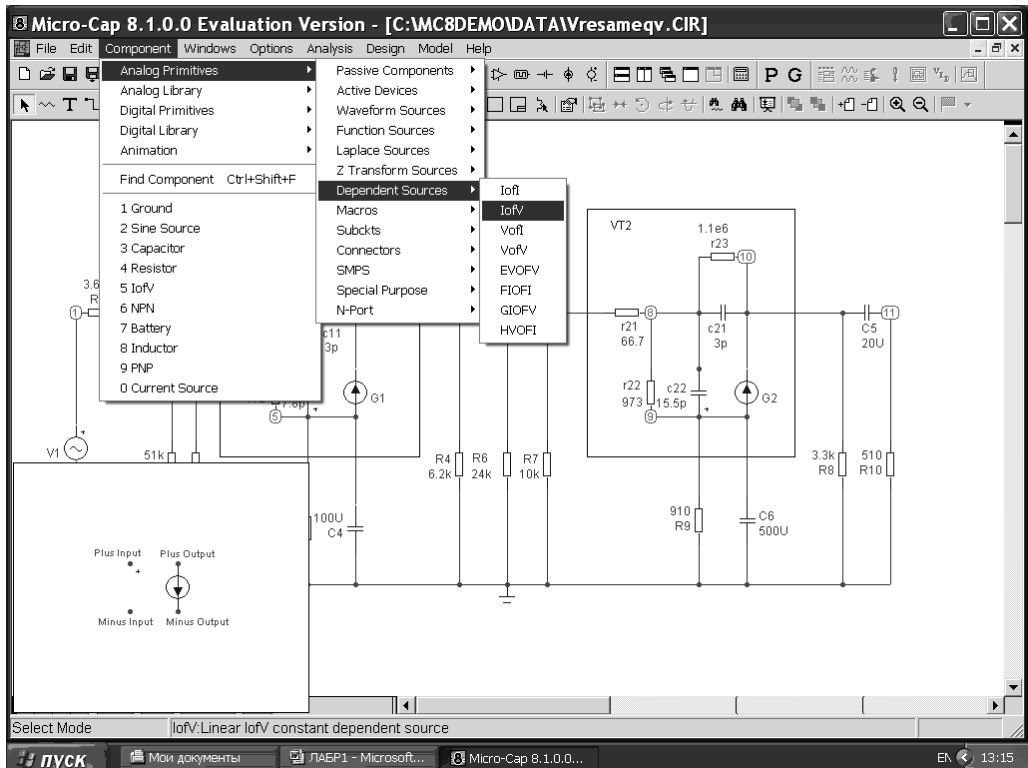


Рис. 1.13

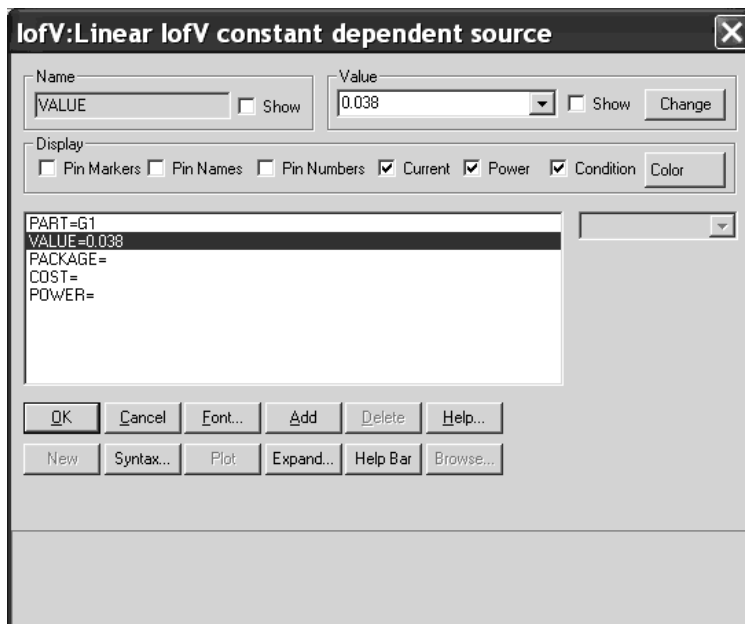


Рис. 1.14

source (рис. 1.14), где для традиционного описания параметров компонентов (например, рис. 1.3) в строке VALUE вводится рассчитанное значение крутизны (свое для каждого транзистора)

Анализ частотных свойств резисторного каскада на транзисторе VT1 проводится по методике описанной ранее. Полученные значения K и K^* заносятся в табл. 1.1, вместе с определенными по АЧХ f_n^* и f_b^* .

5 Содержание отчета

- 5.1. Цель работы.
- 5.2. Принципиальная схема исследуемого каскада.
- 5.3. Исходные данные для расчета.
- 5.4. Расчет, проведенный в соответствии с разделом 2.1.
- 5.5. Таблица сравнительных результатов, в соответствии с разделом 2.2а, 2.2б.
- 5.6. Распечатки АЧХ усилителя (2.2.1, 2.2.3) на основе принципиальной схемы и на основе эквивалентной схемы (2.2.4).
- 5.7. Краткие выводы.

6 Контрольные вопросы

- 6.1. Нарисуйте принципиальную схему резисторного усилительного каскада на биполярном транзисторе.
- 6.2. Покажите прохождение постоянных составляющих тока эмиттера и делителя в каскадах.
- 6.3. Покажите протекание тока во входной цепи исследуемого каскада (переменной составляющей).
- 6.4. Поясните назначение всех элементов усилительного каскада.
- 6.5. Покажите протекание переменной составляющей в выходной цепи каскада.
- 6.6. Какая схема стабилизации режима транзистора применена? Ее особенности.
- 6.7. Изобразите эквивалентную схему транзистора (физическую, электрическую).
- 6.8. Нарисуйте эквивалентную схему усилительного каскада, объясняющую возникновение частотных и переходных искажений за счет конденсатора C_3 . Как влияет величина емкости конденсатора на АЧХ и переходную характеристику?
- 6.9. Нарисуйте эквивалентную схему, поясняющую возникновение частотных искажений в области нижних (верхних) частот.
- 6.10. Для чего устанавливается конденсатор C_4 ? Поясните его влияние на АЧХ.

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Резисторный каскад. Пути протекания постоянных токов. Модели БТ.

Анализ свойств усилительного каскада основан на использовании эквивалентной схемы активного элемента.

Активный элемент АЭ — биполярный транзистор БТ на малом сигнале может быть описан в виде линейного 4-полюсника парами уравнений, связывающих токи и напряжения на его входе и выходе. Условием малости сигнала является: амплитуда напряжения (тока) значительно меньше постоянного напряжения (тока) на соответствующих выводах (в соответствующих цепях). Например, амплитуда напряжения между базой и эмиттером значительно меньше напряжения смещения ($U_{мбэ} \ll U_{бэ0}$), амплитуда коллекторного тока значительно меньше постоянной составляющей тока коллектора ($I_{мк} \ll I_{к0}$). Получившие распространение электрические модели АЭ описывают их свойства уравнениями, содержащими Z , Y , h — параметры. При этом формализованные схемы не раскрывают физические свойства транзистора, а отражают лишь реакцию 4-полюсника на токи и напряжения на внешних зажимах. Анализ усилительных каскадов проводится методами линейной теории, например, с использованием матричного аппарата, что позволяет достаточно просто описывать многокаскадные усилители, охваченные обратными связями.

Физическая модель содержит элементы, отражающие физические процессы в транзисторе, особенности технологии изготовления, области рабочих частот. Элементы модели не зависят от частоты усиливаемого сигнала и учитывают влияние, режима работы и температуры на усилительные свойства, входное и выходное сопротивления транзистора.

Сравнение рассмотренных способов описания АЭ показывает, что электрическая модель может быть применена только на одной частоте и выбранного температурного режима эксплуатации. Любое их изменение требует определения новых параметров эквивалентной схемы, что существенно осложняет анализ. Физическая модель более гибкая, но каскадное включение усилителей или введение обратной связи существенно усложняет анализ таких схем. При этом требуется составлять эквивалентную схему каждого усилительного каскада, что иногда весьма затруднительно из-за отсутствия достоверных сведений о параметрах физической модели транзистора, тем более при использовании составных транзисторов.

Использование метода линейных графов позволяет упростить анализ сложных усилительных каскадов вне зависимости от способа построения каскадов и вида нагрузки.

В лабораторной работе исследуются свойства резисторного каскада при включении биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером ОЭ. Способ включения определяется по тому, какой вывод БТ является общим для источника сигнала и нагрузки (через эмиттерный вывод протекает переменная составляющая токов источника сигнала и нагрузки).

Исключив вспомогательные элементы (рис. 1.1), рассмотрим принципиальную схему резисторного каскада (рис. 1.15).

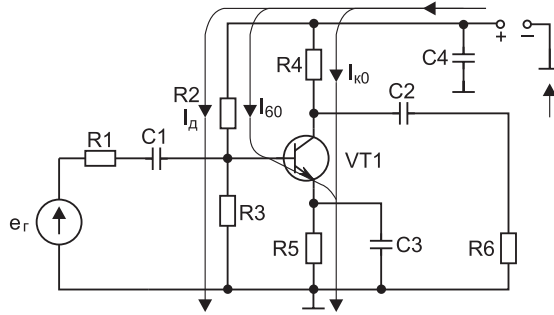


Рис. 1.15

Для данного типа проводимости транзистора (n-p-n) и соответствующей полярности источника питания, указанные элементы принципиальной схемы обеспечивают активный режим, создавая токи покоя I_{60} , I_{k0} , $I_{э0}$. Пути протекания постоянных токов от «+» к «-» (электрическая земля) источника питания, том числе ток делителя (I_d), показаны на рис. 1.15.

Требуемую величину тока базы I_{60} получаем задавая $U_{6э0}$ по закону Кирхгофа

$$U_{R3} = U_{6э0} + U_{R5}, \quad (1.1)$$

Напряжение $U_{R3} = I_d R_3$, является частью напряжения источника питания E , создаваемое на R_3 протекающим током делителя I_d . Резисторы R_2 , R_3 обеспечивают подачу напряжения смещения на базу транзистора, одновременно, образуя вместе с резистором R_5 , цепь отрицательной обратной связи по постоянному току. Ток делителя выбирается из условия: $I_d \gg I_{60}$, поддерживая постоянство положения рабочей точки на семействе входных и выходных динамических характеристик транзистора.

Повышение стабильности положения рабочей точки при изменении температуры рабочей среды добиваются включением вместо R_3 такого же транзистора в диодном включении (КБ переход закорочен). Такой способ параметрической стабилизации обеспечивает практически одинаковый сдвиг характеристик транзистора $i_k = f(U_{6э})$ и диода $i_d = f(U_d)$ при изменении температуры, а значит — постоянство напряжения $U_{6э0}$ (используется часто в ИМС).

Поддержание стабильности положения рабочей точки при изменении условий эксплуатации (температурный режим, влажность старение транзистора) возможно за счет действия механизма отрицательной обратной связи по постоянному току. Обратная связь возникает при попадании части выходной мощности во входную цепь, в данном случае — влияет на напряжение $U_{6э0}$. Это может происходить по специально созданным цепям или за счет паразитных элементов схемы. Если реакция (изменение напряжения на входе) противоположна входному воздействию, то обратная связь отрицательная. Включение в эмиттерную цепь резистора R_5 создает последовательную по напряжению отрицательную обратную связь по постоянному току. Механизм действия ее следующий.

Напряжение $U_{R3} = E - U_{R2} = R_2(I_d + I_{60}) \approx \text{const}$, практически не зависит от изменения величины тока базы, под действием указанных причин, вследствие его малости по сравнению с током делителя. Поэтому, если, например при

увеличении температуры среды, ток базы I_{60} вырос, то увеличивается ток коллектора ($I_{k0} = h_{21} I_{60}$), а значит и падение напряжения на U_{R5} : $U_{R5} = (I_{k0} + I_{60}) R_5$. Поскольку $U_{R3} \approx \text{const}$, то это равносильно уменьшению напряжения U_{690} (1.1). Таким образом, увеличение тока базы (I_{60}) (что равносильно увеличению напряжения U_{690}) привело, под действием механизма отрицательной обратной связи, к его уменьшению (вследствие уменьшения U_{690}).

Это означает, что вне зависимости от причин изменения напряжения u_{69} или тока i_6 и его характера, реакция выходной цепи будет на компенсацию любого изменения. Очевидно, что чем больше глубина обратной связи, тем сильнее будет противодействие любому изменению тока (напряжения).

Для анализа свойств усилительных каскадов нашла широкое применение П-образная гибридная физическая эквивалентная схема биполярного транзистора БТ (схема Джаколетто).

Описание БТ линейной моделью справедливо для малосигнального режима работы каскада, когда амплитуда переменной составляющей значительно меньше значения соответствующей постоянной составляющей (например, $I_{6m} \ll I_{60}$), что справедливо для исследуемой схемы каскада предварительного усиления. Эквивалентная схема БТ при включении его по схеме с ОЭ изображена на рис. 1.16.

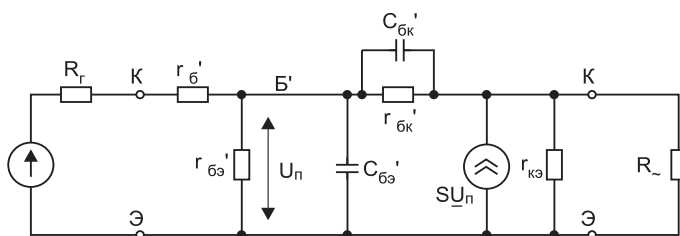


Рис. 1.16

Элементы эквивалентной схемы БТ отражают физические процессы, протекающие в его структуре, и особенности технологии при его производстве.

$r_{б'}$ — объемное (распределенное) сопротивление базы;

$r_{бэ}'$ — сопротивление между базой и эмиттером;

$C_{бэ}'$ — емкость между базой и эмиттером, равная примерно зарядной емкости эмиттерного перехода;

$C_k = C_{бк}'$ — емкость между базой и коллектором, определяемая в основном барьерной емкостью коллекторного перехода ($C_k \ll C_{бэ}'$);

$r_{бк}'$ — сопротивление между коллектором и базой, равное в основном дифференциальному сопротивлению коллекторного перехода ($r_{бк}' \gg r_{бэ}'$);

$r_{кэ}$ — сопротивление между коллектором и эмиттером;

$\underline{U}_n S_n$ — генератор тока, отражающий усилительные свойства транзистора, управляемый напряжением на базо-эмиттерном переходе;

$\underline{U}_n$ — напряжение на базо-эмиттерном переходе;

S_n — крутизна характеристики выходного тока транзистора как функция напряжения на переходе.

Эквивалентная схема каскада показывает, что управляемый входным сигналом источник ($S_n U_n$) создает ток коллектора во внешней цепи значительно превышающий ток источника ($i_k = h_{213} i_b$), что отражает усилительные свойства транзистора.

Емкости базо-эмиттерного БЭ и коллекторно-базового КБ переходов указывают на частотную зависимость выходных параметров B_T . Частота, на которой значение коэффициента усиления по току h_{213} уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) от значения h_{2130} на низкой частоте, называется граничной частотой по коэффициенту передачи транзистора по току f_{h213} . Частота, на которой усилительные свойства по току транзистора исчезают ($h_{213} = 1$), называется граничной частотой транзистора f_T .

Учитывая соотношение между значениями величин физических параметров схемы Джиаклетто и параметры реальной нагрузки и источника сигналов эквивалентную схему резисторного каскада (рис. 1.14) можно упростить.

7.1.1 Эквивалентная схема входной цепи транзистора

Транзистор при любой схеме включения, являющийся нагрузкой предыдущего каскада (источника сигнала), представляет собой некоторое комплексное сопротивление, зависящее от режима работы, технологии изготовления и рабочей частоты. Транзистор, представленный физической или электрической моделью, работающий на частотах значительно ниже f_{h213} , в первом приближении можно считать невзаимным элементом. Влияния выходных параметров транзистора (каскада) на свойства входной цепи тем меньше, чем меньше проводимость обратной передачи (y_{12}), определяемая в основном параметрами коллекторно-базового перехода. Чем меньше на рабочей частоте C_k и больше $r_{б'к}$, тем сильнее невзаимные свойства транзистора.

Для режима короткого замыкания на выходе ($R_n = 0$) сопротивление $r_{кз}$,

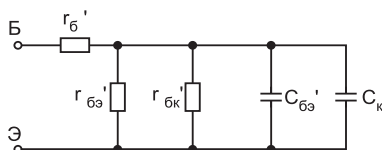


Рис. 1.17

управляемый генератор тока будут замкнуты и эквивалентная схема входной цепи транзистора приобретет вид (рис. 1.17).

С учетом того, что сопротивление запертого КБ перехода значительно больше сопротивления БЭ перехода ($r_{б'к} \gg r_{бэ'}$) эквивалентная схема (рис. 1.17) упрощается (рис. 1.18)

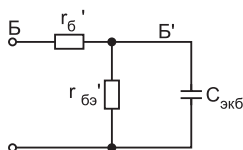


Рис. 1.18

$$C_{\text{экв}} = C_{\text{б'э}} + C_{\text{к}}. \quad (1.2)$$

По определению, для схемы включения транзистора с ОЭ на любой частоте:

$$h_{21э} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} = \frac{U_{\text{п}} S_{\text{п}}}{I_{\text{б}}} = \frac{I_{\text{б}} S_{\text{п}}}{I_{\text{б}} |Y_{\text{б'э}}|} = \frac{S_{\text{п}}}{\sqrt{(1/r_{\text{б'э}})^2 + (2\pi f(C_{\text{б'э}} + C_{\text{к}}))^2}}, \quad (1.3)$$

где $I_{\text{к}} = S_{\text{п}} U_{\text{п}}$, $|Y_{\text{б'э}}|$ — модуль проводимости между точками Б'—Э,

$$S_{\text{п}} = \frac{di_{\text{к}}}{dU_{\text{п}}} \approx \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{п}}} = \frac{I_{\text{км}}}{U_{\text{пм}}} = \frac{I_{\text{км}}}{I_{\text{бм}} r'_{\text{бэ}}} = h_{21э} / r'_{\text{бэ}} = h_{21б} / r_{\text{э}}. \quad (1.4)$$

Так как $h_{21э} = I_{\text{км}} / I_{\text{бм}}$, $r_{\text{э}}$ — сопротивление эмиттера

$$U_{\text{п}} = I_{\text{б}} r_{\text{б'э}}; \quad (1.5)$$

$$r_{\text{б'э}} = r_{\text{э}}(1 + h_{21э}). \quad (1.6)$$

На нижних частотах влиянием проводимости БЭ и БК переходов можно пренебречь, поскольку проводимость $C_{\text{экв}}$ примерно равна нулю. С ростом частоты ее сопротивление уменьшается, увеличивается шунтирующее действие на БЭ переход, уменьшается $U_{\text{п}}$ и коэффициент передачи входной цепи. На граничной частоте по току коллектора $f_{h21э}$, условие равенства абсолютных значений активных и реактивных составляющих проводимости БЭ перехода, позволяет определить величину емкости $C_{\text{б'э}}$

$$C_{\text{б'э}} = 1/r_{\text{б'э}} 2\pi f_{h21э}, \quad (1.7)$$

а отсюда, граничная частота по току коллектора

$$f_{h21э} = 1/2\pi C_{\text{б'э}} r_{\text{б'э}}$$

зависит в основном от параметров базо-эмиттерного перехода.

Включение в коллекторную цепь реальной нагрузки приводит к возникновению параллельной отрицательной обратной связи по напряжению через емкость $C_{\text{к}}$, что увеличивает эквивалентную емкость $C_{\text{экв}}$ на $C_{\text{к}} K_{\text{Уп}}$. Таким образом,

$$C_{\text{экв}} = C_{\text{б'э}} + C_{\text{к}}(1 + K_{\text{Уп}}) = C_{\text{б'э}} + C_{\text{к}}(1 + R_{\text{н}} S_{\text{п}}), \quad (1.8)$$

где

$$K_{\text{Уп}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{п}} = I_{\text{к}} R_{\text{н}} / U_{\text{п}} = S_{\text{п}} U_{\text{п}} R_{\text{н}} / U_{\text{п}} = S_{\text{п}} R_{\text{н}}; \quad (1.9)$$

$$C_{\text{б'э}} = 1/r_{\text{б'э}} 2\pi f_{h21э} - C_{\text{к}}. \quad (1.10)$$

Как следует из рис. 1.18, с ростом частоты усиливаемого сигнала входное сопротивление транзистора уменьшается из-за шунтирующего действия $C_{\text{экв}}$. Одновременно уменьшается и коэффициент передачи входной цепи, т. е. коэффициент усиления транзистора. При уменьшении частоты влияние $C_{\text{экв}}$ снижается (из-за роста сопротивления) и входное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОЭ, становится чисто активным

$$R_{\text{вх ОЭ}} = r_{\text{б'э}} + r_{\text{б'э}} = r_{\text{б'э}} + r_{\text{э}}(1 + h_{21э}). \quad (1.11)$$

Входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ, составляет от сотен Ом до единиц кОм.

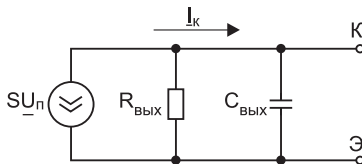


Рис. 1.19

7.1.2 Эквивалентная схема выходной цепи транзистора

Приближенно считая транзистор невзаимным элементом, эквивалентную схему выходной цепи можно представить (рис. 1.19)

Ток, создаваемый управляемым источником ($I_k = S_n U_n$), протекает через выходную цепь транзистора. Свойства выходной цепи определяются сложной зависимостью эквивалентных параметров $C_{\text{вых}}$ и $R_{\text{вых}}$ от сопротивления источника сигнала и его частоты.

Полное выходное сопротивление транзистора с ростом частоты, как видно из эквивалентной схемы, достаточно быстро уменьшается.

Полагаем, управляемый напряжением U_n на промежутке Б'—Э, источник тока идеальным. Напряжение U_n выступает как источник ЭДС, параметры которого близки к идеальным при условиях ($C_k \ll C_{б'э}$, $r_{б'к} \gg r_{б'э}$), так как сопротивление базо-эмиттерного промежутка значительно меньше сопротивления коллекторно-базового промежутка. Поскольку сопротивление источника ЭДС равно нулю, то выходная емкость определяется емкостью коллекторного перехода $C_{\text{вых}} = C_k$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = r_{кэ}$.

Параметры эквивалентной схемы выходной цепи транзистора определяют: C_k — берут из справочника, а сопротивление $r_{кэ}$ — определяют для выбранной рабочей точки методом треугольника по статическим выходным характеристикам или из справочника

$$r_{кэ} = 1/h_{22э} = 1/h_{22б}(1 = h_{21э}). \quad (1.12)$$

Выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ, составляет от единиц до десятков кОм.

7.2 Свойства резисторного каскада по переменному току

7.2.1 Пути протекания переменных токов во входных цепях транзистора

В резисторном каскаде (рис. 1.15) нагрузкой является чисто активное сопротивление (R_6), что является достаточно редким случаем. При последовательном включении усилительных каскадов нагрузкой является комплексное входное сопротивление следующего каскада. Последовательное включение двух усилительных каскадов с резисторно-емкостной связью между ними представлено на рис. 1.20.

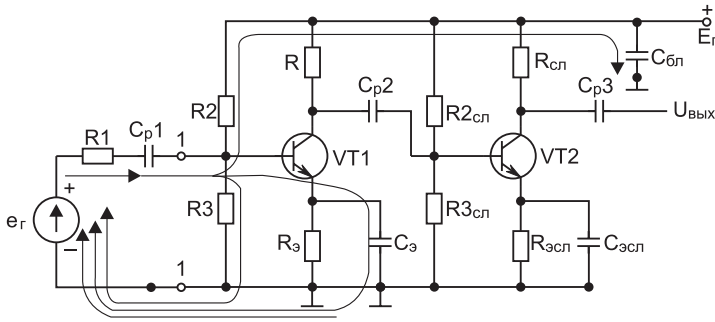


Рис. 1.20

Включение между каскадами и между первым каскадом и источником сигнала разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} создает для каждого каскада независимые пути протекания постоянных токов, аналогичные указанным на рис. 1.15.

Источник входного сигнала отражает свойства предыдущего каскада и обладает ЭДС e_r с выходным сопротивлением R_1 . Конденсаторы в цепи эмиттера C_3 и $C_{эсл}$ необходимы для того, чтобы последовательная по напряжению отрицательная ОС, введенная для стабилизации рабочего режима транзисторов каждого каскада (раздел 7.1.1), не снижала коэффициент усиления.

При отсутствии конденсатора в цепи эмиттера создает падение напряжения на резисторе R_3 и, вне зависимости от причин изменения текущего значения тока базы (коллектора), механизм отрицательной ОС будет препятствовать всякому изменению тока базы. Включение параллельно резистору R_3 ($R_{эсл}$) конденсатора устраняет отрицательную ОС по переменному току. Падения напряжения с частотой сигнала на параллельном соединении $R_3 C_3$, обусловленного током коллектора во входной цепи, не будет, так как C_3 обладает пренебрежимо малым сопротивлением на частоте сигнала. Коэффициент усиления будет равен коэффициенту усиления каскада без обратной связи.

Воздействие переменной составляющей в любой цепи равносильно приращению постоянной составляющей соответствующего тока. Считаем величины емкостей конденсаторов C_p , C_3 , $C_{бл}$ такими большими, что их сопротивление на рабочей частоте равно нулю; источник напряжения питания — идеальным (внутреннее сопротивление на частоте сигнала равно нулю).

На рис. 1.20, для указанной полярности источника входного сигнала в некоторый момент времени, приведены пути протекания переменной составляющей тока источника входного сигнала. Ток после C_{p1} разветвляется и протекает через R_3 и к «-» источника сигнала; через Б—Э переход транзистора VT1, C_3 и к «-» источника сигнала; через R_2 , $C_{бл}$, к «-» источника сигнала ($C_{бл}$ обеспечивает идеальность источника питания). Ток через КБ переход транзистора не протекает т. к. он заперт напряжением источника питания, значительно превышающим амплитуду воздействующего напряжение от источника сигналов.

7.2.2 Протекание переменных составляющих токов в выходных цепях транзистора

Источник тока, управляемый напряжением на Б—Э переходе (рис. 1.16), создает токи в подключенных к коллектору, внешних цепях. Для некоторого момента времени полярность источника, указанного на рис. 1.21, определяет следующие пути протекания токов: от «+» источника выходного напряжения через R в коллекторной цепи, источник питания, выводы которого эквипотенциальны на рабочей частоте, по общей шине — «земле», конденсатор C_3 поступают на «-» источника; через разделительную емкость C_{p2} , $R_{2сл}$ источник питания, общую шину, C_3 , «-» источника; разделительную емкость C_{p2} , R_3 , общую шину, C_3 , «-» источника; разделительную емкость C_{p2} , Б—Э переход

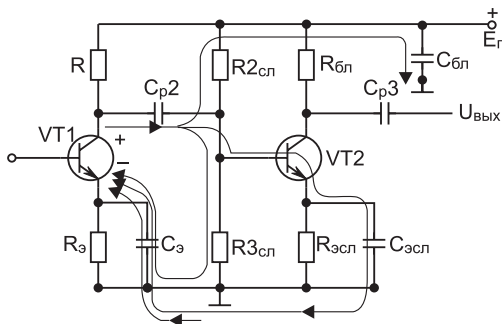


Рис. 1.21

транзистора VT2, емкость $C_{3сл}$, общую шину, C_3 , «-» источника напряжения. Отсюда видно, что полезной составляющей тока коллектора транзистора VT1 является ток, протекающий через Б—Э промежутки.

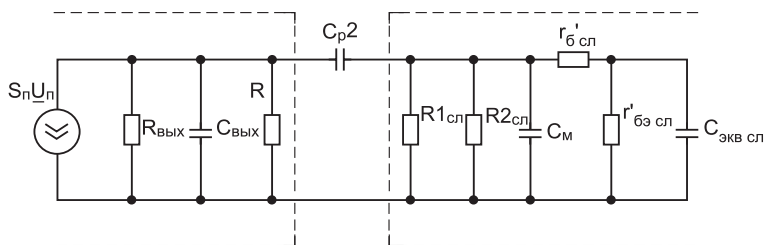


Рис. 1.22

Эквивалентная схема выходной части транзистора VT1 (рис. 1.20) и входной части транзистора VT2 вместе с элементами цепи питания во всей области частот представлена на рис. 1.22.

В эквивалентной схеме учтена паразитная емкость монтажа C_m , учитывающая проводимость деталей относительно общей шины усилителя. Выходная цепь транзистора VT1 содержит $C_{вых} \approx C_k$ и $R_{вых} = r_{кэ}$ и сопротивление R , с которого снимается усиленное напряжение. Следующий каскад на транзисторе VT2 описывается эквивалентной схемой входной цепи транзистора, где величина эквивалентной емкости следующего каскада определяется (1.7)

$$C_{э\text{кв сл}} \cong C_{б'э сл} + C_{к сл} S_{п сл} R_{-сл} = C_0. \quad (1.13)$$

Емкость C_{p2} является разделительной емкостью, а $R_{2сл}$ и $R_{3сл}$ являются элементами цепи делителя следующего каскада.

7.3 Частотные свойства резисторного каскада

7.3.1 Резисторный каскад в области средних частот

Полная эквивалентная схема резисторного каскада вместе с элементами связи (рис. 1.22) на рабочей частоте ($f_p = 1000$ Гц) значительно упростится

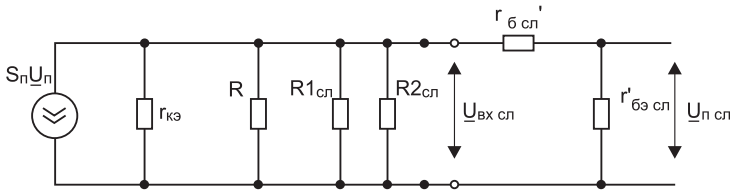


Рис. 1.23

(рис. 1.23). Все последовательно включенные конденсаторы можно считать коротким замыканием (C_{p2}) из-за большой их емкости, а эквивалентный конденсатор ($C_{эв сл} = C_0$) можно исключить из схемы из-за большой величины сопротивления на рабочей частоте (вследствие малой емкости).

Напряжение ($U_{вх сл}$) на БЭ переходе следующего каскада (полезная составляющая) определяет величину входного сопротивления следующего каскада

$$R_{вх сл} = r_{б'э сл} + r_{б'э сл}. \quad (1.14)$$

Сопротивлением нагрузки $R_{\sim}$ транзистора VT1 является параллельное соединение резисторов: R , $R_{2сл}$, $R_{3 сл}$ и $R_{вх сл}$

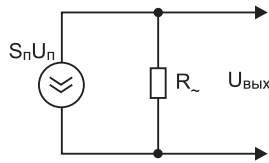


Рис. 1.24

$$\frac{1}{R_{\sim}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{2сл}} + \frac{1}{R_{3сл}} + \frac{1}{R_{вх сл}}. \quad (1.15)$$

Тогда упрощенная эквивалентная схема каскада примет вид (рис. 1.24). Коэффициент усиления по напряжению на средней частоте

$$\underline{K} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_{к} R_{\sim}}{U_{вх}} = \frac{S_{п} U_{п} R_{\sim}}{U_{вх}}, \quad (1.16)$$

где $\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \underline{U}_{\text{ВХ СЛ}} = S \underline{U}_{\text{П}} R_{\sim}$, $\underline{U}_{\text{ВХ}} = I_6(r_{6'} + r_{6'3}) = I_6 R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВХ}}$ — входное сопротивление транзистора VT1(1.11), тогда, с учетом (1.4), (1.5) модуль коэффициента усиления по напряжению на средней частоте

$$K = \frac{h_{213} I_6 r_{6'3} R_{\sim}}{I_6 R_{\text{ВХ}} r_{6'3}} = h_{213} R_{\sim} / R_{\text{ВХ}}. \quad (1.17)$$

Для расчета коэффициента усиления по току каскада на средней частоте на транзисторе VT1, воспользуемся определением

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_6 \text{ СЛ}}{I_6} = \frac{\underline{U}_{\text{ВХ СЛ}}}{I_6 R_{\text{ВХ СЛ}}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{I_6 R_{\text{ВХ СЛ}}} = \frac{S_{\text{П}} \underline{U}_{\text{П}} R_{\sim}}{I_6 R_{\text{ВХ СЛ}}} = \\ &= \frac{h_{213} I_6 r_{6'3} R_{\sim}}{r_{6'3} R_{\text{ВХ СЛ}} I_6} = \frac{h_{213} R_{\sim}}{R_{\text{ВХ СЛ}}}. \end{aligned} \quad (1.18)$$

В каскадах предварительного усиления обычно $R_{\sim} \cong R_{\text{ВХ СЛ}}$ и тогда $K_i = K$ и тогда коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_i K = h_{213}^2 R_{\sim} / R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ СЛ}}. \quad (1.19)$$

Для резисторного каскада (рис. 1.13) с учетом параметров входной цепи в области средних частот ($X_{\text{Ср1}} \rightarrow 0$, рис. 1.19) модуль сквозного коэффициента усиления, определяемого как

$$K^* = U_{\text{ВЫХ}} / E_{\text{Г}},$$

где $U_{\text{ВЫХ}} = h_{213} I_6 R_{\sim}$, а ЭДС источника сигнала $E_{\text{Г}} = I_6(R_{\sim} + r_{6'} + r_{6'3})$, тогда

$$K^* = h_{213} R_{\sim} / (R_1 + r_{6'3} + r_{6'}). \quad (1.20)$$

Отсюда видно, что сквозной коэффициент усиления (1.20) на средних частотах зависит не только от параметров транзистора, но и от внутреннего сопротивления источника ЭДС.

7.3.2 Резисторный каскад в области нижних частот

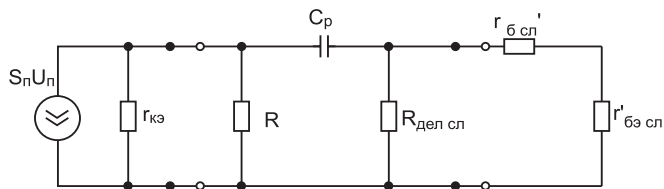


Рис. 1.25

Эквивалентная схема резисторного каскада в области нижних частот (рис. 1.25) получается из общей эквивалентной схемы (рис. 1.22). Из схемы (рис. 1.22) исключены эквивалентные конденсаторы $C_{\text{ВЫХ}} \cong C_{\text{К}}$ и $C_{\text{ЭКВ СЛ}} \cong C_{\text{б'э сл}}$

вследствие их малости (большого сопротивления в области нижних частот, $f \rightarrow 0$).

На упрощенной эквивалентной схеме (рис. 1.25) эквивалентное сопротивление делителя на входе транзистора VT2

$$1/R_{д\text{ сл}} = 1/R_{2\text{ сл}} + 1/R_{3\text{ сл}}, \quad (1.21)$$

$C_{p2} = C_p$, а входное сопротивление следующего каскада определяется (1.14).

С учетом параллельного включения $R_{д\text{ сл}}$ и $R_{вх\text{ сл}}$ введем

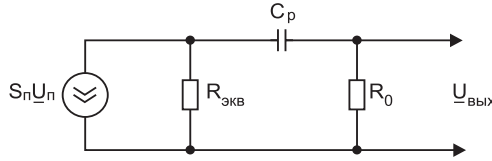


Рис. 1.26

$$R_0 = R_{д\text{ сл}} R_{вх\text{ сл}} / (R_{д\text{ сл}} + R_{вх\text{ сл}}), \quad (1.22)$$

а эквивалентное сопротивление, включенное в коллекторную цепь

$$R_{эКВ} = r_{кэ} R / (r_{кэ} + R). \quad (1.23)$$

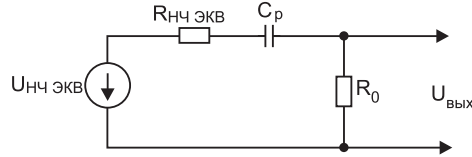


Рис. 1.27

С учетом введенных обозначений эквивалентная схема (рис. 1.25) примет вид (рис. 1.26).

Применяя теорему об эквивалентном генераторе эквивалентную схему (рис. 1.26) можно привести к виду (рис. 1.27), где

$$\underline{U}_{нч\text{ экВ}} = S_{п-п} \underline{U}_{п} R_{эКВ}, \quad R_{нч\text{ экВ}} = R_{эКВ}.$$

Найдем АЧХ и ФЧХ каскада, используя рис. 1.27. Поскольку

$$\underline{I} = \underline{U}_{нч\text{ экВ}} / (R_{нч\text{ экВ}} + R_0 + 1/j\omega C_p),$$

то

$$\underline{U}_{вЫХ} = \underline{I} R_0 = \underline{U}_{нч\text{ экВ}} R_0 / (R_{нч\text{ экВ}} + R_0 + 1/j\omega C_p).$$

Вводя нормированные частотные характеристики

$$Y(\omega) = \frac{K(\omega)}{K} = \frac{\underline{U}_{вЫХ}(\omega) \underline{U}_{вХ}}{\underline{U}_{вХ}(\omega) \underline{U}_{вЫХ}} = \frac{\underline{U}_{вЫХ}(\omega)}{\underline{U}_{вЫХ}}, \quad (1.24)$$

где $K(\omega) = U_{\text{вых}}(\omega)/U_{\text{вх}}(\omega)$ — коэффициент передачи (усиления) каскада на произвольной частоте, а $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ — коэффициент усиления на средней частоте.

Считая, что амплитуда входного напряжения поддерживается постоянной на любой частоте

$$|U_{\text{вх}}(\omega)| = |U_{\text{вх}}| = \text{const},$$

получаем

$$\begin{aligned} \underline{Y}(\omega) &= \frac{U_{\text{н экв}} R_0 (R_{\text{н экв}} + R_0)}{(R_{\text{н экв}} + R_0 + 1/j\omega C_p) U_{\text{н экв}}} = \\ &= \frac{R_{\text{н экв}} + R_0}{(R_{\text{н экв}} + R_0)(1 + 1/j\omega C_p (R_{\text{н экв}} + R_0))}. \end{aligned} \quad (1.25)$$

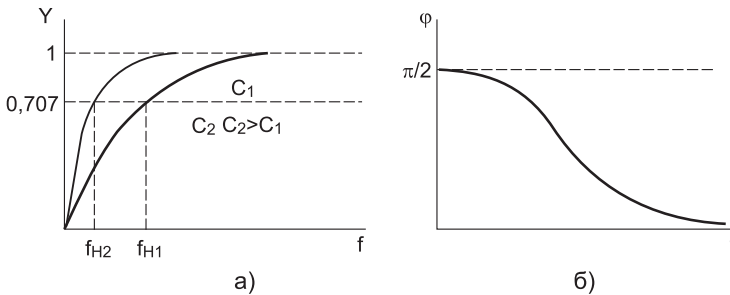


Рис. 1.28

Модуль нормированной частотной характеристики имеет вид

$$Y = |Y(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/j\omega C_p (R_{\text{н экв}} + R_0))^2}}. \quad (1.26)$$

Нормированная АЧХ (1.26) и ФЧХ $\phi = \arctg(\text{Im}(\underline{Y}(\omega))/\text{Re}(\underline{Y}(\omega)))$ имеет вид (рис. 1.28)

Из рис. 1.28а видно, что с ростом частоты модуль АЧХ стремится к единице ($\omega \rightarrow \infty$, $Y \rightarrow 1$). При уменьшении частоты, модуль АЧХ уменьшается, так как $1/\omega C_p \rightarrow \infty$. На рабочей частоте считаем, что $1/\omega C_p \rightarrow 0$.

Величина частотных искажений $M_{\text{нч}} = 1/Y$ (обратная модулю нормированной частотной характеристики) позволяет оценить значение нижней граничной частоты $\omega_{\text{нч}}$ по заданной величине частотных искажений (обычно по уровню 0,707).

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_p (R_{\text{н экв}} + R_0))^2}},$$

откуда получим значение нижней частоты среза $f_{\text{н}}$ по уровню 0,707

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + (1/\omega C_p (R_{\text{н экв}} + R_0))^2}$$

и определим величину разделительной емкости C_p , обеспечивающей заданные линейные искажения

$$f_n = 1/2\pi C_p (R_{нч экв} + R_0). \quad (1.27)$$

Из (1.27) видно, что увеличение разделительной емкости C_p уменьшает f_n нижнюю частоту среза (увеличивает полосу пропускания усилителя) для заданной величины линейных искажений (рис. 1.26 а) или уменьшает линейные искажения при заданной $M_{нч}$.

При заданных требованиях к величине линейных искажений $M_{нч}$, определить значение разделительной емкости можно из соотношения

$$C_p = 1/2\pi f_{нч} (R_{нч экв} + R_0) \sqrt{M_{нч}^2 - 1}.$$

Улучшать частотные свойства каскада путем вариации $R_{нч экв}$ и R_0 возможно выбором транзистора и его режима по постоянному току.

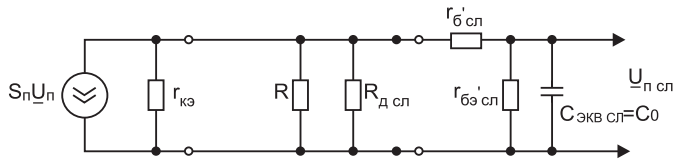


Рис. 1.29

7.3.3 Резисторный каскад в области верхних частот

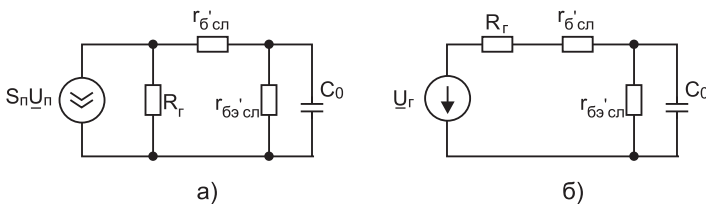


Рис. 1.30

Эквивалентная схема резисторного каскада в области верхних частот получается из полной эквивалентной схемы (рис. 1.22) исключением разделительного конденсатора C_p , имеющего малое сопротивление ($1/\omega C_p \rightarrow 0$) для реальных устройств (рис. 1.29).

Заменив параллельное соединение резисторов $r_{кз}$, R , $R_{д сл}$ эквивалентным сопротивлением R_r схему (рис. 1.29) можно упростить (рис. 1.30)

Где

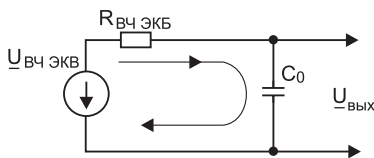


Рис. 1.31

$$\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R} + \frac{1}{r_{кэ}} + \frac{1}{R_{дел сл}},$$

где R_r — сопротивление эквивалентного генератора. Воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе представим рис. 1.30а в виде рис. 1.30б, заменив генератор тока эквивалентным источником ЭДС $\underline{U}_r = S_{п\pi} \underline{U}_{п\pi} R_r$. Используя еще раз теорему об эквивалентном генераторе получим более удобную для анализа эквивалентную схему каскада (рис. 1.31).

На рис. 1.31 источник эквивалентной ЭДС представлен эквивалентным генератором

$$\underline{U}_{вч экв} = \frac{\underline{U}_r r_{б'э сл}}{R_r + r_{б'э сл} + r_{б' сл}}$$

с внутренним сопротивлением

$$R_{вч экв} = \frac{(R_r + r_{б' сл}) r_{б'э сл}}{R_r + r_{б' сл} + r_{б'э сл}}.$$

Ток, образованный источником ЭДС,

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{в экв}}{R_{в экв} + 1/j\omega C_0}, \quad (1.28)$$

создает выходное напряжение (напряжение на БЭ переходе следующего транзистора VT2)

$$\underline{U}_{вых} = \underline{U}_{п сл} = \frac{\underline{U}_{в экв}}{R_{в экв} + 1/j\omega C_0} \frac{1}{j\omega C_0} = \frac{\underline{U}_{в экв}}{1 + j\omega C_0 R_{в экв}}.$$

Проводя нормирование выходного напряжения по отношению к напряжению на средней частоте $\underline{U}_{вых ср}$, получаем выражение для относительного коэффициента передачи

$$\underline{Y}(\omega) = 1/(1 + j\omega C_0 R_{вч экв}). \quad (1.29)$$

Амплитуда выходного напряжения на средней частоте $\underline{U}_{вых ср} \cong \underline{U}_{вч экв}$ вследствие относительной малости эквивалентной емкости C_0 , определяемой в основном емкостью БЭ перехода следующего транзистора. Модуль нормированного коэффициента передачи (1.30)

$$Y = |\underline{Y}(\omega)| = 1/\sqrt{1 + (\omega C_0 R_{вч экв})^2}, \quad (1.30)$$

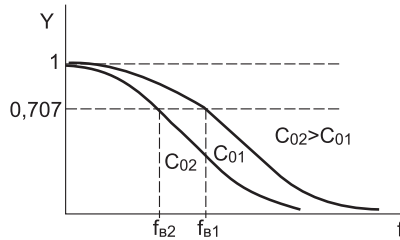


Рис. 1.32

оставаясь частотно-независимым в области средних частот, на верхних частотах уменьшатся. Спад начинается тем раньше (больше частотные искажения), чем больше эквивалентная емкость C_0 и сопротивление эквивалентного генератора (рис. 1.30).

Значение граничной частоты f_B , определяемой по уровню 0,707 из условия

$$1/\sqrt{2} = 1/\sqrt{1 + (\omega C_0 R_{B \text{ экв}})^2},$$

находится как

$$f_B = 1/2\pi C_0 R_{B \text{ экв}}. \quad (1.31)$$

Отсюда видно, что верхняя граничная частота уменьшается с ухудшением частотных свойств транзистора (большая емкость БЭ перехода) и ростом эквивалентного сопротивления. Считая эквивалентный источник ЭДС идеальным ($\underline{U}_{B \text{ч экв}} = \text{const}$) с повышением частоты увеличивается ток генератора (1.28) из-за уменьшения сопротивления емкости C_0 , что увеличивает падение напряжения на сопротивлении $R_{B \text{ч экв}}$, а значит уменьшение падения напряжения на C_0 , т. е. выходного напряжения ($\underline{U}_{П \text{ сл}}$). Применение высокочастотных транзисторов уменьшает емкость C_0 , увеличивая таким образом верхнюю граничную частоту при том же уровне искажений, т. е. увеличивая полосу усиливаемых частот.

Величина частотных искажений для известных параметров транзистора и элементов принципиальной схемы определяется соотношением

$$M_{B \text{ч}} = 1/Y = \sqrt{1 + (\omega C_0 R_{B \text{ экв}})^2}. \quad (1.32)$$

Приведенные выше теоретические сведения помогают понять физические явления, лежащие в основе работы усилительных каскадов предварительного усиления на биполярных транзисторах, рассчитать основные технические показатели усилителя. Приведенные формулы используют параметры эквивалентной схемы Джаколетто и сведения из справочников.

Пример расчета параметров транзистора VT1

Для указанного в приложении режима по постоянному току транзистора VT1 рассчитаем основные параметры модели:

сопротивление эмиттера $r_3 \cong 25,6/I_{K0}[\text{mA}] = 25,6 \text{ Ом};$

сопротивление БЭ перехода $r_{БЭ} = r_3(1 + h_{21э}) = 1945 \text{ Ом};$

крутизна БЭ перехода $S_n = h_{21э}/r_{бэ} = 38 \text{ мА/В}$;

постоянная составляющая базового тока $I_{б0} = I_{к0}h_{21э} = 13,3 \text{ мкА}$;

амплитуда напряжения на переходе $U_n = h_{21э}I_{б0}/S_n = 25 \text{ мВ}$;

с ОБ $h_{11б} = r_э + r_{б'}/h_{21э} = 26,4 \text{ Ом}$;

емкость БЭ перехода $C_{бэ} \cong 1/\omega_r r_э = 7,8 \text{ пФ}$;

сопротивление между коллектором и эмиттером $r_{кэ} \cong 1/h_{22э} = 1/h_{22б}(1 + h_{21э}) = 43,8 \text{ кОм}$;

сопротивление коллекторно-базового перехода $r_{б'к} \cong 25r_{кэ} = 1,095 \text{ МОм}$;

крутизна транзистора в рабочей точке

$$S = \frac{h_{21э}}{(1 + h_{21э})h_{11б}(1 + \gamma_s^2)} = 37,4 \text{ мА/В},$$

где $\gamma_s = f/f_s = 3,26 \cdot 10^{-6}$;

$f_s = f_{tr}/r_{б'} = 307 \text{ МГц}$.

Аналогично рассчитываем параметры транзистора VT2.

8 Литература

1. Усилительные устройства / Под ред. О. В. Головина. М.: РиС, 1993. 353 с.
2. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. М.: РиС, 1983. 323 с.
3. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP V. М.: СОЛОН, 1997. 273 с.
4. Попов В. П. Применение ППП Micro CAP для автоматизированного анализа цепей / ТРТУ. Таганрог, 1995. 85 с.
5. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / Под ред. Н. Н. Фомина. М.: РиС, 2003. 515 с.
6. Логвинов В. В. Резисторный каскад предварительного усиления (компьютерное моделирование — лаб. работа) / МТУСИ. М., 1997. 10 с.
7. <http://WWW.spectrum-soft.com/demoform.shtm> (адрес в Internet для получения студенческой версии ССМ МС).

Приложение

Параметры транзисторов VT1 и VT2 (КТ 316В):

$h_{21э} = 75$, $f_t = 800 \text{ МГц}$, $r_{б'} = 66,7 \text{ Ом}$, $C_k = 3 \text{ пФ}$.

Режим работы транзисторов:

VT1: $I_{ок1} = 1 \text{ мА}$;

VT2: $I_{ок2} = 2 \text{ мА}$.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ОУ

1 Цель работы

Изучение физических принципов действия и свойств базовых структур ОУ, определение основных технических показателей усилителя мощности на основе ОУ и исследование частотных и временных характеристик с использованием системы схемотехнического проектирования MicroCap8 (MC8).

2 Задание

2.1 Расчетная часть

Используя данные о величине компонентов параметров принципиальной схемы усилителя (рис. 3.1).

2.1.1. Рассчитать коэффициент усиления ОУ по напряжению при подаче сигнала на неинвертирующий вход.

2.2 Экспериментальная часть

Для компьютерной модели усилителя мощности, изображенного принципиальной схемой рис. 3.1

2.2.1. Получить АЧХ на выходе ОУ и усилителя мощности и оценить значения коэффициента усиления по напряжению на рабочей частоте.

2.2.2. Оценить значения f_v по уровню 0,707 по АЧХ, рассчитанным в п. 2.2.1.

2.2.3. Оценить изменение коэффициента усиления и f_v по АЧХ на выходе усилителя при вариации сопротивления обратной связи (R_7) от 1 до 5 кОм.

2.2.4. Оценить изменение коэффициента усиления и f_v по АЧХ на выходе усилителя при вариации сопротивления нагрузки (R_9) от 100 до 1000 Ом для значений остальных компонентов, соответствующих рис. 3.1.

2.2.5. Получить переходные характеристики на выходе усилителя для параметров схемы, указанных на рис. 3.1. Оценить время фронта выходного процесса для различных значений сопротивления обратной связи.

2.2.6. Получить амплитудную характеристику усилителя. Оценить коэффициент гармоник на выходе усилителя для различных значений уровня входного сигнала.

2.2.7. Получить амплитудную характеристику для малых значений амплитуды входного сигнала. Оценить напряжение смещения.

2.2.8. Получить переходную характеристику при действии на входе усилителя биполярного сигнала.

3 Описание принципиальной схемы усилителя

Исследуются свойства наиболее распространенной схемы усилителя (рис. 3.1) мощности на основе операционного усилителя (ОУ). Интегральная схема (ХЗ) К140УД18 реализует широкополосный операционный усилитель общего назначения. Кроме ОУ исследуемая схема содержит каскад усиления тока на транзисторах разной структуры n-p-n КТ3102А (Q1) и p-n-p типа КТ3107В (Q2), что позволяет улучшить симметрию плеч. Входное воздействие подается на неинвертирующий вход ОУ, а инвертирующий вход заземляется. Резисторы R7 и R6 реализуют цепь, создающую отрицательную обратную связь (ООС) параллельную по входу и выходу. Часть выходного напряжения подается с выхода усилителя на инвертирующий вход ОУ (падением напряжения на открытых эмиттерных переходах транзисторов можно пренебречь). Резистор R10 обеспечивает требуемый уровень сигнала на входе оконечного каскада. Для заданного значения сопротивления нагрузки усилителя (R9) выходная мощность $P_{\text{вых}}$ ($P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2 / R_{\text{н}}$) ограничена максимальным выходным напряжением ОУ, а оно, в свою очередь, напряжением питания и допустимым подавлением напряжения синфазного сигнала. Достаточно глубокая ООС приводит к значительному ослаблению синфазного сигнала (коэффициент усиления по напряжению существенно больше единицы). Питание схемы осуществляется от двух источников V7 и V8 с напряжением 22 В.

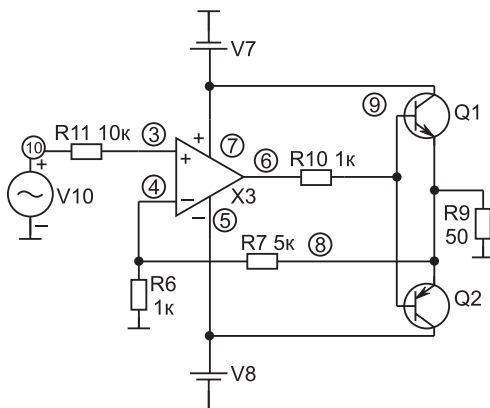


Рис. 3.1

4 Методические указания по выполнению работы

4.1 Расчетная часть

Расчет дифференциального коэффициента усиления усилителя проводится с учетом того, что входное сопротивление ОУ значительно больше внешних (подключенных) сопротивлений, выходное сопротивление ОУ значительно меньше внешних сопротивлений. Коэффициент передачи выходных каскадов, выполненных по схеме с ОК, равен единице.

4.2 Машинное моделирование

Исследование свойств усилителя мощности в частотной и временной областях на основе ОУ проводится с использованием принципиальной схемы усилителя. Анализ проводится с учетом свойств источника сигналов, активных элементов и особенностей описания их моделей. Принципиальная схема усилителя и особенности использования ОУ являются наиболее типичными для реальных устройств аппаратуры широкого применения.

Машинный эксперимент проводится с применением системы схемотехнического моделирования MicroCap 8 (MC 8). Элементы электрической принципиальной схемы описываются с помощью встроенных математических моделей компонентов, которые не могут быть изменены пользователями и можно варьировать лишь значения их параметров.

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами операционной системы WINDOWS 98 или более поздними версиями;
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии по указанному в п. 8 описания адресу, получить инсталляционные файлы демонстрационной (студенческой) версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CD дисках.

Демонстрационная версия содержится в.ZIP файле (ее можно раскрыть программой PKUNZIP). Запуск программы осуществляется программой SETUP.EXE. После завершения установки формируется папка Micro Cap8 Working Demo для быстрого запуска MC8. В подкаталог MC8demo\data заносятся файлы схем, имеющие расширение .CIR, и библиотеки математических моделей компонентов в файлах с расширением.LBR.

После установки и запуска программы mc8demo.exe в верхней части экрана монитора появляется окно главного меню с панелью команд (рис. 3.2).

Меню главного окна представлено второй строчкой сверху. Оно состоит из команд: File, Edit, Component, Windows, Options, Analysis, Help. Верхняя строчка главного окна укажет присвоенное ЭВМ или, выбранное Вами, имя вводимой схемы в подкаталоге \DATA с расширением .CIR, которое используется для описания схемы во внутреннем формате MC8 (вначале ЭВМ присваивает формируемой схеме имя CIRCUIT с некоторым порядковым номером, которое при выходе из программы можно заменить на любое другое).

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы) выбираются курсором (рис. 3.2), ак-

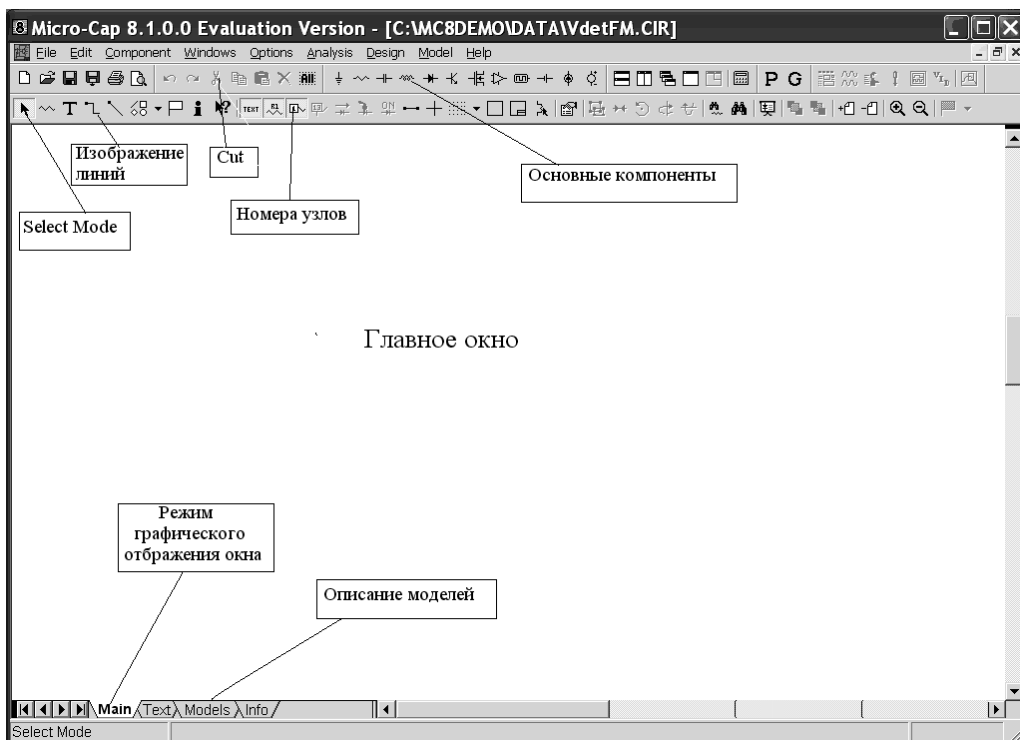


Рис. 3.2

тивируются левой кнопкой (например, резистор) мыши и затем помещаются в выбранном месте главного окна при повторном нажатии на левую кнопку. Удерживая нажатой левую кнопку мыши можно вращать компонент, щелкая правой. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и на ниспадающем меню Resistor предлагается присвоить ему позиционное обозначение (PART), указать его величину (VALUE), а также другие, не используемые при выполнении лабораторной работы, параметры. Присвоенные значения могут изображаться вместе с компонентом в главном окне, если подсвеченный параметр помечен галочкой Show (рис. 3.3). При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена: 5 PF или 5 P, или 5E-12.

Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие кнопки ОК. Если неверно введены какие-либо сведения, то нажатие кнопки Cancel отменяет всю введенную информацию о компоненте.

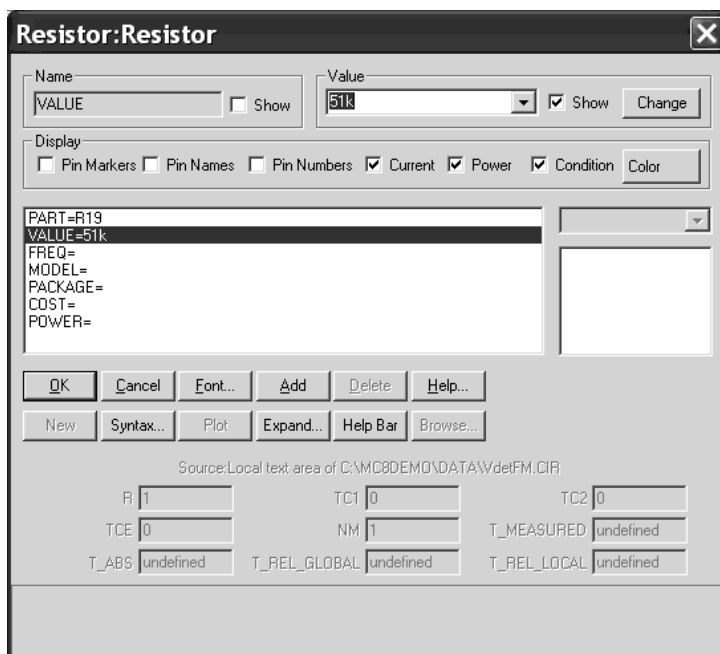


Рис. 3.3

Альтернативным вариантом ввода параметров компонентов является использование меток (labels), когда на принципиальной схеме какому-либо резистору задается в качестве параметра не значение его сопротивления, (например 50 Ом), а вводится метка (например, R2) и затем с помощью текстовой директивы .DEFINE задается значение этого сопротивления в виде

.DEFINE R2 50

Эта директива вводится в текстовом режиме меню инструментов.

В рамке Display (рис. 3.3) выключателями задаются условия отображения в окне схем компонента: с помеченными выводами (Pin Markers), названиями выводов (Pin Names) или пронумерованными выводами (Pin Numbers). Мы ограничимся лишь выводом на экран токов (Currents), значением мощности (Powers) и условий эксперимента (Conditions).

Поочередно активизируя в левом высвеченном окне строку Part, позиционное обозначение компонента, Value — величина вводимого резистора подтверждает предложенный вариант, переходя на следующую строку, или вводите новое значение соответствующего параметра. Строки FREQ — определяющую частотную зависимость сопротивления резистора, MODEL — тип применяемого резистора, его стоимость — COST, и рассеиваемую на нем мощность — POWER можно не заполнять, поскольку в лабораторной работе не исследуется влияние частотной или температурной зависимости параметров резистора не свойства каскада. Не проводится также и конструктивная разработка макета предоконечного усилителя, когда является важным параметром тепловые характеристики компонентов и их стоимость.

Активные кнопки внизу ниспадающего меню Resistor позволяют при их нажатии:

OK — подтвердить правильность введенной информации и продолжить выполнение задачи;

Cancel — отказаться от введенной на этом подменю информации;

Font — изменить шрифт и стиль выбранного атрибута;

Add — добавить атрибуты к описанию компонента;

Help — файл помощи;

Syntax — показывает описания простейших компонентов в формате Spice;

Expand — вызывать файл данных и в выбранном курсором текстовом поле проводить редактирование или вводить большой объем текстовой информации;

Help Bar — переключает дисплей в режим Help. Дает краткое описание ключам окна схем и описывает возможности управления курсором.

При необходимости коррекции отдельных элементов принципиальной схемы необходимо сначала его удалить. Для этого вначале активизируют режим редактирования элементов и компонентов схемы (Select Mode, рис. 3.2). Затем, подведя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым светом, компонент или соответствующий текст в окне схем и затем, войдя в меню EDIT, на выпадающем подменю выбирают CUT (рис. 3.4) и удаляют необходимый атрибут схемы нажатием левой кнопкой мыши. Альтернативным вариантом при удалении компонентов является применение пиктограммы CUT (или Ctrl-X) на панели инструментов (ножницы) в окне схем, которая активизируется только при нажатии кнопки Select Mode (рис. 3.2).

Аналогично вводятся конденсаторы. На панели инструментов главного окна активизируется пиктограмма конденсатора и на выпадающем меню Capacitor: Capacitor задаются параметры конденсатора.

Соединительные линии между компонентами «прочерчивают» выбрав на панели инструментов главного окна пиктограмму линии (рис. 3.2). Установить курсор в начале будущей линии и нажать левую кнопку мыши. Удерживая кнопку в нажатом положении, проводят линию до вывода очередного компонента или местом соединения с другой линией.

При вводе транзистора типа PNP, которого нет в списке основных компонентов окна схем, необходимо сначала выполнить команду Component в меню главного окна и на дополнительном меню, разворачивающемся вправо, выбрать Analog Primitives, а из предлагаемого перечня устройств выбрать Active Devices, а затем, на закладке активных компонентов, PNP (рис. 3.5).

В дальнейшем, при повторном вводе транзистора такого типа проводимости, выполняемая команда Component уже содержит данный тип транзистора на выпадающем меню и достаточно лишь активизировать в нем соответствующую строку.

При нажатии на левую кнопку мыши на ниспадающем меню (рис. 3.6) PNP Transistor выбирается позиционное обозначение компонента (PART), начинающееся по умолчанию с буквы Q, затем его характеристика VALUE, определяющая активный режим, и тип транзистора MODEL. Активизацией

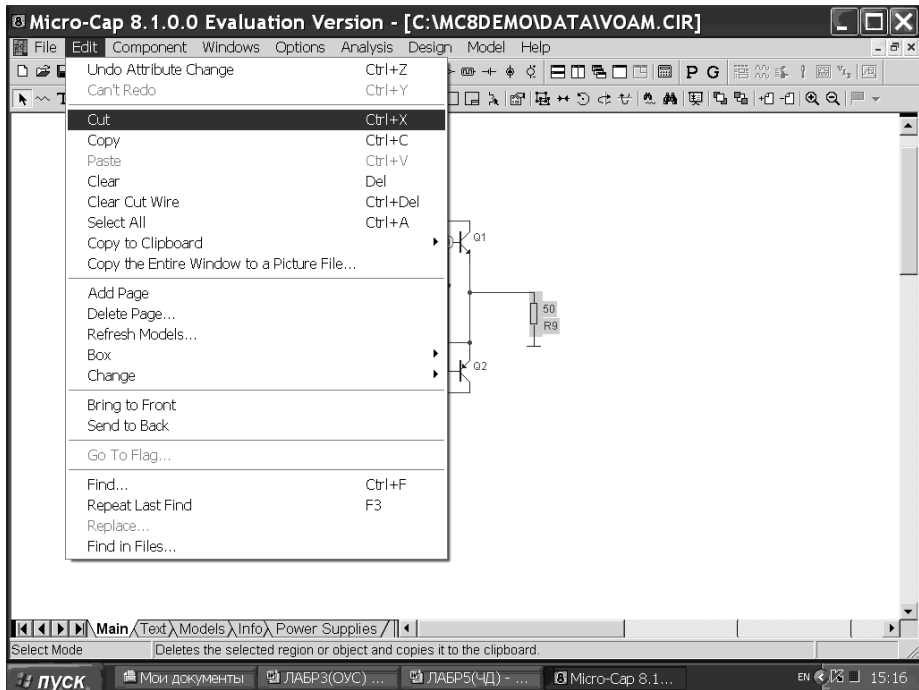


Рис. 3.4

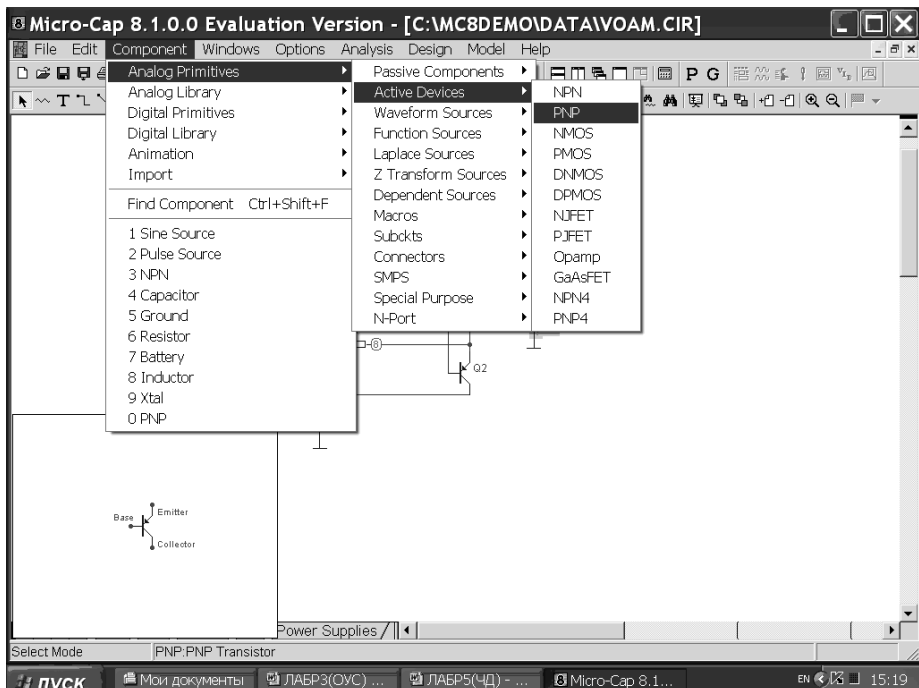


Рис. 3.5

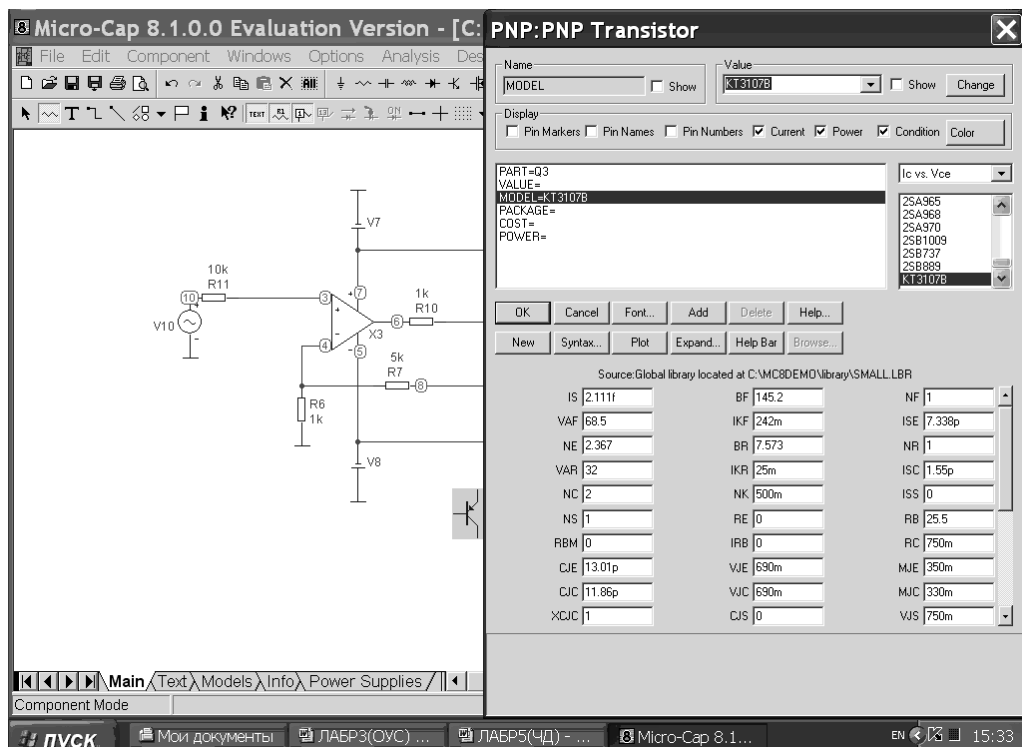


Рис. 3.6

строки в правой колонке меню можно выбрать тип транзистора из предложенного перечня.

Поскольку в библиотеке MC8, представленных в колонке справа, нет отечественных транзисторов, то необходимо ввести параметры модели транзистора KT3107B. Для этого, после ввода выбранного позиционного обозначения транзистора (PART), характеристики, определяющей активный режим (VALUE, можно не вводить), выбирается строка MODEL (рис. 3.6) и нажатием на кнопку NEW задаете переход в режим ввода параметров новой модели транзистора. В рамке Value вводится название транзистора KT3107B вместо New Model1. Параметры модели Эберса — Молла биполярного транзистора KT3107B:

$IS = 2.111f$, $BF = 145.2$, $VAF = 68.5$, $IKF = 0.242$, $ISE = 7.338p$, $NE = 2.367$, $BR = 7.573$, $VAR = 32$, $IKR = 25m$, $ISC = 1.55p$, $NC = 2$, $RB = 25.5$, $RC = 0.75$, $CJE = 13.01p$, $VJE = 0.69$, $MJE = 0.35$, $CJC = 11.86p$, $VJC = 0.69$, $MJC = 0.33$, $FC = 0.5$, $TF = 474p$, $XTF = 1$, $VTF = 25$, $ITF = 0.15$, $TR = 20.11N$, $EG = 1.11$, $XTB = 1.5$, $XTI = 3$ вводятся вместо представленных программой MC8. Для этого, войдя в подсвеченное окно выбранного параметра, стрелкой вверх клавиатуры удаляете, записанные там значения, и вводите новые. Смысл обозначений и способ определения параметров можно найти в [2].

Как видно из рис. 3.6 параметры модели транзистора могут уже содержаться в библиотеке MC8 (если в методических материалах имеется дискета с описанием файла VOAM).

Аналогично вводятся параметры транзистора KT3102A:

IS = 5.258f, BF = 185.1, VAF = 86, IKF = 0.4922, ISE = 28.21n, NE = 7.428, BR = 2.713, VAR = 25, IKR = 0.25, ISC = 21.2p, NC = 2, RB = 52, RC = 1.65, CJE = 11.3p, VJE = 0.69, MJE = 0.33, CJC = 9.921p, VJC = 0.65, MJC = 0.33, FC = 0.5, TF = 611.5p, XTF = 2, VTF = 80, ITF = 0.52, TR = 57.71n, EG = 1.11, XTB = 1.5, XTI = 3 (рис. 3.7, или выбирается активизацией строки с наименованием выбранного транзистора в библиотеке транзисторов подменю NPN: NPN Transistor).

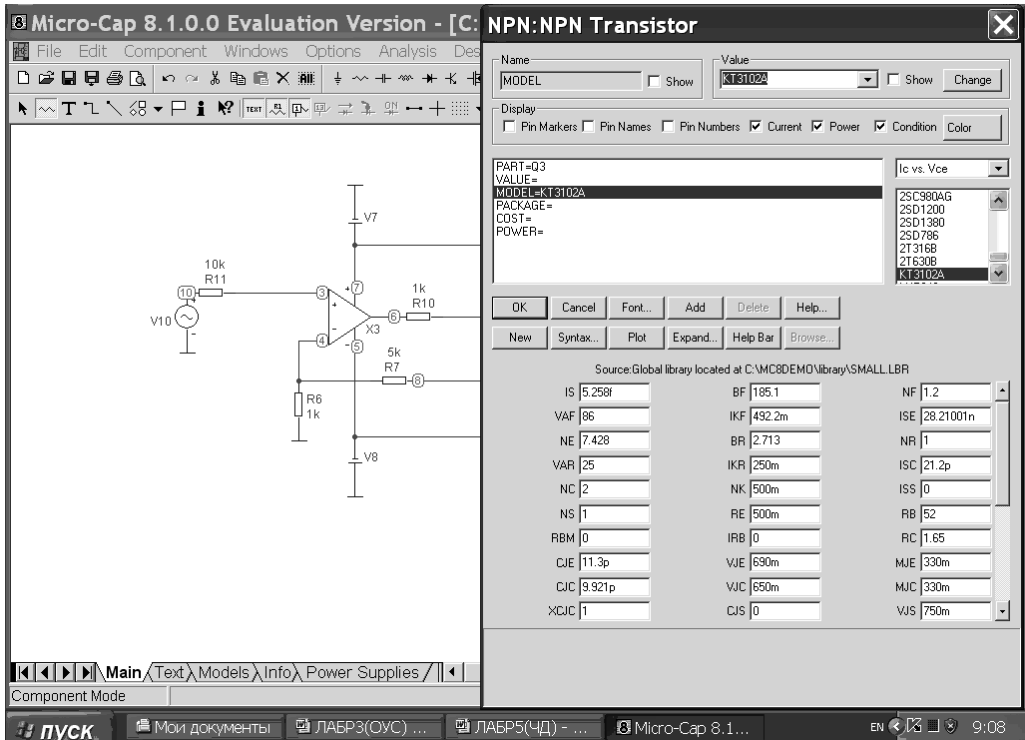


Рис. 3.7

Для ввода параметров ОУ необходимо активизировать пиктограмму ОУ на строке основных компонентов (рис. 3.2), с последующим выбором необходимого типа микросхемы из встроенной библиотеки (рис. 3.8) в подменю Орамп:Орамп. Выбранная микросхема LF355, соответствует по своим параметрам ОУ КТ140УД18 [3].

При отсутствии ИМС необходимого типа во встроенной библиотеке необходимо ввести параметры модели ОУ, по аналогии с вводом параметров транзистора KT3107B. Нажав при активизированной строке MODEL кнопку New, последовательно заменяя параметры:

LEVEL = 3, TYPE = 3, C = 10p, ROUTAC = 50, ROUTDC = 75, VOFF = 3M, IOFF = 3p, SRP = 3MEG, SRN = 6MEG, IBIAS = 30P, VEE = -22, VCC = 22, VPS = 12.9, VNS = -12.9, GBW = 2.5MEG. Указанные параметры и смысл принятых обозначений можно найти в [2, 3].

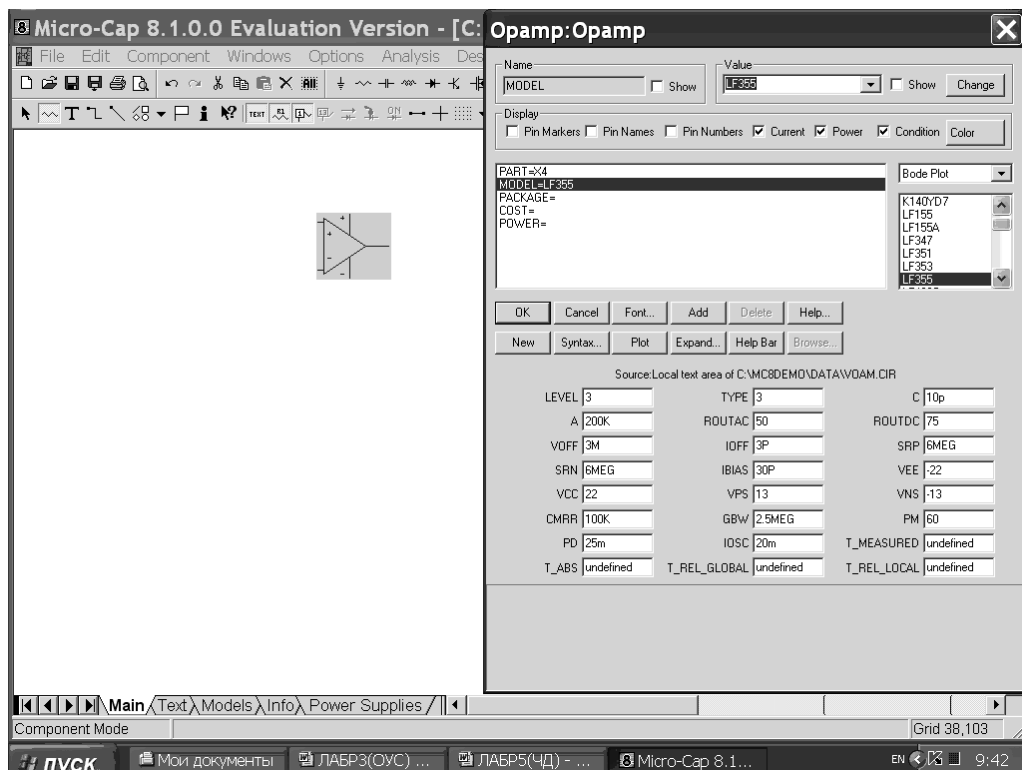


Рис. 3.8

Для получения частотных характеристик усилителя необходимо включить на его вход генератор гармонических колебаний.

Тип генератора можно выбрать, используя строку основных компонентов в главном окне, и затем выбрать из большого числа моделей генераторов с различной формой сигнала, с модуляцией или без модуляции и т. д. Поскольку можно ограничиться моделью генератора гармонических колебаний без какой-либо модуляции то, выбрав команду Component меню главного окна последовательно выбрать на выдвигающихся вправо подменю: Analog Primitives → Waveform Sources → Sine Source (рис. 3.9). Появляющееся изображение модели генератора и подменю параметров Sine Source: Sine Source позволяет задать его параметры (рис. 3.10).

Подменю Sine Source построено по традиционной форме, использовавшейся ранее при вводе резисторов, конденсаторов и др., поэтому назначение кнопок, пиктограмм и вводимых параметров известно.

Параметры генератора (частота, амплитуда и др.) отличны от предлагаемых в библиотеке MC8 поэтому ввод начинают с выбора позиционного обозначения компонента (PART предлагается V10), а в строке MODEL указать на ввод новой модели генератора, нажав кнопку New под левым окном. Ведя затем название генератора (например, SN) в окне Value установить последовательно курсор в окнах параметров генератора ввести требуемые параметры, организовав файл данных источника сигнала: Source Local text area of

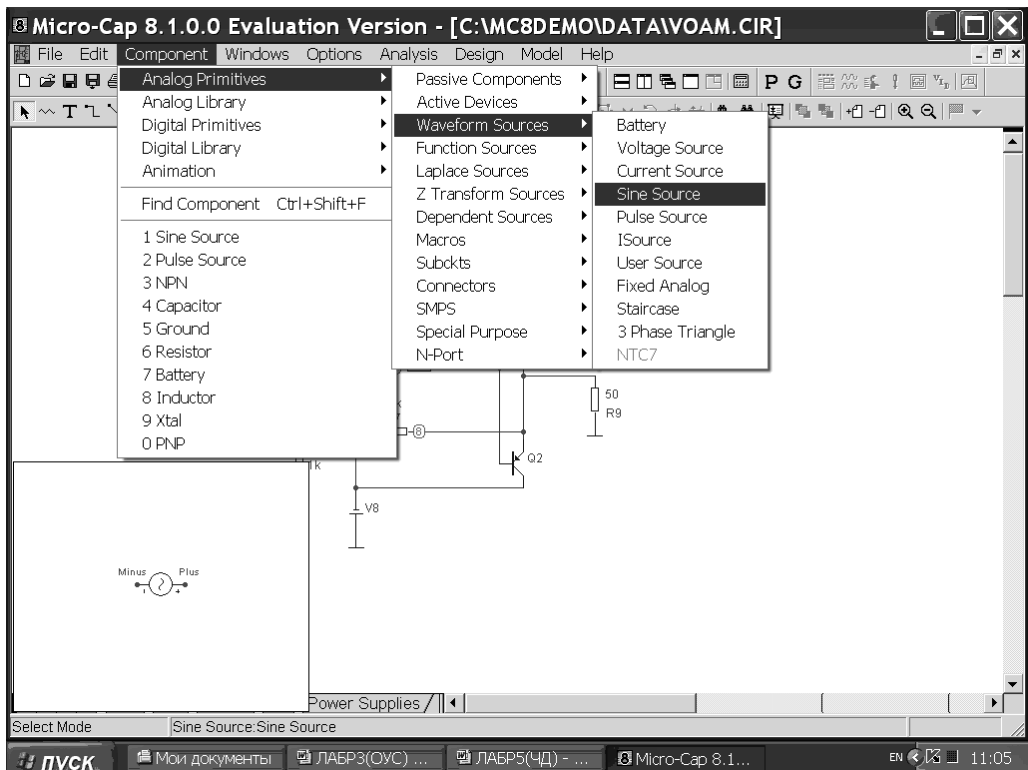


Рис. 3.9

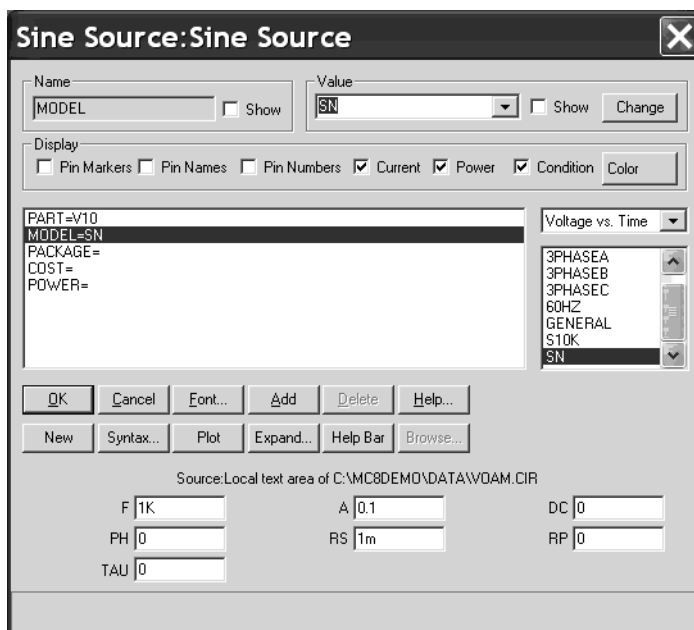


Рис. 3.10

C:\MC8\DATA\VOAM.CIR (рис. 3.10). В качестве параметров генератора задаются:

F — частота несущего колебания — 1 = кГц;

A — амплитуда несущего колебания — 100 мВ;

DC — значение постоянной составляющей сигнала — 0 В;

PH — начальная фаза несущего колебания — 0 рад;

RS — внутреннее сопротивление генератора — $10 \cdot 10^{-3}$ Ом;

RP — период повторения (для сигнала, имеющего форму отрезка синусоиды) — 0 сек;

TAU — постоянная времени затухания огибающей сигнала (при экспоненциальной форме затухания амплитуды сигнала) — 0 сек.

Подключение батареи источника питания завершает ввод принципиальной схемы усилителя.

Выбрав нажатием на левую кнопку мыши пиктограмму батареи панели инструментов (рис. 3.2) переходят на выпадающем меню в режим задания параметров батареи (рис. 3.11).

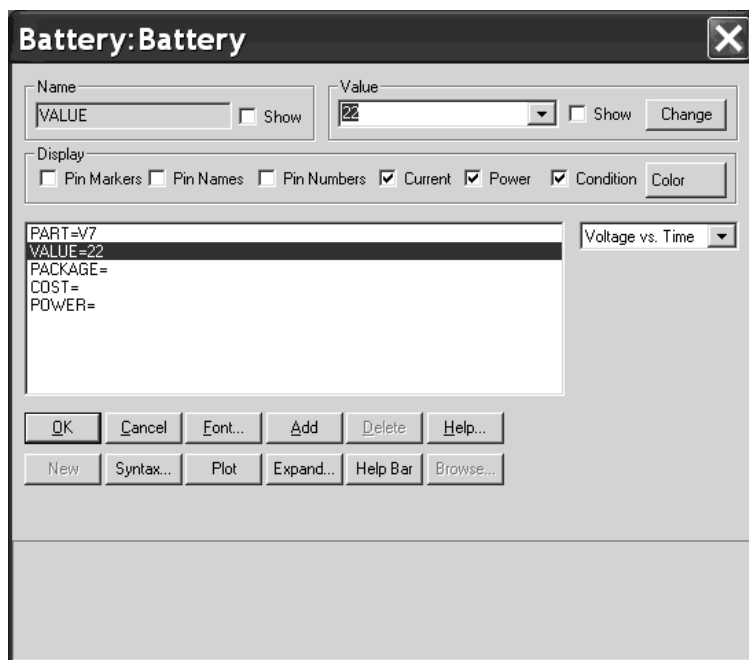


Рис. 3.11

Выбрав обозначение батареи на принципиальной схеме V7 (PART) и величину создаваемого напряжения 22 В (VALUE 22V), нажатием на кнопку OK подтверждают правильность ввода параметров (PACKAGE, COST, POWER не вводятся). Появившееся изображение батареи устанавливают в принципиальную схему с учетом типа проводимости транзистора и вывода цепи питания ОУ. Другой источник питания, с теми же параметрами и обозначением V8, вводят аналогично, подключая к другому выводу цепи питания ОУ (с учетом требуемой полярности).

Общая электрическая шина («земля») обеспечивает протекание токов в цепях с разным количеством выводов (двухполюсники, трехполюсники, четырехполюсники) и различным функциональным назначением. «Земля» вводится установкой курсора на ее условное обозначение на панели инструментов главного окна и нажатием на левую кнопку мыши. Устанавливая курсор в виде символа «земля» в нужном месте схемы, повторным нажатием на левую кнопку мыши фиксируют его положение.

Завершив ввод активных и пассивных компонентов принципиальной схемы, проверьте их на соответствие со схемой на рис. 3.1 (источник входного воздействия должен быть SN-генератор гармонических колебаний). При необходимости проведите коррекцию элементов схемы.

Проведение анализа частотных свойств усилителя предваряет нумерация узлов принципиальной схемы нажатием на пиктограмму Node Numbers.

Для выполнения п. 2.2.1 войдем в режим анализа активизацией левой кнопкой мыши команды Analysis меню главного окна.

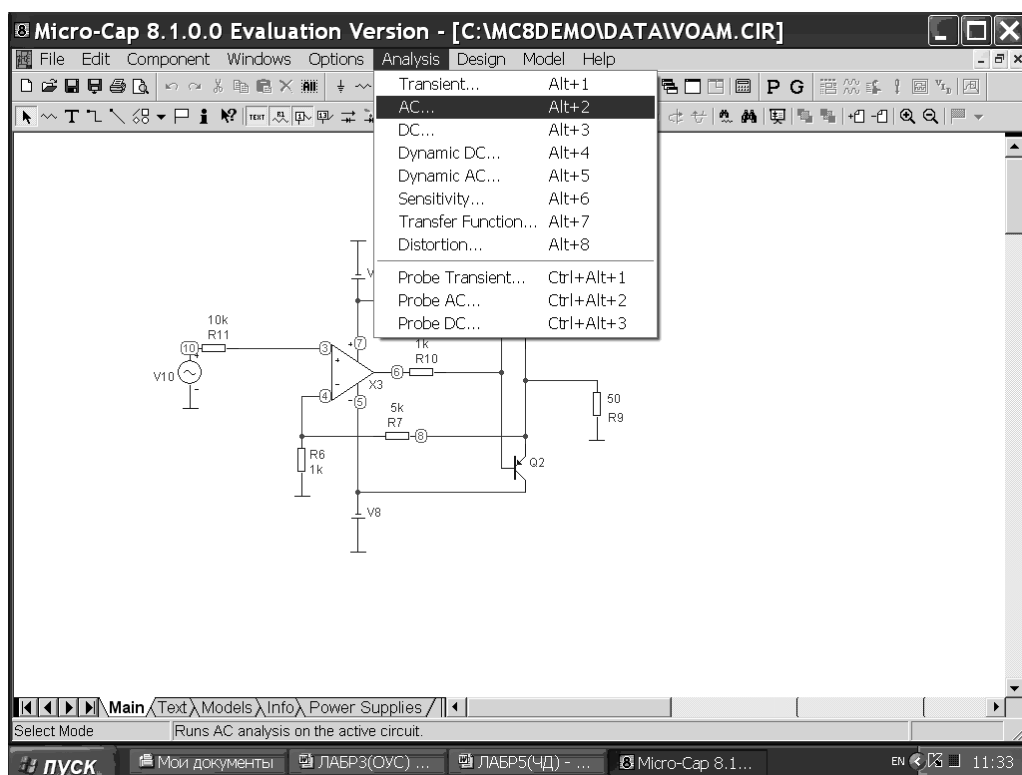


Рис. 3.12

На выпадающей закладке выбирается режим анализа частотных характеристик АС. Нажатием левой кнопкой мыши при подсвеченной строке АС переходим к заданию условий анализа на выпадающем подменю AC Analysis Limits: заданию пределов анализа, способа проведения анализа и представления на экране монитора результатов анализа.

В окне AC Analysis Limits (рис. 3.13) задается следующая информация:

Frequency Range — значения верхнего и нижнего пределов частот анализа;

Number of Points — количество точек в заданном частотном интервале, в котором производится расчет частотных характеристик и полученные значения выводятся в форме графика или таблицы (если это указывается); если в строке Frequency Range выбрано Auto, то, число точек на заданном интервале интегрирования, будет 51 и шаг интегрирования будет выбираться автоматически, это может приводить к большим погрешностям вычислений;

Temperature — диапазон изменения температур (может задаваться одно значение, при котором проводится анализ);

Maximum Change — максимально допустимое приращение функции на интервале шага по частоте (учитывается только при автоматическом выборе шага — активизация процедуры Auto Scale Ranges);

Noise Input — имя источника шума, подключенного ко входу второго каскада, Noise Output — номер(а) выходных зажимов, где вычисляется спектральная плотность напряжения шума;

Run Options — определяет способ хранения полученных результатов:

Normal — результаты расчетов не сохраняются;

Save — результаты сохраняются на жестком диске;

Retrieve — использование результатов расчета, хранящегося на жестком диске, для вывода на экран монитора, State Variables — задание начальных условий интегрирования.

На экран монитора, в соответствии с рис. 3.13 выводится график (активизирована кнопка рядом со столбцом P) коэффициента усиления (YExpression) в зависимости от частоты (XExpression) в узле 8, на выходе усилителя, и в узле 6, на выходе ОУ, с пределами значений для каждой из них, определяемой форматом: максимальное значение выводимой переменной, ее минимальное значение и шаг сетки значений соответствующей оси (частота, коэффициент передачи). Характер изменения значений по оси абсцисс — логарифмический, а по оси ординат — линейный, что выбирается нажатием двух левых крайних кнопок в строке выводимых значений. Графики выводятся в одной

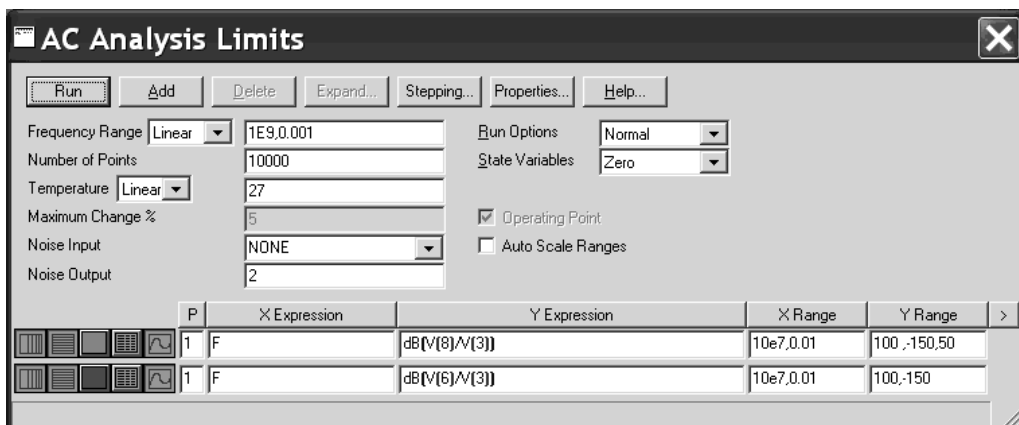


Рис. 3.13

системе координат (в обеих строках столбца P — Plot — указана одна и та же цифра).

В столбцах XRange и YRange указываются: верхний и нижний пределы значений переменной, выводимой на экран. Третья цифра определяет шаг сетки по соответствующей оси.

Примечание: для увеличения числа графиков выводимых на экран монитора необходимо нажать на кнопку Add, а для уменьшения (удаления строки) — размещаете курсор в одном из окон удаляемой строки и нажимаете кнопку Del.

В соответствие с рис. 3.13, по оси абсцисс (частот) выбран логарифмический масштаб, а по оси ординат — линейный.

Для заданных условий моделирования характер АЧХ представлен на рис. 3.14.

Для нахождения верхней граничной частоты $f_{вч\text{ гр}}$ для величины линейных искажений, составляющих 3 дБ, найдем значение коэффициента усиления на рабочей частоте (1 кГц), используя пиктограмму PEAK. Затем сдвинув маркер на частоту 1 кГц определим точное значение коэффициента усиления на этой частоте — $K_{ср}$. Нажатием на пиктограмму Go To Y (в окне результатов вычислений, рис. 3.14) в окне Value выпадающего подменю Go To Y (рис. 3.15) вводим значение $0,707K_{ср}$ и нажимаем на кнопку Right. Маркер определяет положение верхней граничной частоты $f_{вч\text{ гр}}$. Полученные результаты заносите в табл. 1.

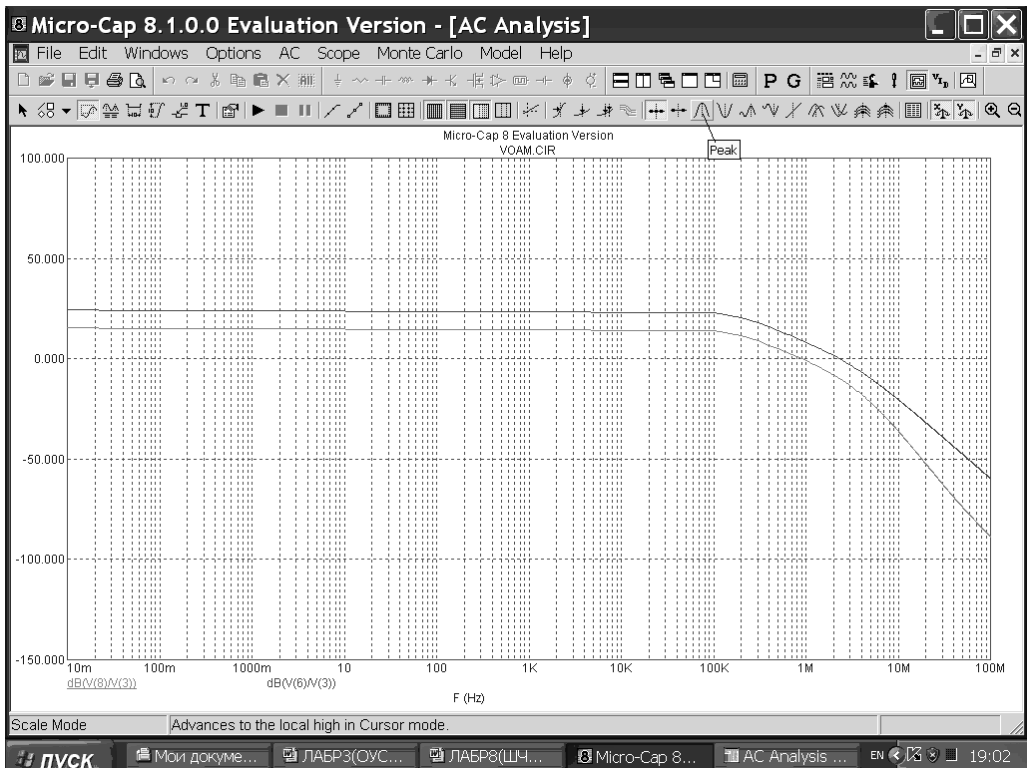


Рис. 3.14

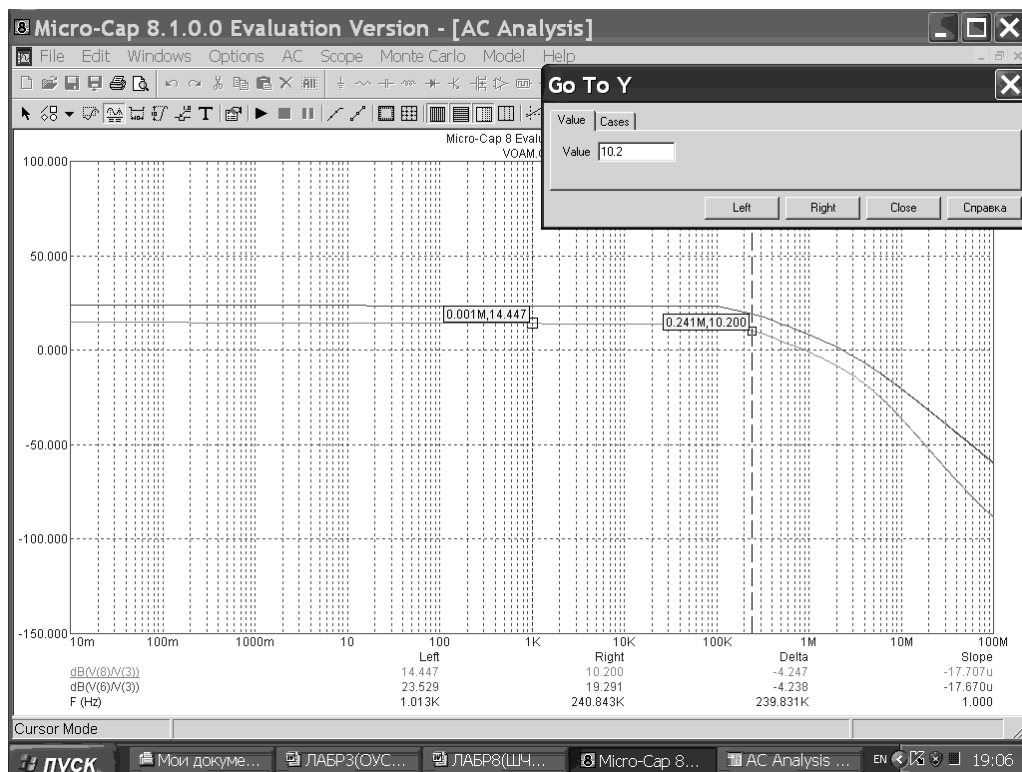


Рис. 3.15

Для выполнения п.2.2.3. необходимо войти в подменю AC Analysis Limits (рис. 3.16), нажав на кнопку Stepping, выбрать режим варьирования одного из компонентов принципиальной схемы усилителя. Нажав на кнопку раскрытия окна в строке Step What, активизируем строку, содержащую сопротивление обратной связи R7 (рис. 3.17).

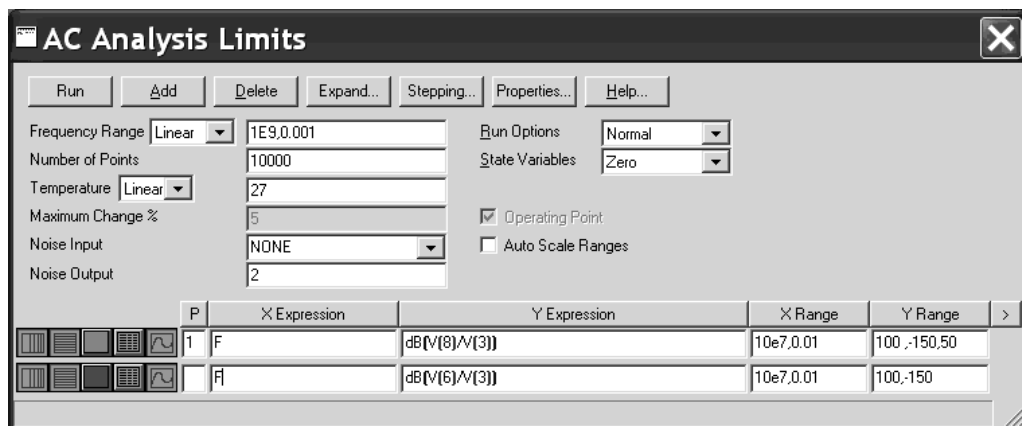


Рис. 3.16

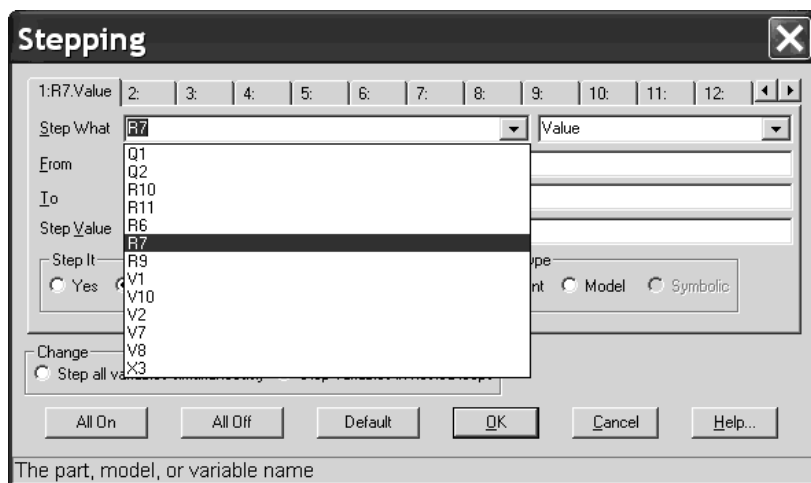


Рис. 3.17

Затем вводим From — значение, являющееся минимальным, с которого начинается изменение R7, To — верхняя граница изменения величин R7, с шагом — Step Value (рис. 3.18). Установка точки Yes в рамке Step It подтверждает режим варьирования параметров.

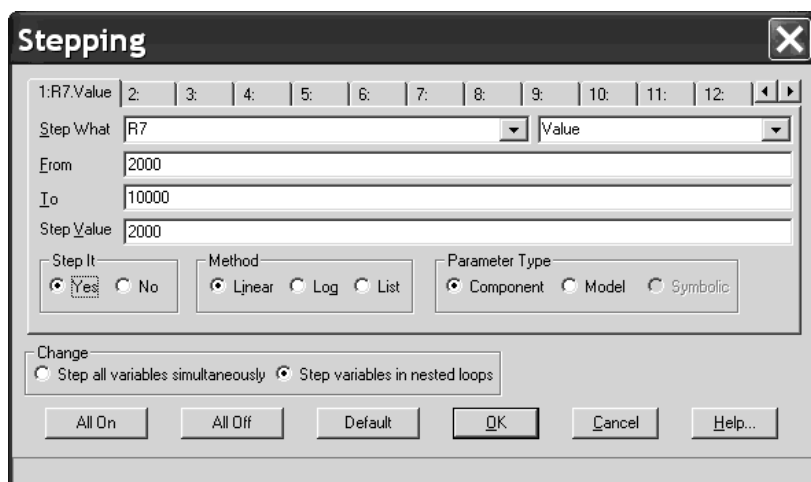


Рис. 3.18

В рамке Method отмечаем кнопкой закон изменения компонента Linear (Linear — линейный, Log — логарифмический или List — в соответствии со списком). В рамке Parameter Type кнопкой помечаем вид варьлируемого элемента: Component — компонент (Model — модель, например, источника сигнала).

В рамке Change (изменение) выбирается (помечается точкой) способ изменения шага при вариации параметра элементов: только во вложенных циклах программы (Step variables in nested loops) или всех подлежащих изменению

параметров одновременно (Step all variables simultaneously). В первом случае существует возможность независимого выбора шага для каждого параметра. Во втором случае необходимо изменять варьируемые параметры с одинаковым шагом, что ограничивает анализ всего одним возможным вариантом. Кнопки в нижнем ряду All On, All Off включают режим варьирования (Step It) перечисленных на всех закладках в режиме Stepping параметров. Кнопка Default по умолчанию задает изменение варьируемого параметра от половинного до двойного значения от его номинальной величины. Подтверждение выбранного режима анализа и вход в него осуществляется нажатием кнопки ОК. Для варианта значений сопротивления R7, указанного на рис. 3.18, получается семейство (рис. 3.19) кривых (последовательно войдя в режим AC и затем Run).

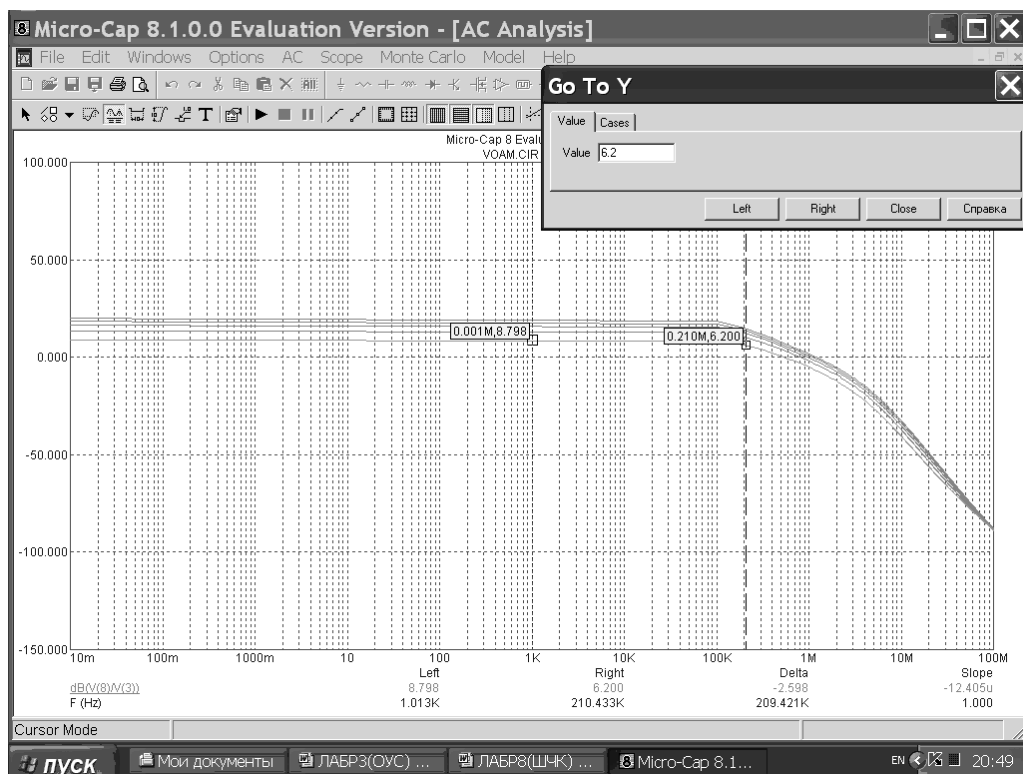


Рис. 3.19

Оценка значения граничной частоты по уровню 0,707 для минимального значения варьируемого компонента проводится по ранее рассмотренной методике. Для того, чтобы проделать это для других значений сопротивления ОС необходимо нажать на пиктограмму Go To Branch (переход на другой график, рис. 3.20).

На выпадающем подменю Go To Branch в окне результатов (рис. 3.21) нажимаем на кнопку раскрытия окна R7.Value и активизацией строки (например, 4000) выбираем значение варьируемого сопротивления, которое будет представлено на семействе кривых красным цветом.

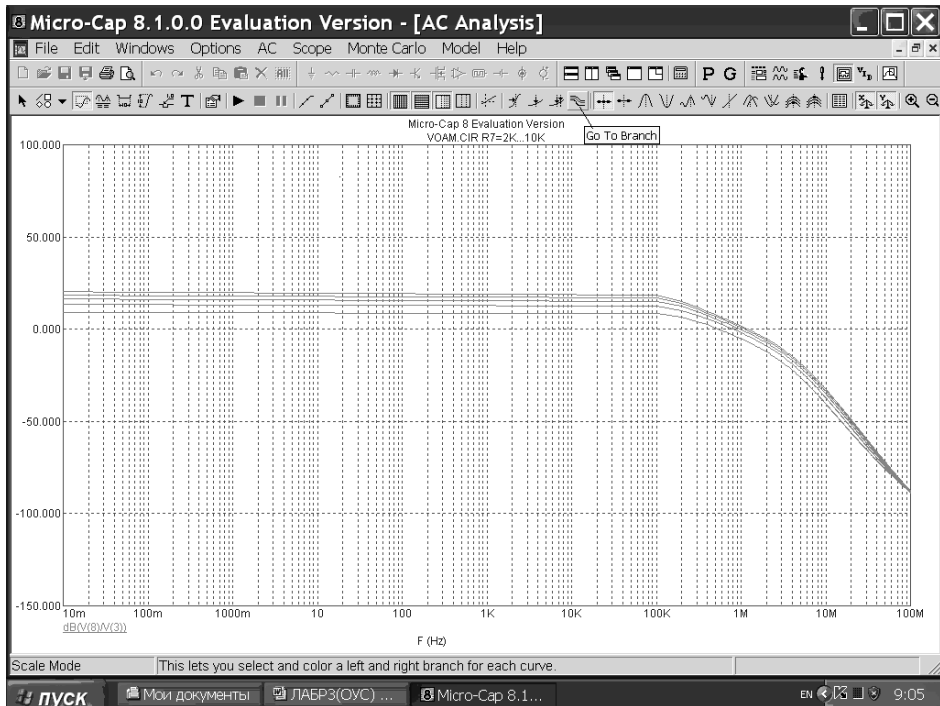


Рис. 3.20

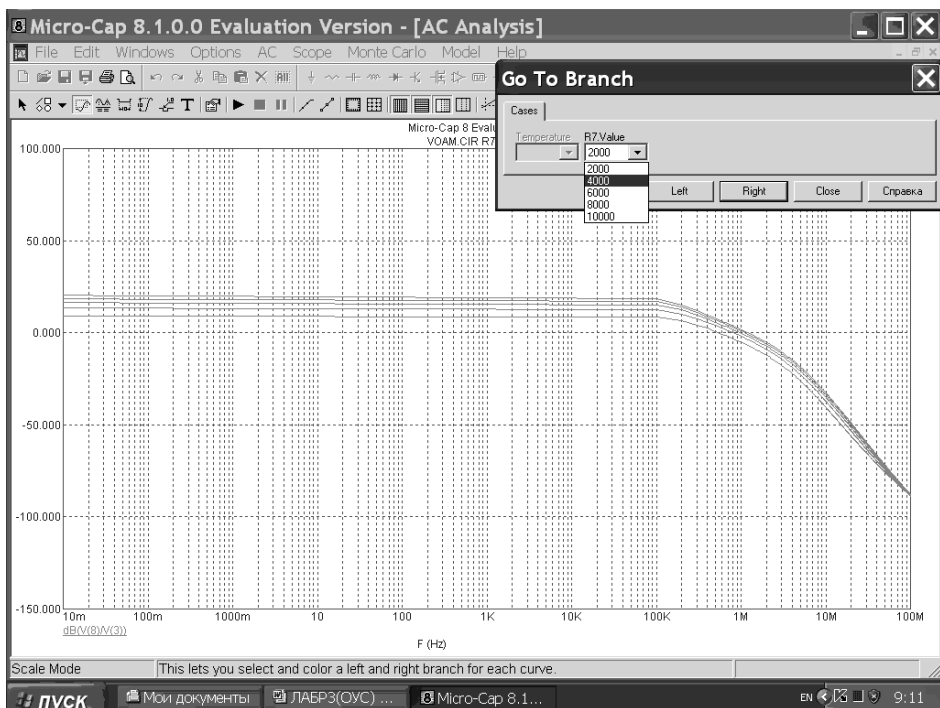


Рис. 3.21

Нажимая кнопку Left переводим левый маркер на кривую коэффициента усиления для $R7 = 4000 \text{ Ом}$ на частоте 1 кГц (K_{cp}). Вычисляем значение коэффициента усиления, соответствующего граничной частоте $0,707K_{cp}$ и, нажав на кнопку Right (рис. 3.22) переводим правый маркер на кривую при выбранной величине сопротивления $R7$ (4000 Ом). Выходим из подменю Go To Branch, нажимая кнопку Close и входим в подменю Go To Y (рис. 3.19) и указываем в окне Value, значение, соответствующее $0,707K_{cp}$, получая значение граничной частоты для $R7 = 4000 \text{ Ом}$. Затем входим в подменю Go To Branch и повторяем указанную последовательность действий устанавливая новое значение сопротивления обратной связи. Значение коэффициента усиления на средней частоте и граничной частоты для очередной величины $R7$ заносим в табл. 1.

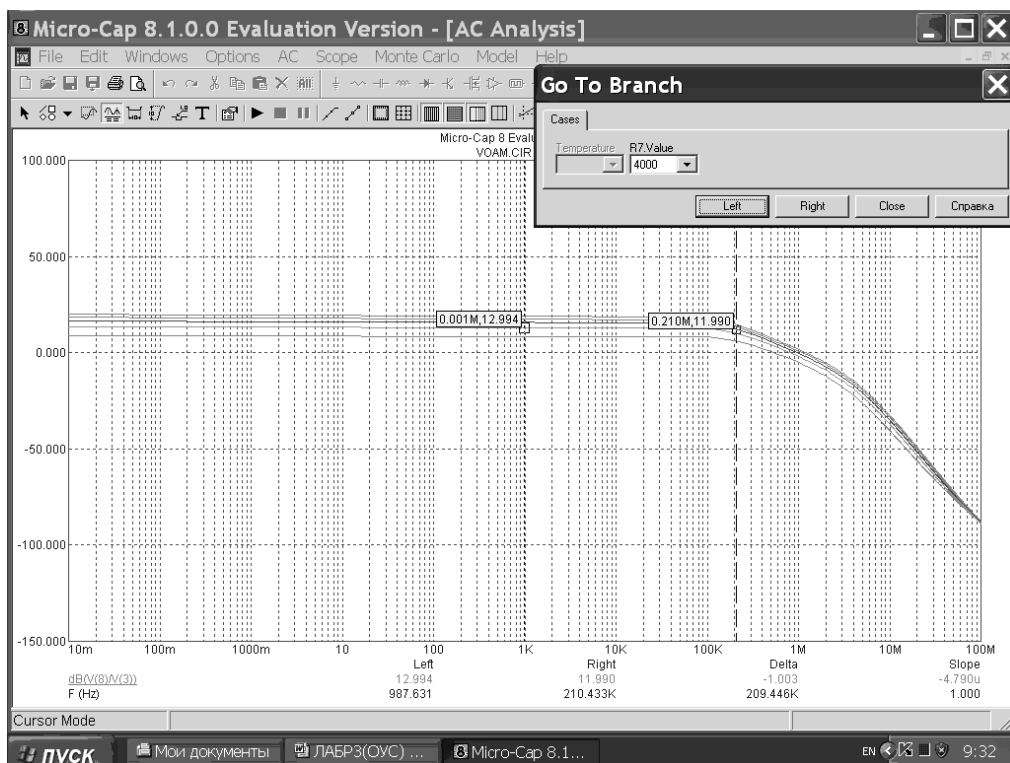


Рис. 3.22

Повторите моделирование п. 2.2.4 для вариации сопротивления нагрузки $R9$. Результаты занесите в таблицу 1.

Для выполнения п. 2.2.4 необходимо в исходной схеме генератор гармонических колебаний SN заменить генератор импульсных сигналов. Удалив генератор V10 (рис. 3.1) и выполнив команду Component в окне схем, на выдвигающихся вправо закладках (рис. 3.23) последовательно выбираем: Analog Primitives $\rightarrow$ Waveform Sources $\rightarrow$ Pulse Source. Устанавливаем графическое изображение генератора импульсного сигнала на вход усилителя и, нажав на левую кнопку мыши, входим в подменю Pulse Source: Pulse Source задания параметров генератора и характеристик моделирования (рис. 3.24).

Таблица 1

Резистор		$K_{ср}$	$f_{вч\ гр}, Гц$	$U_{вых}, В$	$\tau_{ф}, с$
R7, кОм	1				
	2				
	3				
	4				
	5				
R9, Ом	50				
	100				
	200				
	300				
	400				
	500				

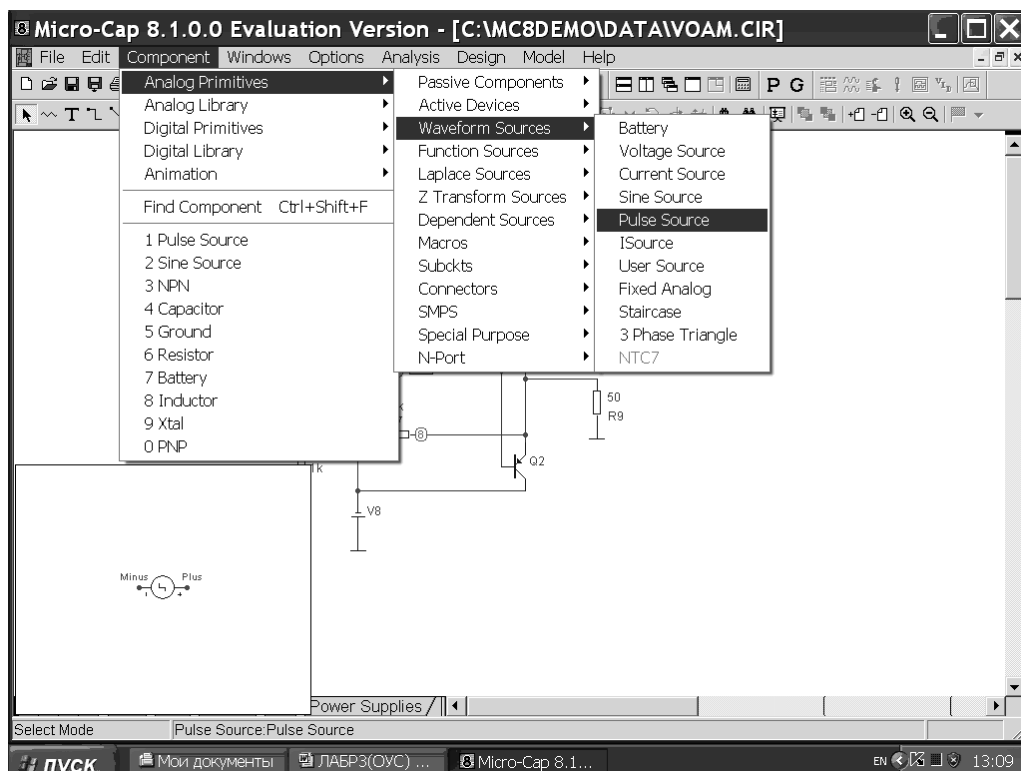


Рис. 3.23

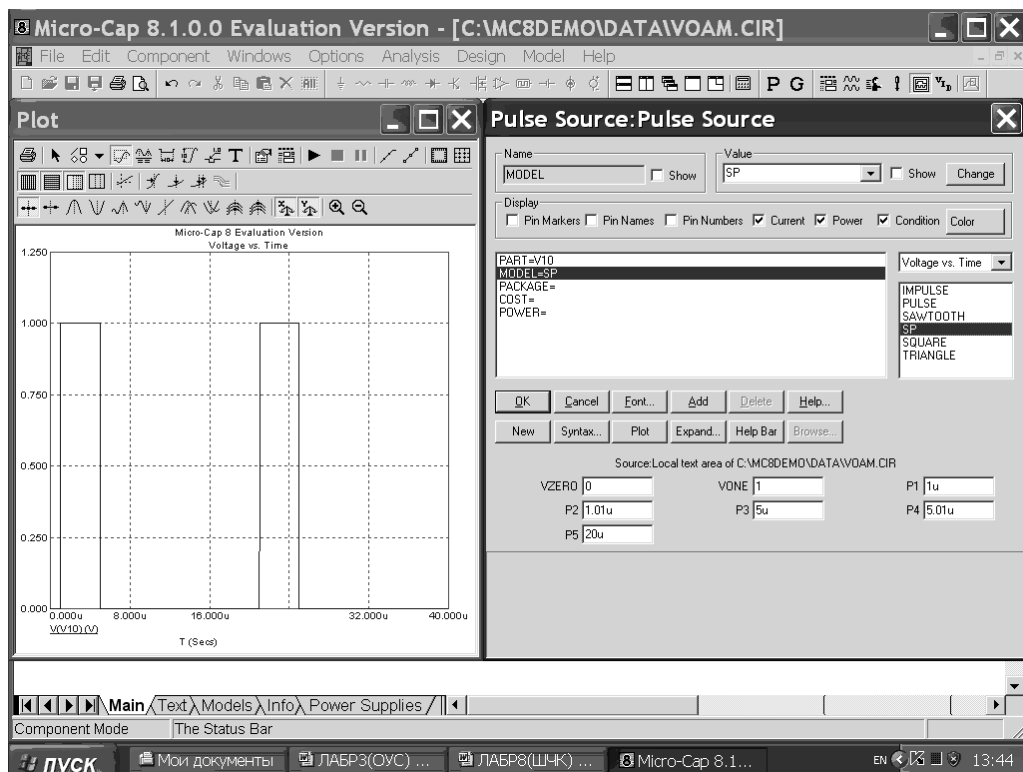


Рис. 3.24

Нажатием кнопки New источнику сигнала присваивают имя (или подтверждают название, предложенное ЭВМ): в рамке слева (Name) поочередно предлагаются атрибуты источника (позиционное обозначение — Part) и предложение присвоить (или выбрать из предлагаемого в правой колонке перечня) ему (Value — рамка справа) имя V10 с возможностью отображать его в окне схем (помечается галочкой Show рядом с названием). Атрибуты источника сигнала (в рамке Name) Model, при активизации этой строки в колонке слева, задаются выбором стандартного источника из предлагаемого перечня в колонке справа. Выбираем источник SP (если вводился ранее), параметры которого высвечиваются под кнопками OK, Cancel и др. Если параметры источника вводятся впервые, то нажатием кнопки New активизируют окна параметров источника сигналов.

Одновременно в строке Value появляется подсвеченная надпись New Model, вместо которой необходимо ввести название источника сигналов (например, SP) и затем ввести в текстовом файле Source:Local text area of C:\MC8DEMO\DATA\VOAM.CIR параметры источника сигналов:

VZERO — начальное значение, В;

VONE — максимальное значение, В;

P1 — начало переднего фронта, с;

P2 — начало плоской вершины импульса, с;

P3 — конец плоской вершины импульса, с;

P4 — момент достижения уровня VZERO, с;

P5 — период повторения импульса, с.

Параметры источника импульсного сигнала представлены на рис. 3.24, его форму для указанных значений можно наблюдать, активизировав строку Voltage vs.Time над столбцом предлагаемых типов источников импульсного напряжения, и, нажав кнопку Plot.

После выбора параметров источника импульсного сигнала и пределов анализа, подтверждаемого нажатием кнопки ОК, получаем принципиальную схему исследуемого каскада в виде (рис. 3.25).

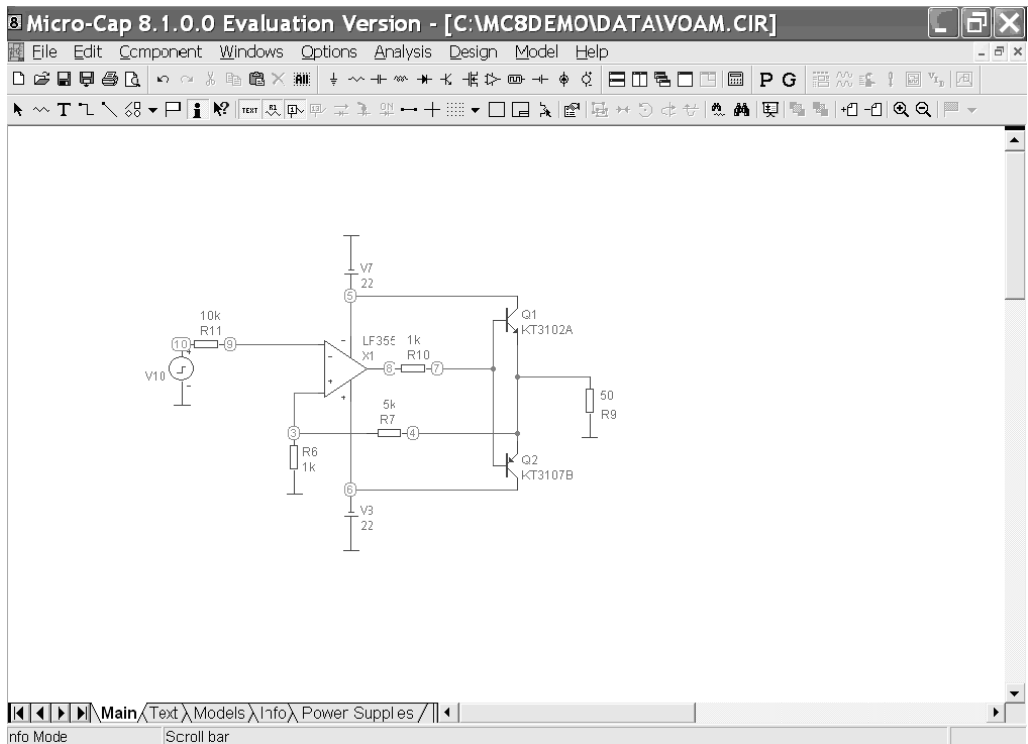


Рис. 3.25

Характер переходных процессов на входе усилителя и на его нагрузке получают, входя в режим анализа: последовательным выбором команд Analysis → Transient... и в подменю Transient Analysis Limits

Для выбранных параметров интегрирования и графического представления напряжения входного сигнала V(10) и на нагрузке V(4) для известной формы входного воздействия, форма напряжения в узле 4 имеет вид (рис. 3.27). Нажатием на пиктограмму Peak определите максимальное значение выходного напряжения (в момент окончания входного) и время установления выходного импульса.

Войдя в режим варьирования величиной сопротивления обратной связи (Stepping...из подменю Transient Analysis Limits), для указанных в таблице 1

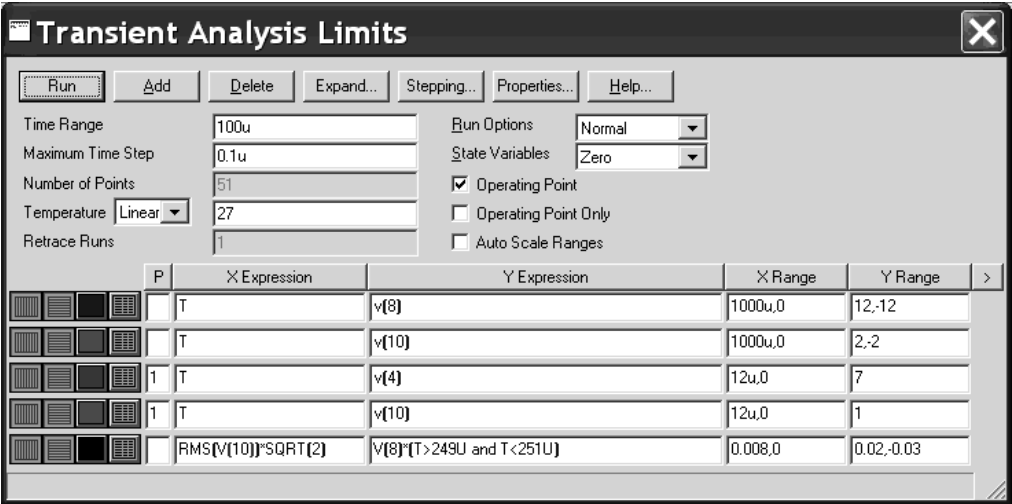


Рис. 3.26

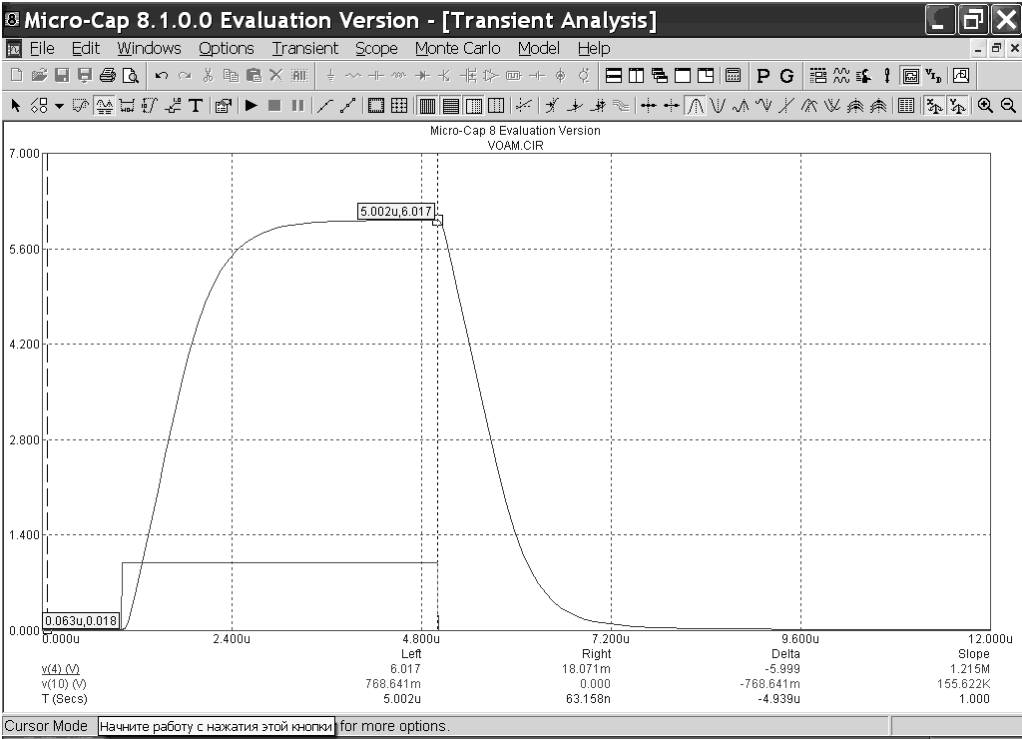


Рис. 3.27

значений R7 получите семейство переходных процессов и определите величину амплитуды выходного сигнала и время установления. Результаты измерений занесите в табл. 1.

Для получения амплитудной характеристики (п. 2.2.6) необходимо (исходя из определения амплитудной характеристики) подать на вход усилителя гармонический сигнал и изменяющееся амплитудой, т. е. вернуться к схеме рис. 3.1. На вход усилителя подключите генератор сигналов SN, с параметрами (рис. 3.28).

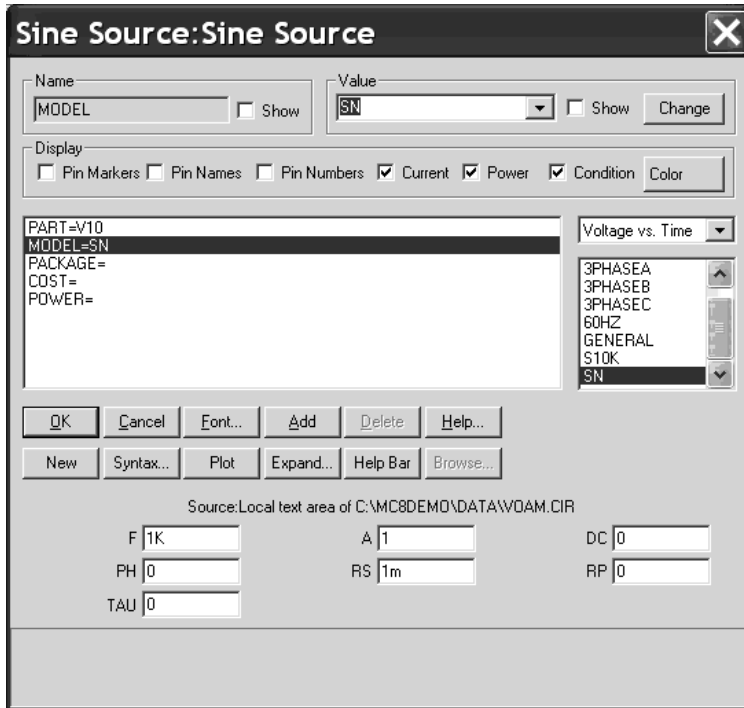


Рис. 3.28

Расчет будем проводить для дискретных значений амплитуды входного сигнала. При этом в качестве аргумента в прямоугольной системе координат X и Y выбрано значение среднеквадратичного отклонения амплитуды напряжения в узле 10 ($RMS(V10)$) — среднеквадратичное отклонение напряжения в узле 10).

Выходной переменной будет выступать наибольшее значение выходного напряжения (амплитудное значение) на достаточно малом промежутке времени. Для определения момента наибольшего отклонения выходного сигнала получим переходные характеристики на входе и выходе усилителя при гармоническом входном воздействии, задав характеристики моделирования (рис. 3.29).

Как видно из рис. 3.30, оценку выходного напряжения необходимо вести вблизи $T = 250$ мс.

Для получения последовательности значений амплитуд входного сигнала (среднеквадратичное отклонение напряжения генератора V9) в узле V(10) войдем в режим Stepping из подменю Transient Analysis Limits (рис. 3.31).

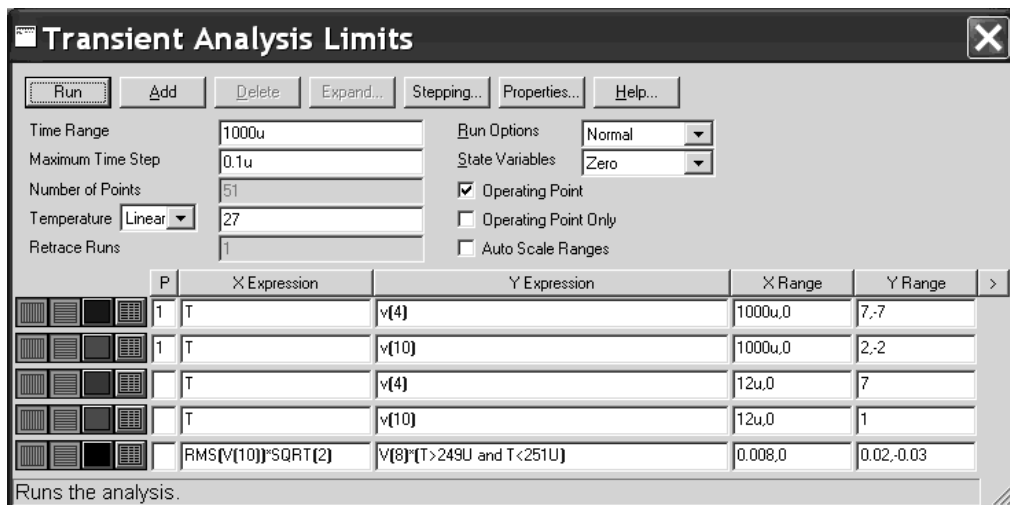


Рис. 3.29

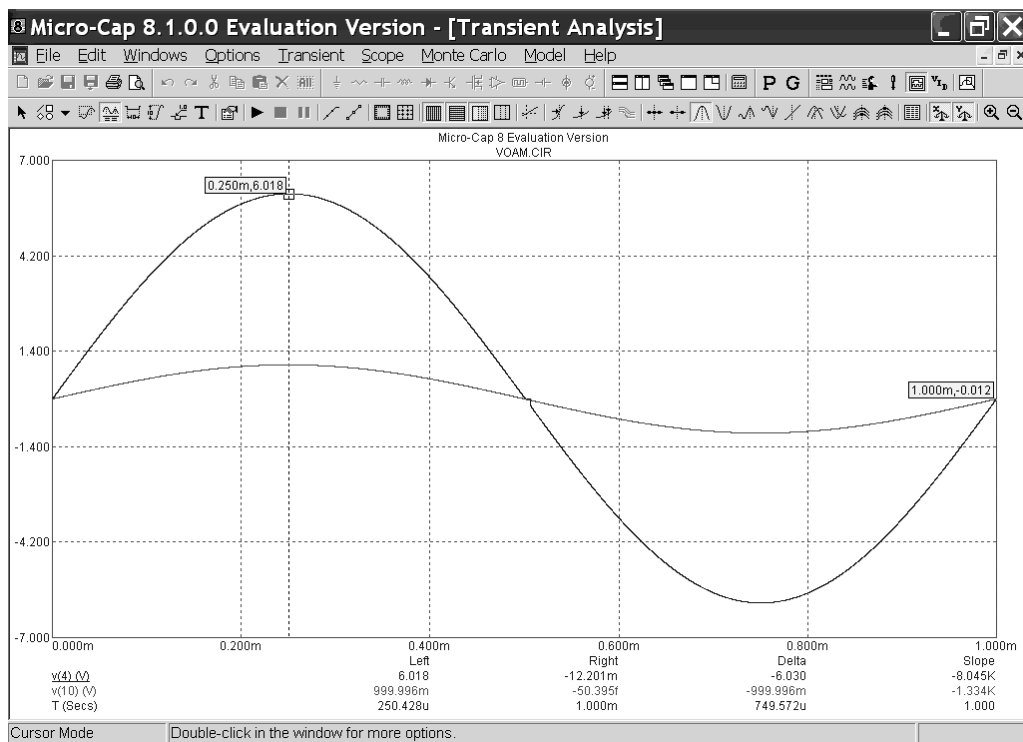


Рис. 3.30

Перед вводом пределов варьирования одного из параметров генератора SN надо указать, что это будет амплитуда A (рис. 3.32) и затем указать пределы изменения этого параметра у генератора V9: Step What, и др.

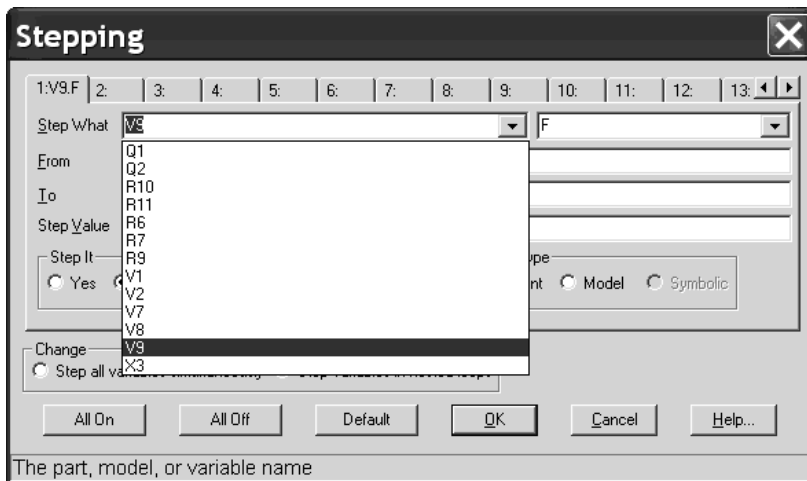


Рис. 3.31

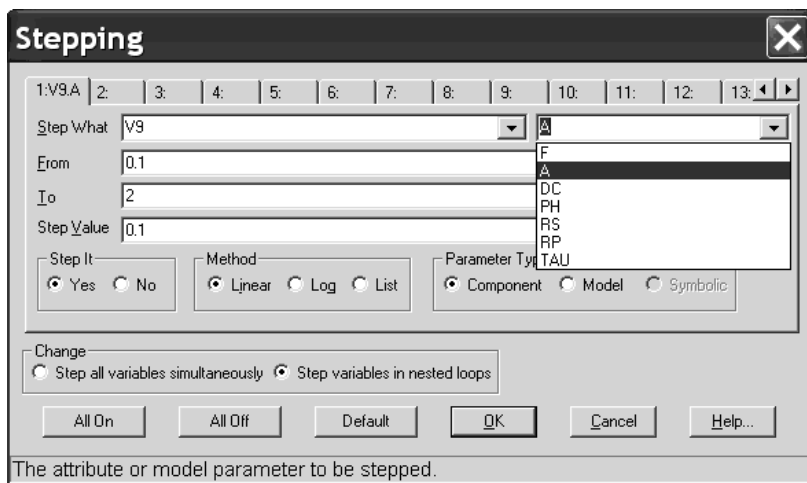


Рис. 3.32

Вернувшись в подменю Transient Analysis Limits (рис. 3.29) установить в нижней строке колонки Р цифру 1, удалив из ее верхних.

Для указанных параметров моделирования получим амплитудную характеристику усилителя в форме дискретных отсчетов, соединив вершины которой, получим известную зависимость (рис. 3.33).

Из амплитудной характеристики видно, для амплитуды входного сигнала примерно 1,9 В наступает ограничение, что должно приводить к нелинейным искажениям.

Проведя коррекцию условий моделирования, установить амплитуду генератора SN входного сигнала 1,9 В, а в подменю Transient Analysis Limits изменить пределы отображения на мониторе выводимых кривых (рис. 3.34).

Проведя моделирование при указанных коррекциях, получим семейство входных и выходных кривых.

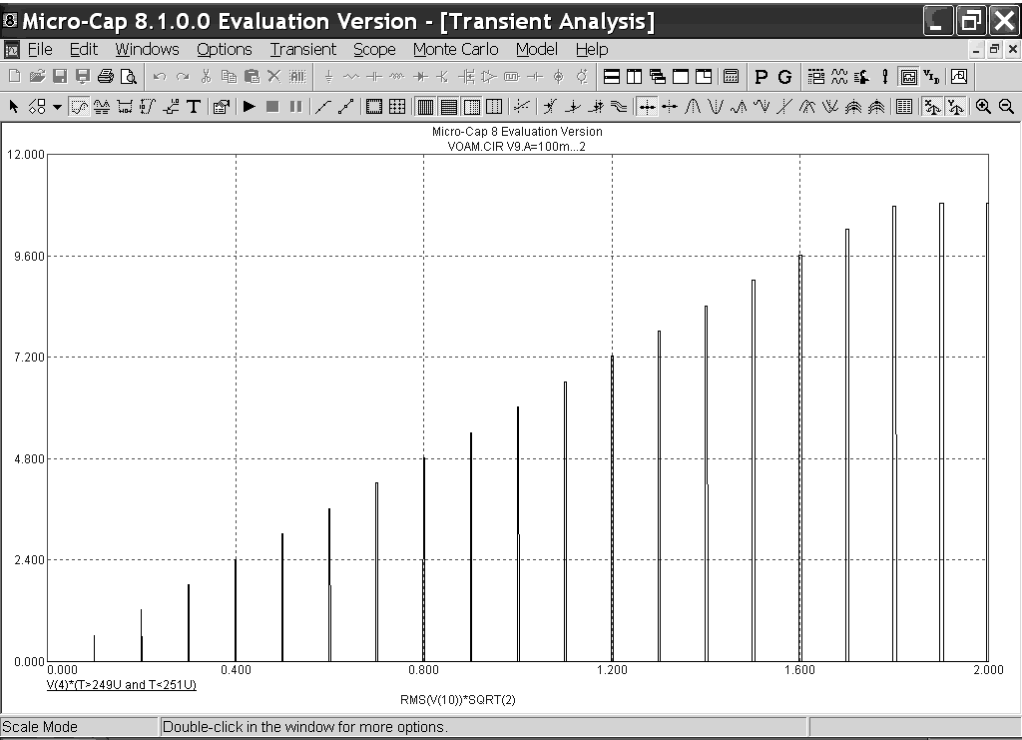


Рис. 3.33

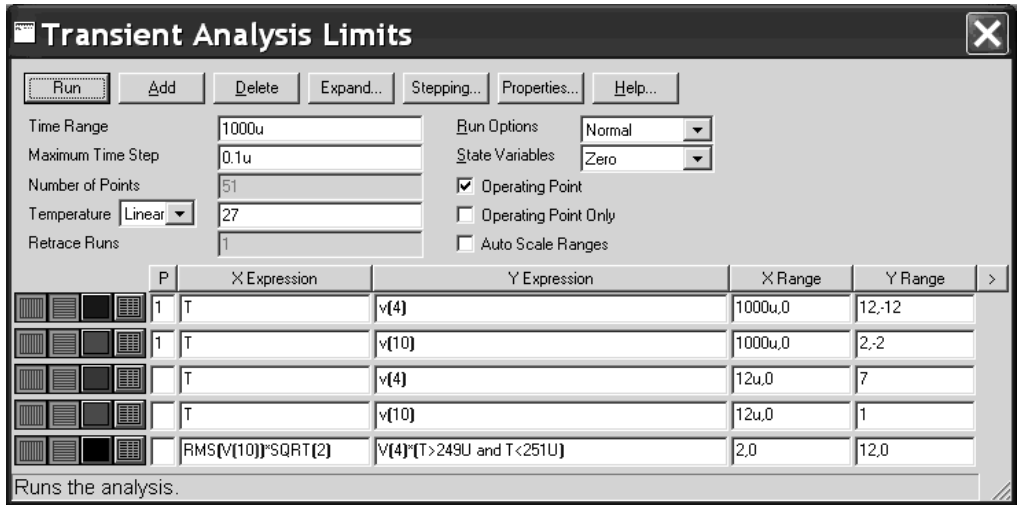


Рис. 3.34

Из меню Transient Analysis выполнив команду Transient (рис. 3.35) и, на выпадающей закладке, выбрав последовательно FFT Windows (прямое преобразование Фурье) и затем Add Window... (отразить дополнительно в окне...) войдем в подменю Properties (свойства), которое позволяет оценить (рис. 3.36)

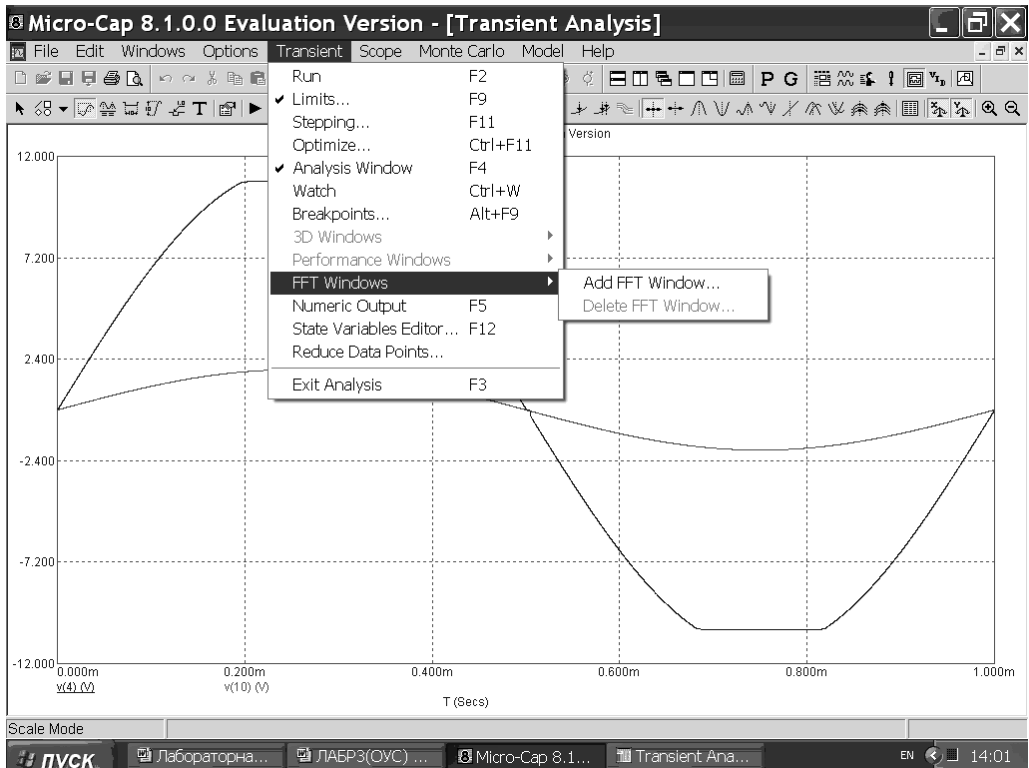


Рис. 3.35

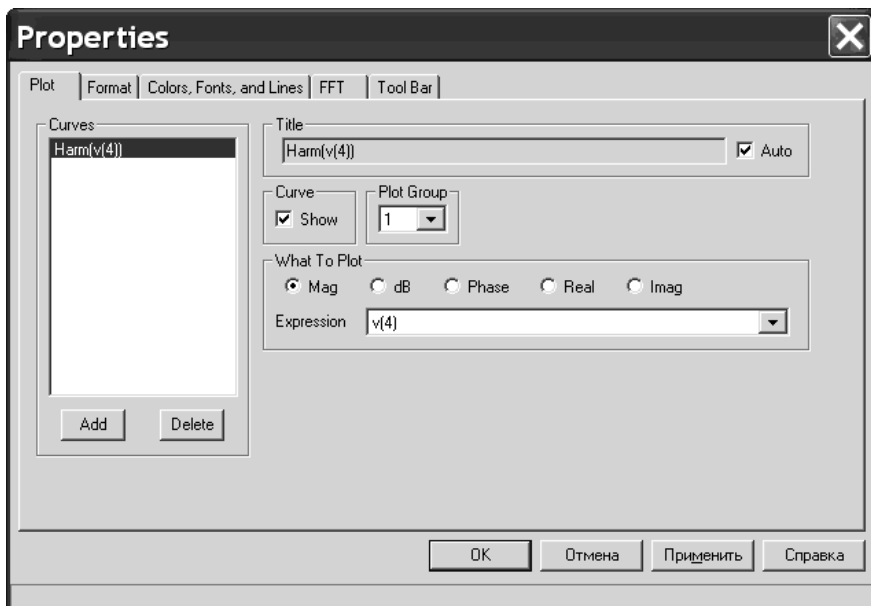


Рис. 3.36

гармонический состав напряжения в узле 4 ($V(4)$, на нагрузке усилителя). Если в строке Expression указано другое выражение, то нажав кнопку раскрытия окно в этой строке, установите требуемое. Нажав кнопку ОК получите спектр напряжения выходного сигнала, что позволит оценить коэффициент гармоник при такой амплитуде входного воздействия (рис. 3.37).

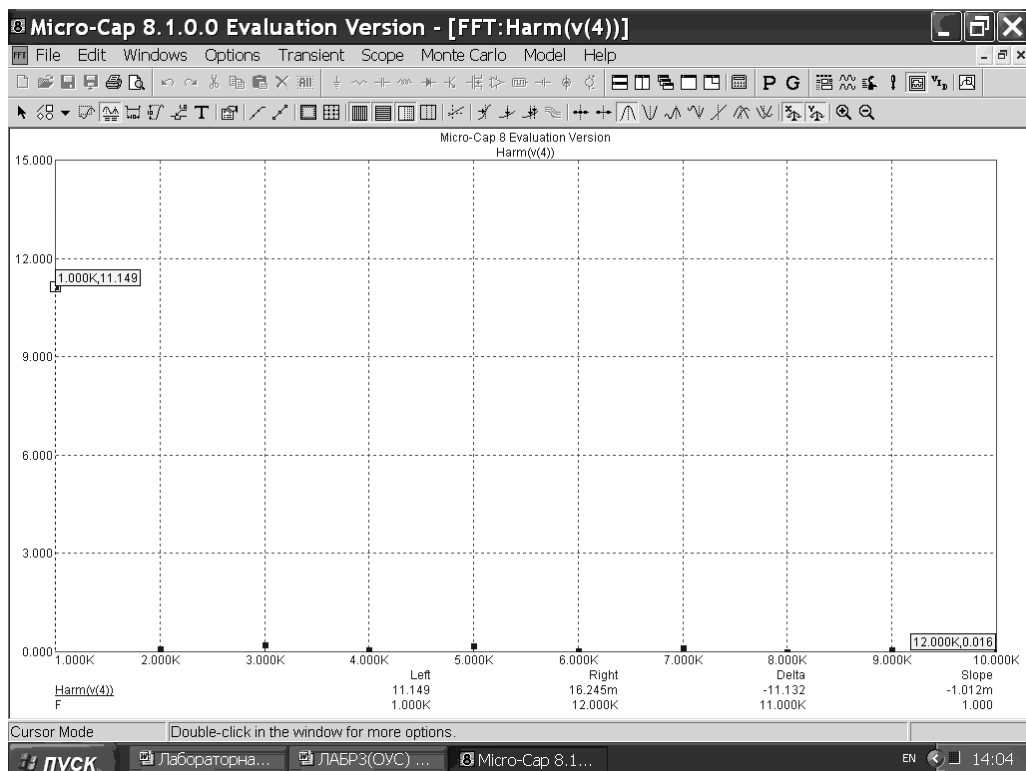


Рис. 3.37

Использование пиктограммы Peak для определения максимума кривой оценим значение спектральных составляющих и вычислим коэффициент гармоник.

Эксперимент повторите для амплитуды входного сигнала $A = 2$ В. Представить распечатку спектра выходного сигнала с вычисленным на нем коэффициентом гармоник.

Завершите эксперимент вычислением амплитудной характеристики при малых амплитудах входного сигнала (п. 2.2.7). Для этого используйте схему усилителя (рис. 3.38, обратите внимание, что полярность гармонического источника входного воздействия обратная).

Войдя в подменю Transient Analysis Limits, установите указанные на рис. 3.39 значения и затем войдите в режим Stepping. Установите в подменю Stepping приведенные на рис. 3.40 пределы изменения амплитуды входного сигнала значения, нажмите кнопку ОК и войдите в режим анализа (установленные ранее на рис. 3.28 параметры генератора SN остаются неизменными,

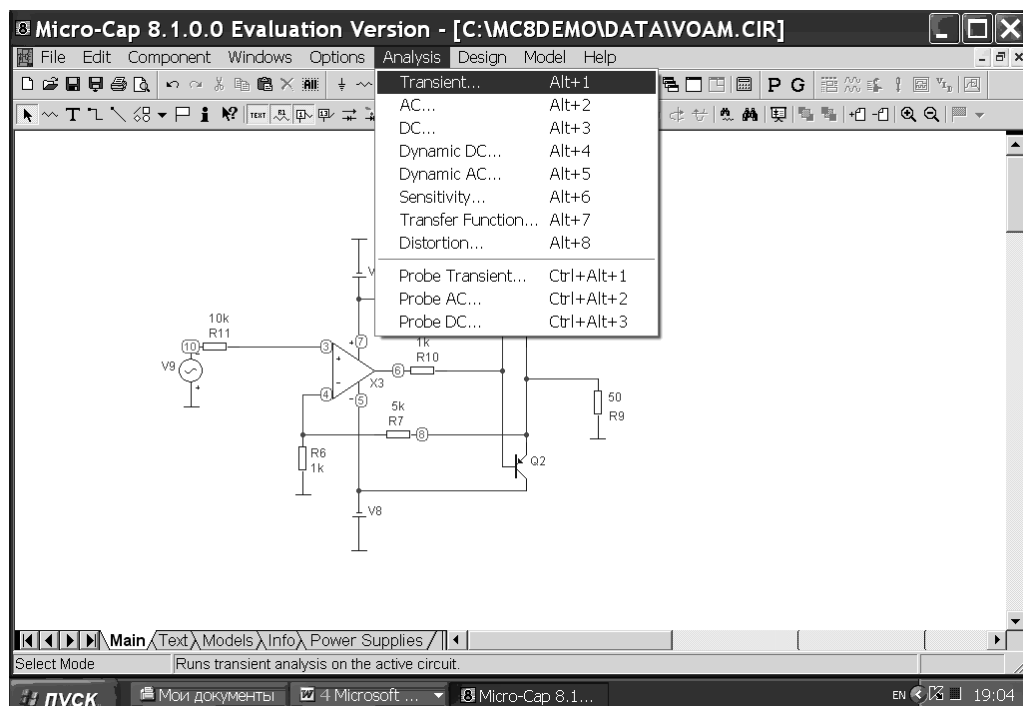


Рис. 3.38

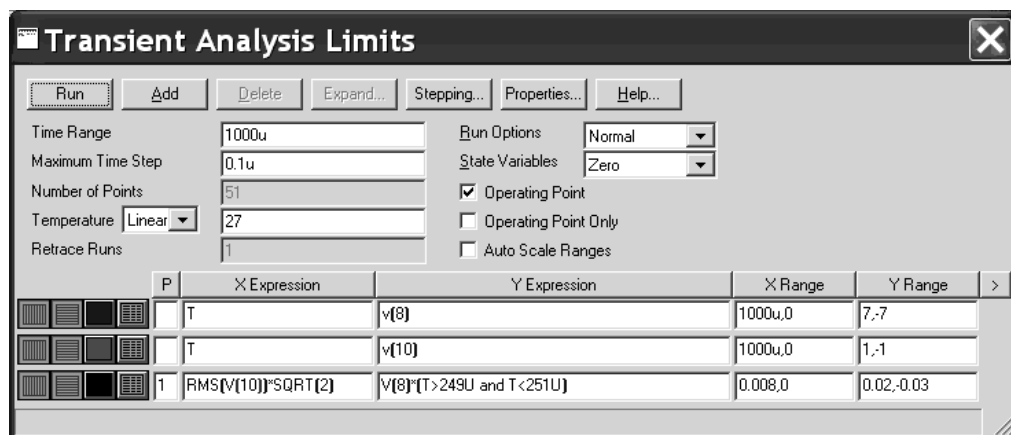


Рис. 3.39

кроме величины амплитуды входного воздействия, которое определяется в подменю Stepping). Результаты анализа в виде распечатки приложите к отчету, сопроводив пояснениями о причинах такого вида амплитудной характеристики и способах устранения этого явления.

Для выполнения п. 2.2.8 включите на вход усилителя (рис. 3.25) биполярный сигнал (генератор SMEANDR с параметрами рис. 3.41, удалив установленный ранее источник входного воздействия).

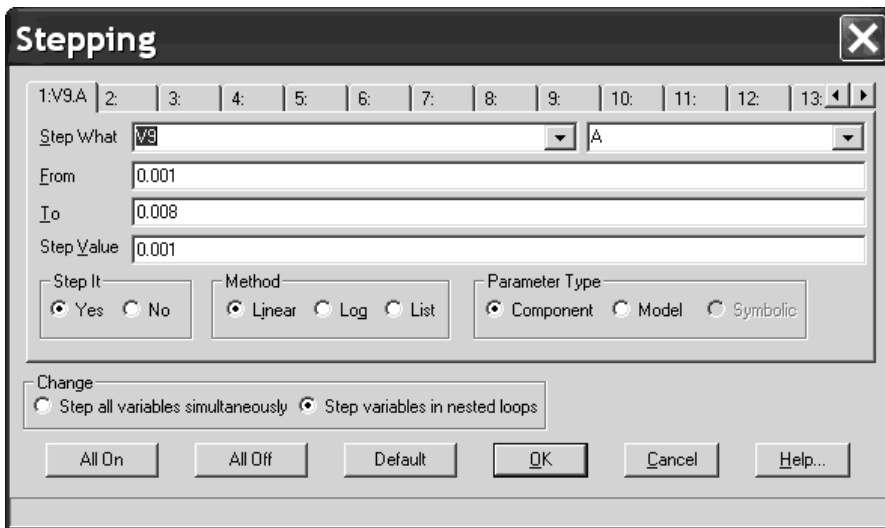


Рис. 3.40

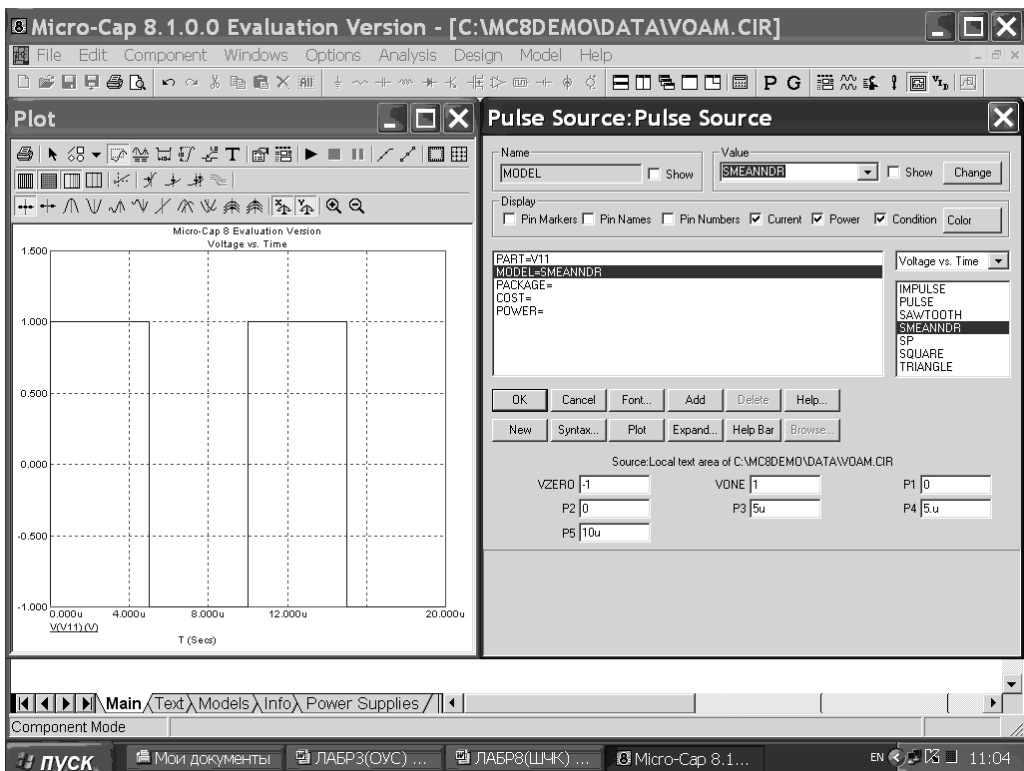


Рис. 3.41

Для получения переходных характеристик выполните последовательно команды: Analysis → Transient... → Transient Analysis Limits, провести коррекцию пределов анализа переходных процессов в соответствии с рис. 3.42 (не за-

будьте выйти из подменю Stepping, нажав радиокнопку No в рамке Step It, рис. 3.40). Вывод на экран монитора нового семейства графиков реализуется или коррекцией значений каких-либо ранее использовавшихся строк, или добавлением новых строк в подменю Transient Analysis Limits, нажатием на кнопку Add с последующей коррекцией значений в каждой строке до нужных значений (рис. 3.42).

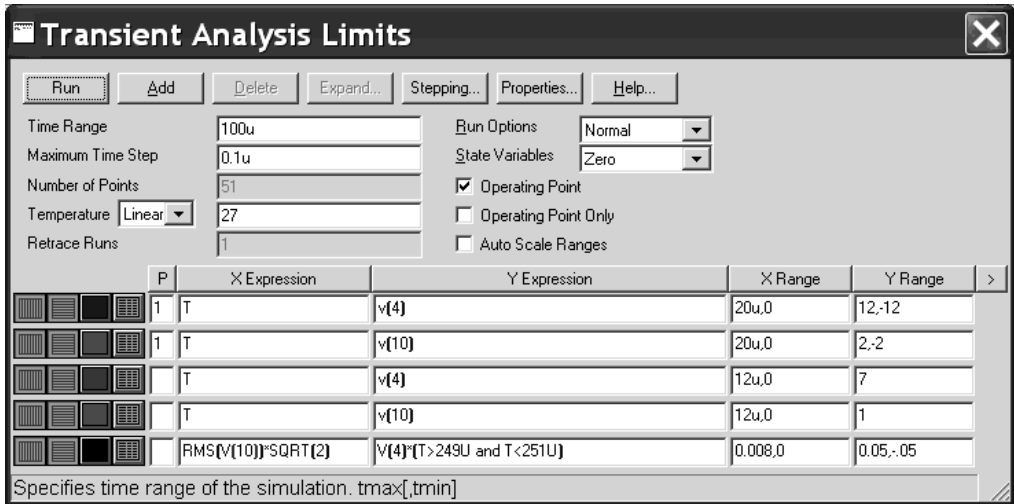


Рис. 3.42

Полученные переходные характеристики приложить к отчету, сопроводив комментариями о причинах искажений.

5 Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- наименование и цель работы;
- принципиальную схему усилителя;
- таблицу 1, с результатами расчета и эксперимента;
- переходную характеристику усилителя при большом уровне входного воздействия ($A = 1,8$ В) и соответствующее ей значением коэффициента гармоник;
- амплитудную характеристику для малого значения входной амплитуды ($A = 0...0,008$ В);
- переходные характеристики усилителя при действии на входе меандра, краткие выводы по работе.

6 Контрольные вопросы

1. Изобразите структурную схему ОУ и поясните назначение отдельных узлов.
2. Усилители постоянных токов. Их назначение способы реализации.

3. Дифференциальный усилитель. Назначение элементов, способы подачи и снятия сигнала.
4. Основные технические показатели ОУ.
5. Поясните причины возникновения и необходимость подавления синфазного сигнала.
6. Назначение генератора стабильного тока. Принцип работы и применение.
7. Необходимость и способы получения опорного напряжения. Схемы источников опорного напряжения.
8. Выходные каскады ОУ. Основные схемы реализации.
9. Амплитудно-частотная и амплитудная характеристики ДУ.
10. Способы межкаскадной связи в ОУ. Достоинства и недостатки.
11. Изобразите идеальную и реальную амплитудные характеристики ОУ. Причина появления напряжения смещения и характер возникающих искажений.
12. Назовите возможные варианты использования ОУ и приведите примеры.

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Операционные усилители. Структура, основные свойства, технические показатели

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель постоянного тока (УПТ) в интегральном исполнении с большим коэффициентом усиления ($\text{ОУ} \leftrightarrow \text{УПТ}$). Операционные усилители разрабатывались для ЭВМ для выполнения различных операций: сложения, вычитания, деления, интегрирования и т. д. (отсюда название). При условии большого коэффициента усиления введение внешней обратной связи (ОС) позволяет с помощью ОУ создавать различные устройства со свойствами, зависящим только от цепи ОС. В настоящее время они превратились в универсальные устройства для построения разнообразных узлов радиоэлектронной аппаратуры, что обусловлено их высокими техническими показателями.

Современные ОУ построены обычно по двухкаскадной структуре, обеспечивающей высокий коэффициент усиления по напряжению ($K \approx 60 \div 100 \text{ дБ}$) и выходного эмиттерного повторителя (рис. 3.43).

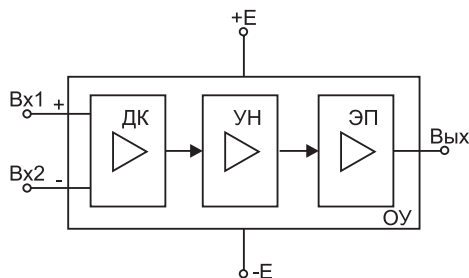


Рис. 3.43

Высокий коэффициент усиления (до 100 000 раз) приводит к снижению устойчивости усилителя и опасности самовозбуждения, что устраняется включением корректирующих цепей. Питание ОУ обычно осуществляется от двухполюсного источника $\pm E$.

При разработке ОУ должны учитываться следующие факторы:

- должны отсутствовать согласующие входной и выходной трансформаторы;
- число конденсаторов должно быть минимальным (трудно выполнять по интегральной технологии конденсаторы большой емкости);
- связь между каскадами лучше делать непосредственной;
- вводить местную обратную связь (МОС) и общую обратную связь по постоянному и переменному току.

Основным схемотехническим узлом ОУ является дифференциальный каскад, выполненный на биполярном (БТ) или полевом (ПТ) транзисторе. В аналоговых ИС БТ используют чаще, так как у них меньше напряжение смещения, температурный дрейф, значительно больше удельная крутизна на единицу площади структуры ИС и больше нагрузочная способность (выше усилительные свойства и выходная мощность). Биполярный транзистор может работать с меньшим возбуждающим напряжением по сравнению с ПТ, что объясняется лучшей воспроизводимостью эмиттерно-базового перехода по сравнению с воспроизводимостью напряжения отсечки у ПТ. К недостаткам ОУ на БТ следует отнести большой входной ток.

Как правило, ОУ имеют два входа (инвертирующий и неинвертирующий) и один выход. Подача напряжения на инвертирующий вход (обозначается знаком «-» или кружком) обеспечивает напряжение на выходе с противоположной фазой (сдвиг фаз входного и выходного напряжений составляет π), неинвертирующий вход (обозначается знаком «+» или не имеет обозначения) сохраняет фазу выходного напряжения неизменной.

Основные технические показатели ОУ:

- коэффициент усиления по напряжению равен отношению двух напряжений: выходного и входного (дифференциального) при условии, что ОУ не охвачен ОС и частота сигнала не выше частоты среза: $K_D = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх д}}$;
- входное сопротивление. Различают входное сопротивление ОУ для дифференциальных $R_{D \text{ вх}}$ и синфазных $R_{D \text{ вх сф}}$ сигналов. Дифференциальное входное сопротивление $R_{D \text{ вх}}$ определяется изменением дифференциального (разностного) входного напряжения к результирующему изменению входного тока, при условии сохранения линейности выходного напряжения, — выходное сопротивление $R_{D \text{ вых}}$. По отношению к нагрузке ОУ рассматривают как генератор напряжения с внутренним сопротивлением $R_{D \text{ вых}}$;
- минимально допустимое сопротивление нагрузки $R_{D \text{ н мин}}$ — характеризует нижний предел сопротивления нагрузки усилителя;
- напряжение смещения (нуля) $U_{\text{см}}$ — определяет постоянное напряжение заданной полярности, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы получить выходное напряжение равное нулю;
- температурный дрейф напряжения смещения $\Delta U_{\text{см}}/\Delta t$ (мкВ/°С) характеризует уход $U_{\text{см}}$ при изменении температуры;

- входной ток $I_{\text{вх}}$ (или входной ток смещения $I_{\text{см}}$), определяют как среднее значение двух токов смещения при выходном напряжении равно нулю, т. е. $I_{\text{вх}} = (I_{\text{см1}} + I_{\text{см2}})/2$, где $I_{\text{см1}}$, $I_{\text{см2}}$ — токи смещения на инвертирующем и неинвертирующем входе;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала равен отношению коэффициента передачи дифференциального и синфазного сигналов, т. е. $K_{\text{сф}} = K_D | K_c$;
- спектральная плотность напряжения собственного шума на входе ОУ $S_{\text{сш}}$ характеризует шумовые свойства ОУ ($\text{нВ}\sqrt{\text{Гц}}$).

7.2 Входные каскады

7.2.1. Дифференциальные каскады (ДК) наиболее применимы в ИС в качестве входных, что объясняется рядом достоинств.

Дифференциальный усилитель (ДУ) без цепи смещения показан на рис. 3.44. Усилитель имеет два входа, а напряжение на выходе пропорционально разности на выходах. Резисторы R_1 и R_2 и выходные цепи транзисторов VT1 и VT2 составляют плечи моста, диагоналями которого являются точки 3—4 и А—Э. При одинаковых величинах соответствующих элементов все параметры их изменяются одинаково при изменении температуры, старении, изменении напряжения питания, поэтому $U_{\text{вых}} = U_{\text{кэ1}} - U_{\text{кэ2}} = 0$.

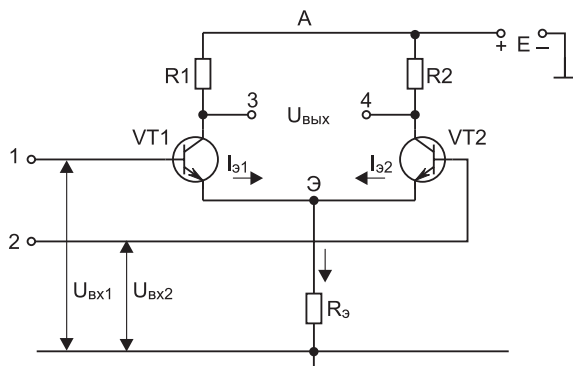


Рис. 3.44

Практически некоторая асимметрия транзисторов приводит к медленному изменению токов в цепях усилителей, а следовательно, и выходного напряжения. Это явление называют дрейфом нуля УПТ. Дрейф нуля в балансных схемах значительно меньше, чем в однотактных УПТ.

Повышение стабильности токов транзисторов возможно при использовании термостатирования транзисторов, температурной компенсации, введении глубокой ООС. Все перечисленные способы, кроме последнего, весьма затратны.

Увеличение глубины ООС, которая создается на резисторе R_3 суммой токов эмиттеров транзисторов $U_R = (I_{\text{э1}} + I_{\text{э2}}) R_3$ достигается ростом R_3 . Значит, для повышения стабильности необходимо увеличивать напряжение источника

питания. Обычно в ДК используются два источника питания: $+E_1$ и $-E_2$ (относительно земли, рис. 3.45).

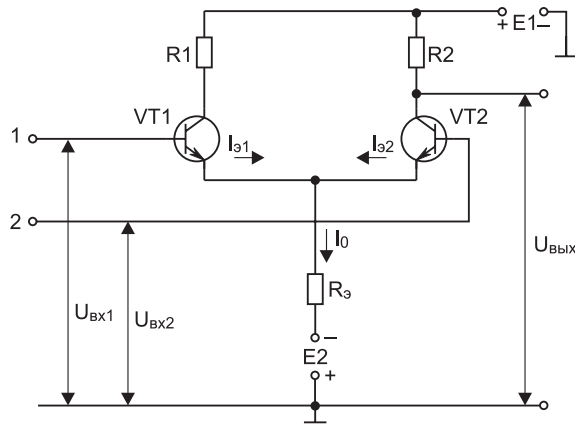


Рис. 3.45

Применение второго источника питания, кроме уменьшения дрейфа нуля, делает возможным не применять (в некоторых случаях) источники компенсирующих напряжений, обеспечивающих равенство нулю входного тока при отсутствии переменного напряжения на входе. Многообразие применений ОУ создает различные варианты подачи напряжения на вход ДК (как входного усилительного каскада) и способы снятия усиленного сигнала.

7.2.2. Синфазные входные сигналы подаются одновременно на оба входа ДК в одной фазе. Коллекторные токи при симметрии схемы получают одинаковые по знаку и величине приращения (например, положительные) ΔI_{k1} , ΔI_{k2} , а напряжение на коллекторах уменьшается на $\Delta U_{кз1} = \Delta U_{кз2}$. В результате выходное напряжение равно нулю $U_{\text{вых}} = U_{кз1} - U_{кз2} = 0$, что указывает на подавление синфазного сигнала. Дрейф нуля при этом отсутствует. Учитывая, что реальный ДК имеет некоторую асимметрию, то при синфазном входном воздействии на резисторе R_3 появляется напряжение $\Delta U_{R3} = (\Delta I_{31} + \Delta I_{32})R_3$, отличное от нуля.

При несимметричном выходе (рис. 3.45) сигнал снимается с одного плеча ДК. При синфазном воздействии (рассмотрим крайний случай $R_3 = 0$), сигнал, поданный на вход 1—0, не поступает на рассматриваемый выход. На выходе напряжение существует только при подаче сигнала на вход 2—0. То есть усилитель утрачивает нечувствительность к синфазному сигналу. Чтобы сохранить это свойство и при несимметричном выходе, вводят достаточно глубокую ООС для синфазного сигнала, включая в общую эмиттерную цепь резистор R_3 . В результате токи i_k и i_3 становятся меньшими в число раз, определяемое глубиной ООС. Глубина ООС, определяющая уменьшение коэффициента передачи синфазной составляющей для низких частот и при условии чисто активного сопротивления ООС и идеального источника входного сигнала

$$F = 1 + \frac{2h_{213}R_3}{h_{113}}. \quad (3.1)$$

Можно считать, что при несимметричном выходе синфазный сигнал практически отсутствует при $F \approx 80$ дБ. Глубина ООС будет увеличиваться с ростом R_3 , однако, для достижения $F \approx 80$ дБ, требуется увеличить сопротивление эмиттера до значений в сотни тысяч Ом, создающее падение напряжения в сотни вольт.

Включение в эмиттерную цепь транзистора, обладающего большим выходным динамическим сопротивлением, с одновременным введением МОС с помощью резистора достаточно небольшой величины, позволяет решить эту задачу.

При одинаковых транзисторах в ДУ и синфазном входном воздействии, при условии, что $h_{12} = 0$ и $R_H \ll R_{\text{вых оэ}}$, входное сопротивление ДУ

$$R_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх1}} = R_{\text{вх2}} = U_{\text{вх1}}/I_6 = (I_6 h_{11э} + 2I_3 R_3)/I_6 = h_{11э} + 2(1 + h_{21э})R_3, \quad (3.2)$$

а коэффициент усиления для синфазного сигнала

$$K_c = h_{21э} R / R_{\text{вх ос}}, \quad (3.3)$$

где R — сопротивление нагрузки каскада по переменному току $R = R_1 = R_2$.

7.2.3. При противофазном входном воздействии, когда сигналы, действующие на $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$, равны по амплитуде и противоположны по фазе, приложенные к VT1 и VT2 напряжения противоположны по знаку и приводят к равным по величине и противоположным по знаку $\Delta U_{\text{кэ1}}$ и $-\Delta U_{\text{кэ2}}$, тогда

$$U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{кэ1}} - (-\Delta U_{\text{кэ2}}) \approx 2\Delta U_{\text{кэ1}}. \quad (3.4)$$

Значение и полярность $U_{\text{вых}}$ зависит от соотношения амплитуд и полярности входных сигналов. Поскольку приращения токов эмиттеров ($\Delta I_{э1} = -\Delta I_{э2}$) также противоположны по знаку, то ООС, создаваемая по переменному току на резисторе R_3 не будет обеспечивать высокий коэффициент усиления ДК.

Коэффициент усиления по напряжению одного плеча ДК (однотактного каскада)

$$K_1 = K_2 = U_{\text{вых1}}/U_{\text{вх1}} = U_{\text{вых2}}/U_{\text{вх2}} = h_{21э} R_- / R_{\text{оэ}}, \quad (3.5)$$

где R_- — сопротивление нагрузки каскада по переменному току.

Если полагать $R_H \gg R_1 = R$, $R_H \gg R_2 = R$, то $R_- \approx R$ и

$$K_1 \approx K_2 = h_{21э} R / R_{\text{вх оэ}}. \quad (3.6)$$

Дифференциальное входное напряжение

$$U_{\text{вх Д}} = U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} = 2U_{\text{вх1}} = 2U_{\text{вх2}}. \quad (3.7)$$

С учетом (3.2) коэффициент усиления ДУ по напряжению при симметричном выходе

$$K_{\text{ду}} = \frac{U_{\text{вых Д}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2U_{\text{вых2}}}{2U_{\text{вх}}} = \frac{h_{21э} R}{R_{\text{вх оэ}}} \quad (3.8)$$

будет как в обычном резисторном каскаде.

При несимметричном выходе

$$K_{\text{дУ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{2U_{\text{ВХ1}}} = 0,5K_1 = 0,5K_2 = \frac{h_{213}R}{2R_{\text{ВХ ОЗ}}}. \quad (3.9)$$

Входное сопротивление одного плеча

$$R_{\text{ВХ ПЛ}} = R_{\text{ВХ1}} = R_{\text{ВХ2}} = R_{\text{ВХ ОЗ}},$$

тогда при симметричном входе входное сопротивление ДУ

$$R_{\text{ВХ Д}} = \frac{U_{\text{ВХ Д}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{I_6} = 2R_{\text{ВХ ОЗ}}. \quad (3.10)$$

Отношение выходных напряжений полезного и синфазного сигналов при одинаковых амплитудах на входе ДУ называют коэффициентом ослабления синфазного сигнала. Его значение лежит в пределах 80÷100 дБ.

7.2.4. Схемы стабилизации режима по постоянному току. Развитием схемы ДК (рис. 3.44) является схема каскада с генератором стабильного тока (ГСТ), роль которого выполняет транзистор VT3 (рис. 3.46).

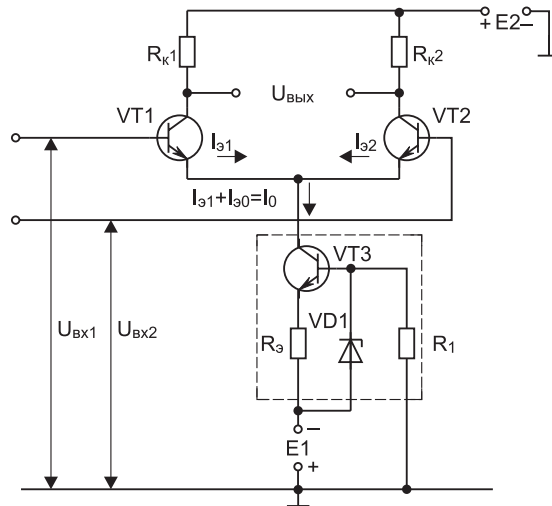


Рис. 3.46

Здесь роль эмиттерного сопротивления (рис. 3.44) играет выходное сопротивление транзистора VT3 (сотни килом), стабилитрон VD1 задает режим работы транзистора VT3, т. е. I_{31} , I_{32} . Использование двух источников питания позволяет легко подобрать режим ДК и обеспечить нулевой потенциал напряжения на выходе при отсутствии входного сигнала. Генератор стабильного тока является базовым каскадом интегральных ОУ и применяется как высокоомное динамическое сопротивление или источник фиксированного тока. Простейший вариант ГСТ в интегральном исполнении имеет вид (рис. 3.47).

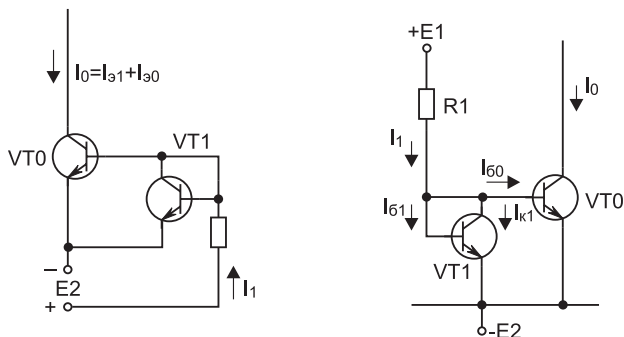


Рис. 3.47

Роль стабилитрона VD1 (рис. 3.46) выполняет транзистор VT1 в диодном включении ($R_3 = 0$). Тогда постоянные токи транзисторов VT1 и VT0 (рис. 3.47) будут

$$I_1 = I_{k1} + I_{60} + I_{61} = (1 + h_{21\beta})I_{60} + I_{61}; \quad (3.11)$$

$$I_0 = I_{60}h_{21\beta 0}. \quad (3.12)$$

Считая $h_{21\beta 1} \approx h_{21\beta 0}$; $I_{60} \approx I_{61}$, поскольку транзисторы VT1 и VT0 идентичны, тогда

$$I_1/I_0 = ((1 + h_{21\beta})/h_{21\beta 0})(I_{61}/I_{60}) + 1/h_{21\beta 0}. \quad (3.13)$$

Для современных транзисторов $h_{21\beta} \gg 1$, тогда $I_1/I_0 \approx 1$, т. е. изменение тока ДУ следит за изменением тока I_1 , т. е. в паре транзисторов VT1 и VT0 существует «зеркальное отображение токов» — «токовое зеркало». Относительная нестабильность токов также одинакова

$$\frac{\Delta I_1}{I_1} = \frac{\Delta I_0}{I_0}. \quad (3.14)$$

Диодное включение транзистора VT1 позволяет стабилизировать его ток коллектора с помощью улучшения характеристик внешних устройств: источников питания, резистора R_1 .

В интегральной схемотехнике термин «токовое зеркало» применяется для случая, когда $I_1/I_0 \approx 1$. Когда же отношение отлично от единицы, но стабильно, применяют термин «отражатель тока». Такая ситуация возникает, например, при необходимости малых токов смещения, избегая при этом формирования резисторов больших номиналов. В этом случае используют схему рис. 3.48.

Исходя из физических принципов работы транзисторов и законов Кирхгофа

$$I_1 = (E_1 + E_2 - U_{6\beta 1})/R_1 = I_s \exp(U_{6\beta 1}/\gamma\varphi_T); \quad (3.15)$$

$$I_0 = I_s \exp(U_{6\beta 2}/\gamma\varphi_T), \quad (3.16)$$

где I_s — ток насыщения (обратный ток эмиттерного перехода); γ — эффективность эмиттера (принимается равной единице); φ_T — температурный потенциал (принимается равным 0,025В).

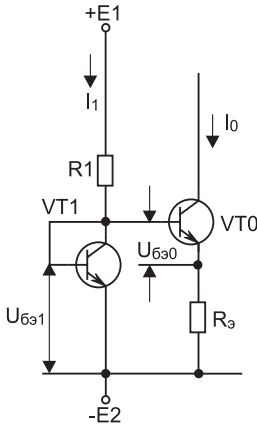


Рис. 3.48

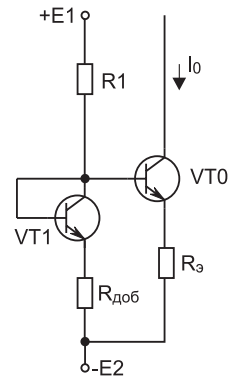


Рис. 3.49

Логарифмируя выражения (3.15) и (3.16) и вычитая нижнее выражение из верхнего, получаем

$$R_3 = \gamma_{\Phi_T} \ln \left(\frac{E_1 + E_2 - U_{\text{бэ1}}}{R_1 I_0} \right). \quad (3.17)$$

Значение сопротивления R_3 составляет реализуемые величины, примерно несколько тысяч Ом.

Такая схема позволяет стабилизировать весьма малые токи I_0 , при сравнительно небольших резисторах R_1 и R_3 . При этом R_3 заметно увеличивает выходное сопротивление ГСТ за счет ООС по току.

Требование повысить выходное сопротивление ГСТ нельзя решить только путем увеличения значения сопротивления резистора R_1 , поскольку это переводит транзистор VT0 в режим малых токов. Повышения выходного сопротивления ГСТ достигают включением в эмиттер VT1 добавочного резистора (рис. 3.49), что повышает потенциал базы VT0 и ток эмиттера VT0, сохранив большим выходное сопротивление ГСТ. Его можно теперь повысить увеличивая сопротивление R_3 .

7.2.5. Источники опорного напряжения. Из рассмотрения свойств ГСТ видно, что стабильность его параметров зависит в основном от стабильности источников питания.

Для повышения стабильности источников питания ГСТ используют специально встроенную в усилитель цепь смещения (рис. 3.50).

Такая цепь смещения ГСТ (рис. 3.50a) позволяет получать опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ практически не зависящее от напряжения внешнего источника питания E . Стабилитрон VD1 вместе с комбинацией диодов VD2 и VD3 обеспечивают высокую стабильность опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. Стабилитрон поддерживает постоянство выходного (опорного напряжения) при изменении параметров источника питания, диоды обеспечивают постоянство $U_{\text{оп}}$, снижая влияние температуры.

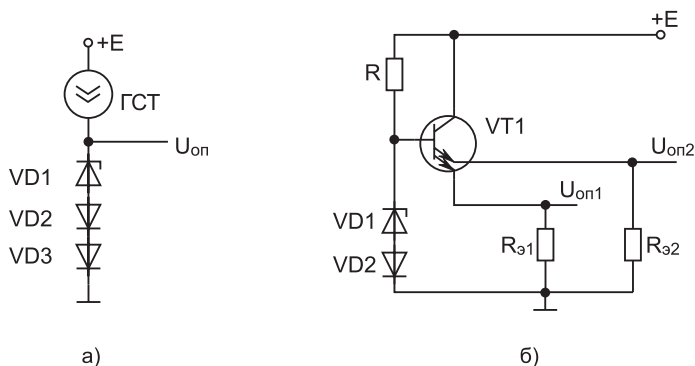


Рис. 3.50

Для получения опорного напряжения можно использовать эмиттерные повторители (ЭП), в том числе, реализованные на многоэмиттерных БТ, позволяющие получить одновременно несколько источников опорного напряжения (рис. 3.50б). Стабилитрон VD1 в базовом делителе транзистора VT1 устраняет чувствительность ЭП к изменению напряжения питания, а диод VD2 обеспечивает постоянство напряжения на БЭ переходе транзистора за счет идентичности изменения его параметров и параметров диода при изменении температуры.

7.2.6. Схемы сдвига. Применение непосредственной (гальванической) связи между каскадами часто приводит к необходимости выравнивать уровни постоянного напряжения между отдельными точками схемы. Для этого используют различные цепи сдвига уровня напряжения (УН). Основное требование к ним — изменение постоянного потенциала между точками схемы (например, коллектором предыдущего каскада и базой последующего) при минимальном изменении потенциалов для переменных напряжений.

На рис. 3.51 показана схема сдвига УН с использованием ГСТ. Потенциал точки выхода понижен относительно точки входа на $U_{бэ} + I_3 R_3$. В то же время, напряжение сигнала передается практически без изменений, так как для ГСТ выполняется условие: его выходное динамическое сопротивление значительно больше сопротивления в цепи эмиттера и собственного входного сопротивления транзистора (h_{11}), поэтому падение напряжения переменной составляющей на открытом БЭ переходе и резисторе R_3 значительно меньше по сравнению с напряжением на ГСТ ($U_{вых}$).

Другая схема сдвига, использующая стабилитрон, показана на рис. 3.52.

Потенциал коллектора транзистора VT1, равный U_k , понижен до требуемого значения потенциала базы $U_б$ следующего транзистора VT2 за счет включения между коллектором VT1 и базой VT2 стабилитрона VD1, при этом $U_б = U_k - U_{ст}$. Резистор R_2 обеспечивает выбор рабочего тока через стабилитрон VD1, имеющий малое дифференциальное сопротивление (малые потери полезного сигнала).

Эта схема обладает рядом недостатков, ограничивающих ее применение: разброс и температурная зависимость напряжения стабилизации $U_{ст}$; сниже-

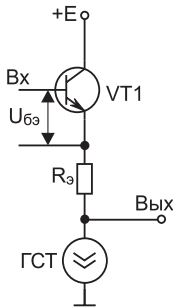


Рис. 3.51

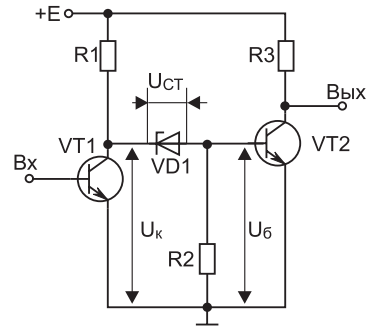


Рис. 3.52

ние динамического диапазона усилителя из-за внутренних шумов стабилитрона и относительно большой ток стабилизации. Это требует включения резистора R_2 и уменьшения резистора R_1 , что снижает коэффициент усиления каскада на транзисторе VT1.

Проблема выравнивания уровней существует и при подключении ОУ к внешним схемам. Для получения выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 0$ при отсутствии на входе ОУ сигнала, необходимо подать на его вход постоянное напряжение определенной полярности $U_{\text{см}}$. Отличие от нуля выходного напряжения при отсутствии входного воздействия достаточно мало и вызвано разбалансом плеч внутри ОУ (прежде всего в ДК) и во внешних цепях. Это отклонение выходного напряжения называют напряжением сдвига $U_{\text{вых сдв}}$ относительно нулевого уровня (рис. 3.53).

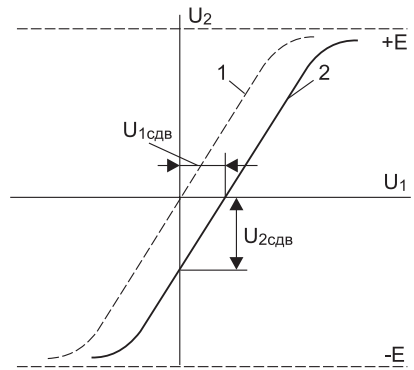


Рис. 3.53

Представленная амплитудная характеристика реального ОУ (2) показывают, что для получения $U_{\text{вых сдв}} = 0$, необходимо подать на его вход некоторое напряжение смещения $U_{\text{см}} = U_{\text{Iсдв}}$, сдвигающее амплитудную характеристику в положение 1. Типовое напряжение смещения составляет $\pm(5...20)$ мВ.

7.3 Выходные каскады

7.3.1. Оконечные каскада ОУ реализуются обычно как эмиттерные повторители. В ОУ К140УД1 (рис. 3.54) выходной каскад, выполненный на VT3 с нагрузкой в виде последовательного включения резисторов R3 и R4. Транзистор VT1 вместе с резистором R1 и ГСТ на транзисторе VT2 образуют схему сдвига для транзистора VT3, обеспечивая нулевой потенциал на выходе при отсутствии входного сигнала. Диод VD1 в обратном включении является корректирующей емкостью, обеспечивающей устойчивость ОУ. Транзистор VT2 (ГСТ), вместе с резистором R2 и источником опорного напряжения (например, рис. 3.50a), создает положительную обратную связь (ПОС), увеличивающую коэффициент усиления выходного каскада до 1,5. При увеличении например температуры, возрастает $U_{\text{бэ3}}$, что приводит к возрастанию тока эмит-

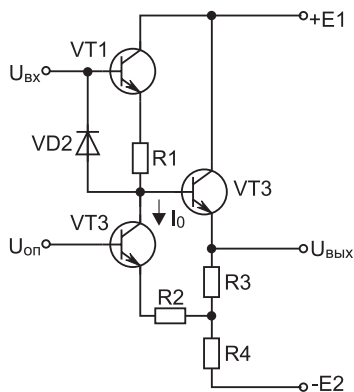


Рис. 3.54

тера I_{33} и увеличению падения напряжения на $R_3 + R_4$; так как $I_{33} \gg I_{32}$, то это приводит к возрастанию потенциала эмиттера VT2, запирающего транзистор, а значит увеличивающего потенциал на коллекторе VT2. Поскольку $U_{к2} = U_{63}$, то это увеличивает потенциал на базе VT3, что указывает на ПОС.

При невысоких выходных мощностях в качестве базовой схемы используют комплементарную пару транзисторов (транзисторы с идентичными параметрами и разным типом проводимости), работающих в режиме В (рис. 3.55).

Диоды VD1, VD2 обеспечивают необходимое смещение на транзисторах VT2, VT3 и температурную стабилизацию режима. Резисторы R1 и R2 ограничивают ток короткого замыкания транзисторов и предотвращают выход ОУ из строя. Промежуточный каскад выполнен на транзисторе VT1 с активной нагрузкой в виде ГСТ, обеспечивает наибольшее усиление. При большой выходной мощности, в связи с трудностью реализации в интегральном исполнении комплементарной пары транзисторов различного типа проводимости, используют квазикомплементарные транзисторные группы (рис. 3.56), когда в верхнем плече используют транзисторы с одинаковыми структурами (VT2, VT4), а в нижнем — транзисторы с противоположными (VT3, VT5). Составные транзисторы эквивалентны одиночным транзисторам n-p-n или p-n-p типа.

7.3.2. Активные нагрузки. В интегральных микросхемах очень часто используют транзисторы в качестве активной (динамической) нагрузки вместо обычных резисторов. Это позволяет реализовать АЭ и резисторы по единой технологии, выбрать нагрузку большой величины, чтобы получить большой коэффициент усиления, не снижая при этом выходную мощность (как следствие уменьшения тока при возрастании сопротивления). На рис. 3.57 нагруз-

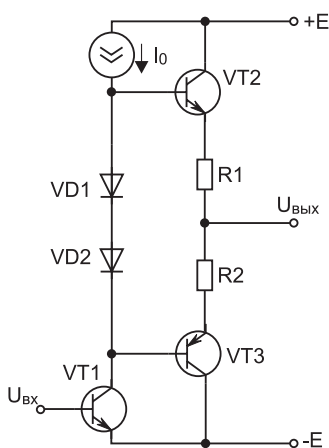


Рис. 3.55

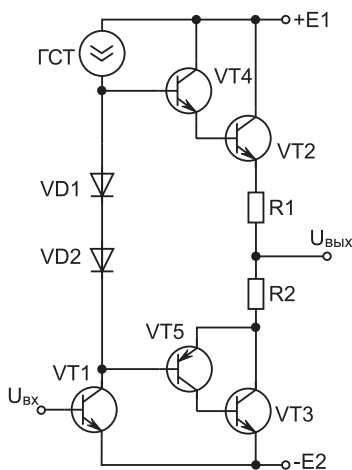


Рис. 3.56

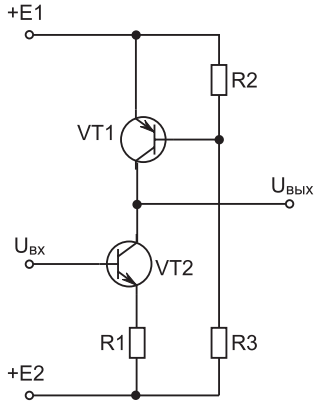


Рис. 3.57

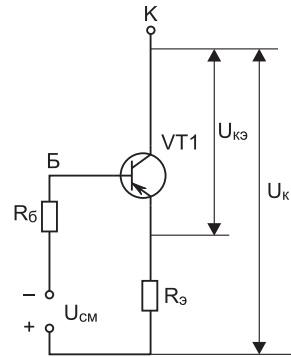


Рис. 3.58

кой усилителя на транзисторе VT2 является транзистор VT1 вместе с цепями смещения R_2 и R_3 , включенный в коллекторную цепь. Выходное сопротивление транзистора VT1 $R_{\text{вых}} = 1/h_{22} = R_{\text{ан}}$ — является активной нагрузкой транзистора VT2 по переменной составляющей. Для увеличения $R_{\text{ан}}$ в эмиттерную цепь VT1 включают резистор R_3 . Выделив схему активной нагрузки (без вспомогательных цепей, рис. 3.58), отмечаем, что она является схемой ГСТ (рис. 3.47). Напряжения смещения на базу подается от отдельного напряжения смещения $U_{\text{см}}$, а R_6 — сопротивление делителя в базовой цепи VT1 по переменному току.

Получим соотношения, определяющие величину сопротивления активной нагрузки, представив VT1 эквивалентной схемой в системе h — параметров (рис. 3.59).

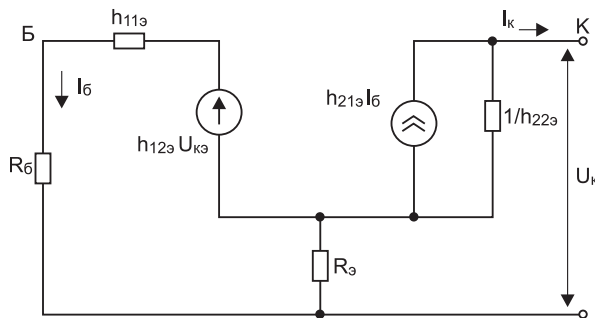


Рис. 3.59

Уравнения Кирхгофа для данной схемы

$$I_{\text{к}} = h_{21\text{э}} I_6 + h_{22} U_{\text{кэ}}; \quad (3.18)$$

$$U_{\text{к}} = U_{\text{кэ}} + U_{\text{R}_3}; \quad (3.19)$$

$$U_{\text{R}_3} = I_{\text{к}} R_3 + I_6 (R_6 + h_{11\text{э}} + R_3). \quad (3.20)$$

Поделив (3.17) на (3.18) и, учитывая, что $R_3 \ll 1/h_{22}$, получим

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{h_{22}} \frac{R_6 + h_{113} + (1 + h_{213})R_3}{R_6 + h_{113} + R_3}. \quad (3.21)$$

Для значений токов и напряжений, обеспечивающих активный режим работы транзистора, динамическая нагрузка каскада (по переменному току) составляет несколько сотен тысяч Ом. Это ухудшает работу каскада (увеличиваются частотные искажения и нелинейные искажения, уменьшается динамический диапазон усилителя). Реально, выходное сопротивление каскада шунтируется сравнительно невысоким входным сопротивлением следующего каскада. Для согласования динамической нагрузки каскада с входным сопротивлением следующего каскада параллельно $R_{\text{ан}}$ включают шунтирующее сопротивление величиной 10–20 кОм, что при сохранении высокого коэффициента усиления позволяет снизить нелинейные искажения в 5–6 раз и увеличить f_B в 1,5–2 раза.

7.4 Промежуточные каскады

Промежуточные каскады (рис. 3.43) в составе ОУ являются усилителями напряжения с большим коэффициентом усиления. Конкретная реализация определяется структурой входного (ДУ) и выходного (ЭП) каскадов. Промежуточные каскады в современных ОУ (рис. 3.60) чаще всего реализуются на БТ, включенных по схеме с ОЭ, или с использованием составных транзисторов (например, по схеме Дарлингтона).

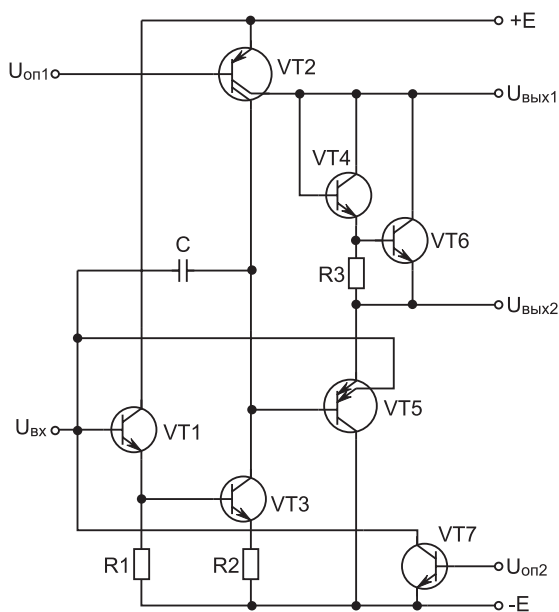


Рис. 3.60

Схема промежуточного каскада содержит составной транзистор VT1VT3, в коллекторную цепь которого включен транзистор VT2, являющегося динамической нагрузкой (ГСТ) составного транзистора и, одновременно, выполняющий роль элемента связи. Режим транзистора VT2 определяется опорным напряжением ($U_{оп1}$), подаваемым со схемы стабилизации. Транзистор VT5 является ГСТ для VT6, задающим напряжение смещения на последующие оконечные каскады. Транзистор VT4 в диодном включении, вместо резистора создает глубокую ООС для транзистора VT6.

8 Список литературы

1. Павлов В. Н., Ногин В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. М.: Радио и связь, 1997. 367 с.
2. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: В 4 выпусках. М.: Радио и связь, 1992.
3. Воробьев Е. П., Сенин К. В. Интегральные микросхемы производства СССР и их зарубежные аналоги. М.: РиС, 1990. 350 с.
4. Усилительные устройства / под ред. Головина О. В. М.: Радио и связь, 1993.
5. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP 7. М.: Горячая линия—Телеком, 2003. 364 с.
6. <http://WWW.spectrum-soft.com.demofrom/shtm> (адрес в Internet для получения студенческой версии CCM MC).

Лабораторная работа № 7

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ЭМИТТЕРНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

1 Цель работы

Изучение физических принципов и определение основных технических характеристик эмиттерного повторителя; машинное моделирование и сравнительный анализ частотных свойств эмиттерного повторителя и резисторного каскада предварительного усиления с использованием системы схемотехнического проектирования Micro Cap 8 (МС 8).

2 Задание

2.1 Расчетная часть

Используя данные о величине элементов принципиальной схемы и параметров применяемого транзистора, для каждого из двух способов включения ОЭ и ОК (резисторный каскад предварительного усиления — каскад с общим эмиттером ОЭ, и эмиттерный повторитель — каскад с общим коллектором ОК), рассчитать:

- сквозные коэффициенты усиления по напряжению в области средних частот $K_{оэ}^*$, $K_{ок}^*$;
- коэффициент усиления по напряжению в области средних частот $K_{оэ}$, $K_{ок}$;
- нижние $f_{н оэ}^*$ и $f_{н ок}^*$ и верхние $f_{в оэ}^*$ и $f_{в ок}^*$ граничные частоты, обусловленные влиянием входной цепи исследуемых каскадов для нормированных сквозных коэффициентов усиления;
- нижние $f_{н оэ}$ и $f_{н ок}$ и верхние $f_{в оэ}$ и $f_{в ок}$ граничные частоты, обусловленные влиянием выходной цепи исследуемых каскадов для нормированных коэффициентов усиления по напряжению.

2.2 Экспериментальная часть

Для компьютерных моделей резисторного каскада при включении транзистора по схеме с ОЭ-усилителя и с ОК — эмиттерного повторителя:

2.2.1 — получить амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) сквозного коэффициента усиления K^* и коэффициента усиления по напряжению K ,

с учетом влияния входной цепи на верхних частотах. Оценить по ним значения f_v^* и f_v ;

2.2.2 — получить АЧХ K^* и K , с учетом влияния выходных цепей в области верхних частот. Оценить f_v^* и f_v ;

2.2.3 — получить АЧХ K^* и K с учетом влияния входных цепей в области нижних частот. Оценить f_n^* и f_n ;

2.2.4 — получить АЧХ K^* и K с учетом влияния выходных цепей в области нижних частот. Оценить f_n^* и f_n .

На основании оценок, полученных в экспериментальной части, сравнить результаты предварительного расчета и машинного моделирования: $K_{ср\ оэ}$, $K_{ср\ ок}$, $K_{ср\ оэ}^*$, $K_{ср\ ок}^*$, f_n^* , f_n , f_v^* , f_v ; сделать выводы о степени совпадения результатов ручного расчета и машинного моделирования.

3 Методические указания по выполнению работы

3.1 Описание принципиальной схемы макета

Принципиальная схема лабораторного макета в натурном и машинном эксперименте приведена на рисунке 7.1.

Использование переключателей (S1—S5) позволяет создавать, при неизменном положении рабочей точки транзистора (режим по постоянному току),

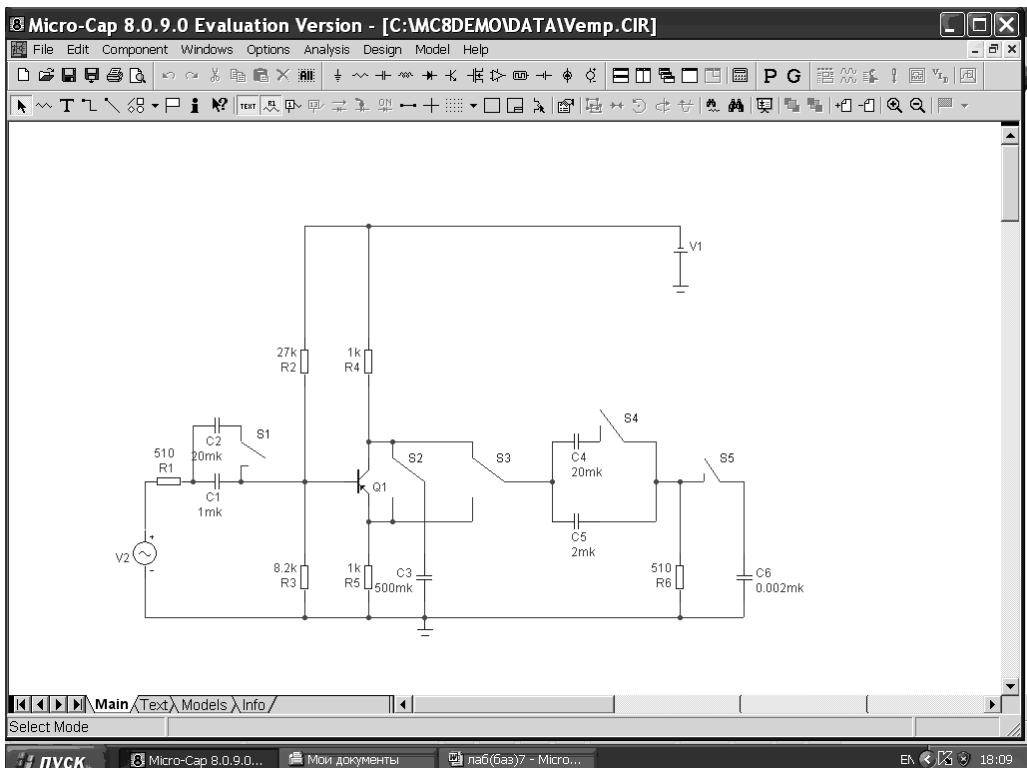


Рис. 7.1

схемы резисторного усилительного каскада и эмиттерного повторителя. При исследовании частотных свойств они помогают реализовывать схемы, в которых, в значительной степени, разделено влияние входных и выходных цепей. Одновременно можно получать амплитудно-частотные характеристики каскадов и сквозные амплитудно-частотные характеристики.

В машинном эксперименте в качестве базовой используется схема лабораторного макета, что приближает его к натурному эксперименту с учетом особенностей работы с пакетом программ МС 8. Программа дает возможность исследовать влияние входных или выходных цепей схемы на всей области частот. Нормирование их по усилению на средней частоте и построение их в одной системе координат позволяет наглядно сравнить частотные свойства резисторного каскада (схема с ОЭ) и эмиттерного повторителя (схема с ОК).

На рис. 7.1 входной сигнал от источника (V_2), обладающего внутренним сопротивлением R_1 , поступает на схему усилителя через разделительный конденсатор C_1 (или через параллельное соединение C_1 и C_2). Резисторы R_2 и R_3 обеспечивают активный режим работы транзистора, задавая напряжение смещения $U_{бэ0}$. Резисторы R_4 и R_5 применяются для получения требуемого постоянного напряжения на коллекторе транзистора $U_{кэ0}$ и для снятия усиленного напряжения при включении транзистора по схеме с ОЭ и ОК, соответственно. Конденсатор C_3 при подключении к R_5 служит для устранения отрицательной обратной связи (ООС) из-за R_5 по переменному току в схеме с ОЭ, а при подключении к R_4 обеспечивает включение транзистора по схеме с ОК. Емкости C_4 и C_5 играют роль разделительных конденсаторов, исключая протекание постоянной составляющей выходного тока через нагрузку, которую моделируют резистор R_6 и конденсатор C_6 . Источник питания V_1 является источником мощности для усиливаемого входного сигнала и одновременно обеспечивает активный режим работы транзистора.

3.2 Расчетная часть

Расчет параметров усилительного каскада проводится с использованием значений элементов принципиальной схемы и эквивалентной схемы транзистора (схема Джаколетто).

3.2.1. Расчет коэффициента усиления каскада по напряжению K и ЭДС K^* проводится на средней частоте ($f_{cp} = 1000$ Гц) для последующего сравнения с результатами машинного моделирования.

3.2.2. Расчет граничных частот полосы пропускания по заданной величине частотных искажений проводят по формулам для M_n и M_v .

3.3 Машинное моделирование

Частотные свойства резисторного каскада на транзисторе VT1 изучаются с применением моделирования принципиальной схемы усилителя во всей области частот на ЭВМ с учетом свойств источника сигнала и влияния второго каскада (на транзисторе VT2), полученных при:

- исследовании принципиальной схемы каскада;

- исследовании полной эквивалентной схемы каскада.

Машинный эксперимент по исследованию свойств резисторного каскада проводится на ПЭВМ с использованием системы схемотехнического моделирования Micro Cap8 (MC8).

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами работы операционной системы WINDOWS 98 (или более поздними версиями);
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии, по указанному в п. 8 настоящего описания адресу, получить инсталляционные файлы студенческой версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CR дисках.

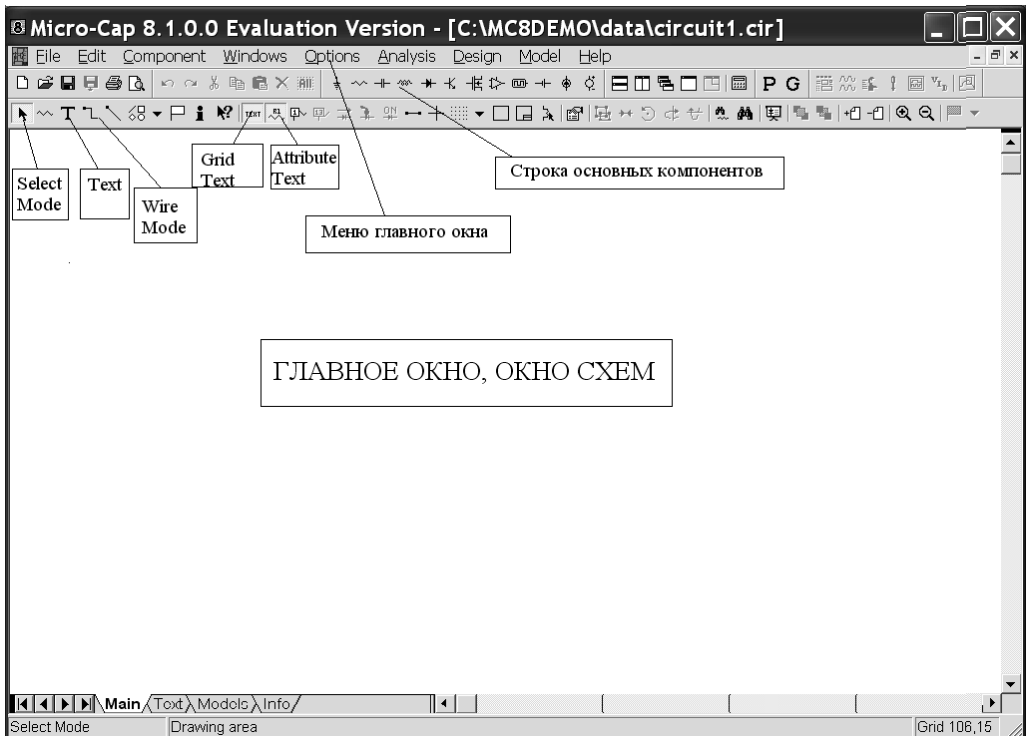


Рис. 7.2

Главное окно в верхней строке в подкаталоге \DATA укажет присвоенное ЭВМ или, выбранное вами, имя вводимой принципиальной схемы (имя файла с расширением .CIR), которое используется для описания схемы во внутреннем формате MC8 (название файла может отличаться от указанного).

Для ввода элементов принципиальной схемы в меню главного окна выбирают команду FILE, затем, в ниспадающем меню, строку New и последовательно вводят элементы принципиальной схемы описания, соответствующие исследуемой частотной области (рис. 7.9).

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы, индуктивности) выбираются курсо-

ром, активируются левой кнопкой мыши и затем помещаются в нужном месте схемы. Указанные компоненты размещены на второй строчке меню главного окна или окна команд.

При необходимости коррекции некоторых элементов принципиальной схемы необходимо вначале удалить соответствующий элемент (компонент), нажав левой кнопкой мыши на левую стрелку в третьей строчке окна главного меню, активизировать режим редактирования элементов или компонентов схемы (Select Mode — рис. 7.2). Затем, подводя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым цветом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в меню EDIT, на выпадающем подменю выбирают CUT (рис. 7.3) и удаляют необходимые атрибуты. Альтернативным вариантом при удалении компонентов схемы является применение пиктограммы Cut (или Ctrl-X) на панели инструментов (ножницы). Возникающие трудности при удалении элементов или вводе новых устраняются с использованием программы HELP главного меню.

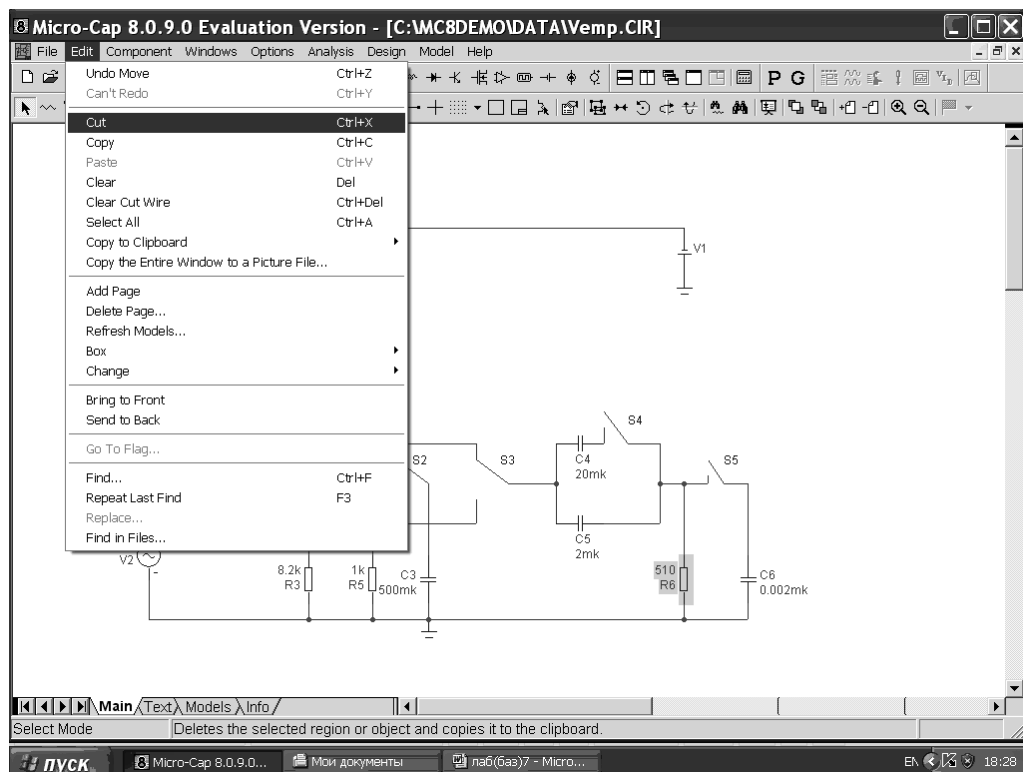


Рис. 7.3

Перемещение компонента на экране производится при нажатой левой кнопке, а при необходимости изменить положение компонента, щелкают правой кнопкой при нажатой левой кнопке. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и в ниспадающем меню (например,



Рис. 7.4

Resistor, рис. 7.4) появляется название компонента и предложение присвоить ему позиционное обозначение PART (предлагаемое обозначение может быть изменено на любое при активизации указанной строки левой кнопкой мыши).

Затем указывается величина VALUE компонента. Присвоенное компоненту название и величина будут изображаться в главном окне при вводе принципиальной схемы, если подсвеченный параметр помечен галочкой SHOW. При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена: 5PF или 5P, или 5E-12. В выпадающем меню может вводиться информация о мощности, рассеиваемой на компоненте, типе корпуса, стоимости, что необходимо для дальнейшего использования в программе PCAD при разработке топологии печатной платы и оценке стоимости устройства (если это предполагается в задании). Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие клавиши OK. Если какие-либо сведения введены неверно, то активизация (нажатие панели) Cancel, отменяет всю введенную информацию о компоненте.

При вводе транзистора типа PNP, которого нет в списке основных компонентов, необходимо выполнить команду Components в меню главного окна и на дополнительном меню, разворачивающемся вправо, выбрать Analog Primitives и из предлагаемого списка устройств (рис. 7.5) выбрать Active Devices, а затем, на закладке активных компонентов — PNP.

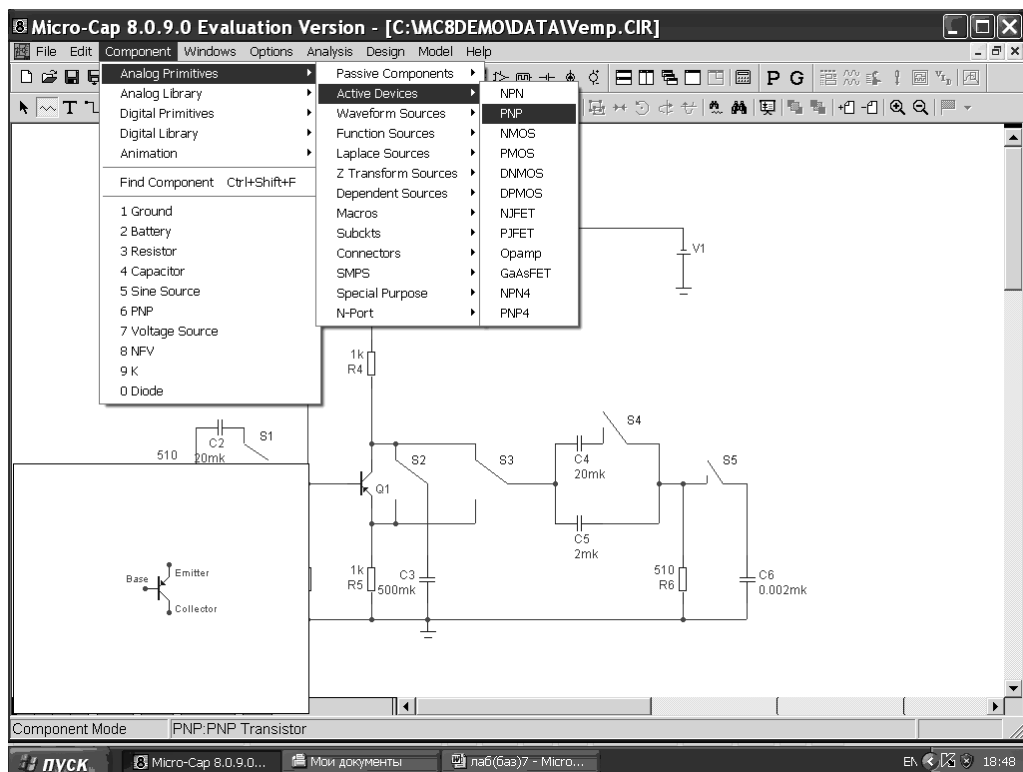


Рис. 7.5

На ниспадающем меню (рис. 7.6) выбирается: позиционное обозначение компонента PART, его характеристика VALUE, определяющая активный режим, и тип транзистора MODEL.

Поскольку в библиотеке MC8 нет отечественных транзисторов, необходимо ввести параметры модели транзистора KT326В в подсвеченных окнах

Source: Local text area of C:\MC7DEMO\DATA\EMP.CIR (или Vamemli.CIR) вместо представленных на рис. 7.6, нажав предварительно кнопку New:

IS = 16.64F, BF = 99.06, NF = 1, VAF = 115, IKF = 0.675, ISE = 54.12P, NE = 2.527, VAR = 63, IKR = 0.52, ISC = 12.5F, NC = 2, NK = 0.5, RE = 0, RB = 52.4, RC = 1.85, CJE = 3.375P, VJE = 0.75, MJE = 0.35, CJC = 4.089P, VJC = 0.69, MJC = 0.33, FC = 0.5, TF = 160.2P, XTF = 2, VTF = 10, ITF = 0.1, PTF = 0, TR = 40.04N, EG = 1.11, XTB = 1.5, XTI = 3, остальные параметры модели транзистора принимаются по умолчанию.

Модель генератора гармонических сигналов задается последовательным выбором на панели компонентов (Component) главного окна, затем Analog

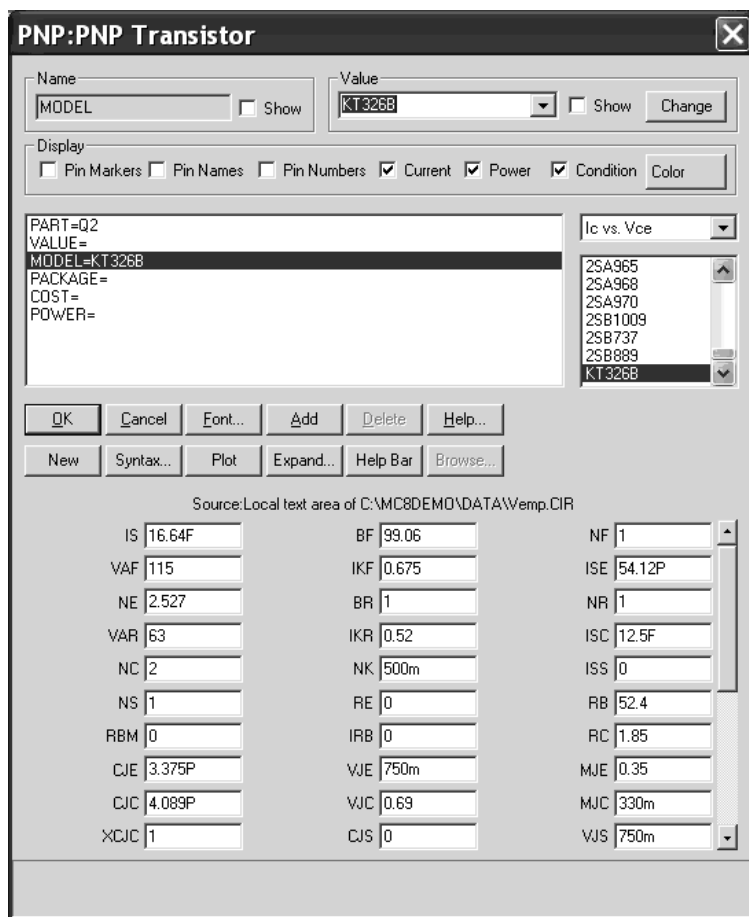


Рис. 7.6

Primitives → Waveform Sources → Sine Source. На выпадающем меню Sine Source (рис. 7.7) выбирают, нажатием на панель New, режим формирования параметров новой модели. Затем последовательно вводят параметры модели (аналогично вводу компонентов рис. 7.4, рис. 7.6) присваивая обозначение PART и тип модели MODEL SG. Параметры модели F, A, DC и т. д. вводятся в соответствии с рис. 7.7.

Источник питания вводится активизацией кнопки Battery в строке основных компонентов меню главного окна. После размещения символа источника питания в соответствующем месте принципиальной схемы и нажатия левой кнопки мыши, в выпадающем меню задают параметры источника питания в соответствии с рис. 7.8 (порядковый номер источнику питания может быть присвоен другой — не V3).

Соединительные линии между элементами схемы прочерчивают используя кнопку ввода ортогональных проводников Wire Mode на панели инструментов или Diagonal Wire Mode для изображения наклонных линий (рис. 7.2).

Надписи в графическом окне, сделанные ранее, отображаются на экране при активированной кнопке Grid Text (рис. 7.2), а вновь вводимые только при

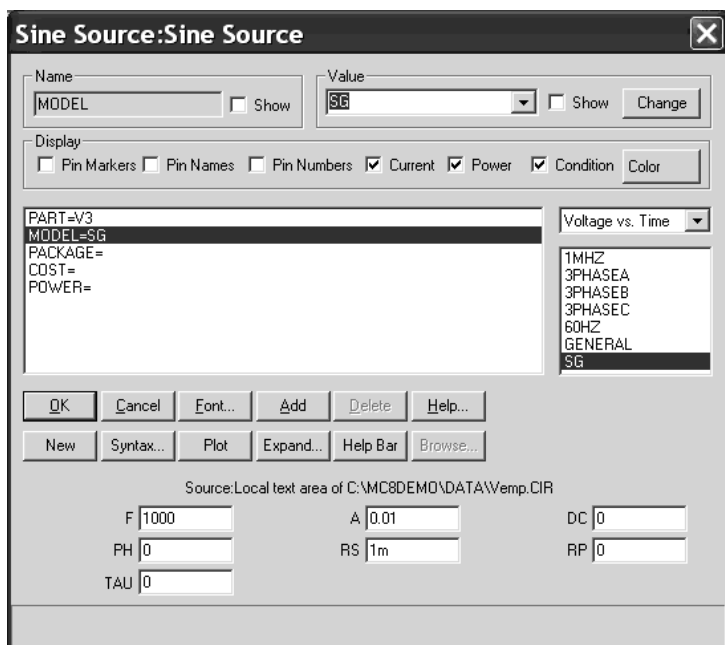


Рис. 7.7

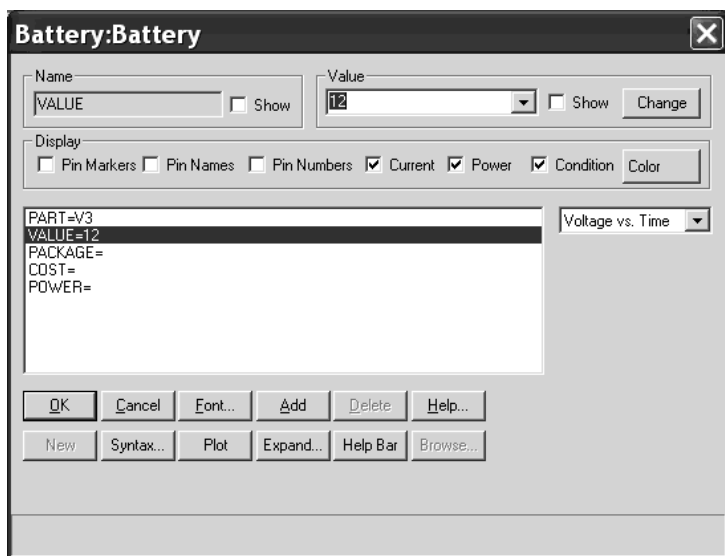


Рис. 7.8

активизации кнопки Text на панели инструментов. Названия, присвоенные компонентам при их вводе, отображаются на экране только при активированной кнопке Attribute Text (рис. 7.2).

Для выполнения п. 2.2 необходимо составить принципиальные схемы резисторного каскада и эмиттерного повторителя, режим работы транзистора в

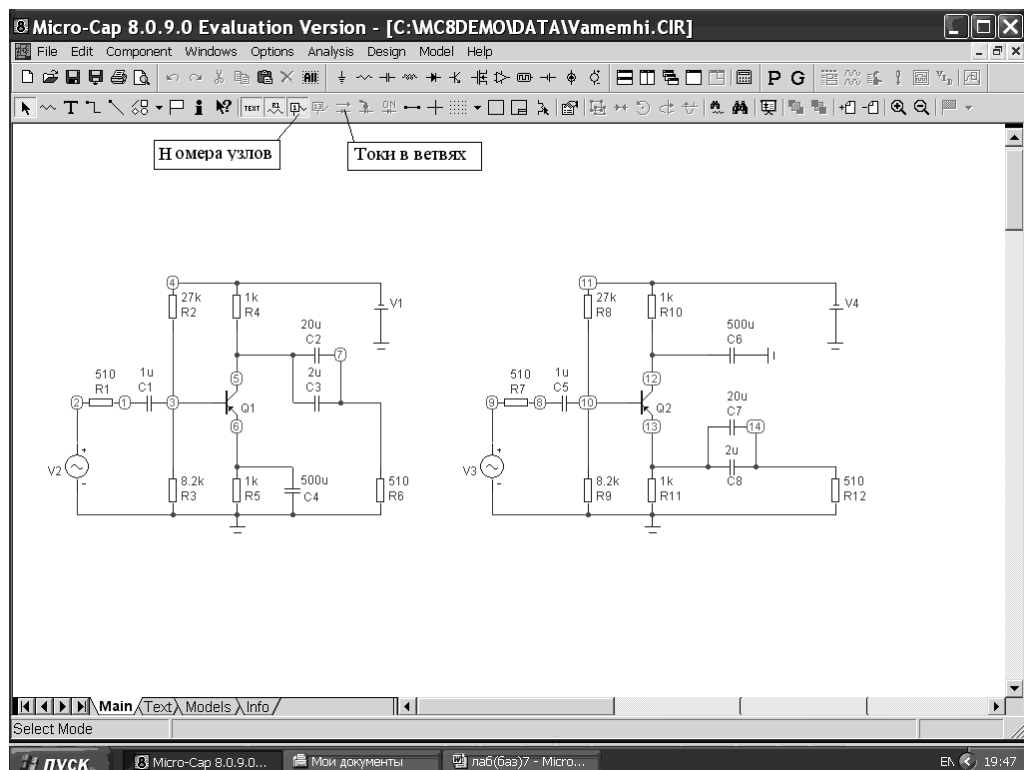


Рис. 7.9

которых, неизменен ($I_{ko} = 2$ мА, при указанных на рис. 7.1, значениях элементов схем). Схемы рис. 7.9 позволяют учитывать влияние на АЧХ только входной цепи в области верхних частот (f_v^* и f_v определяют по уровню 3 дБ).

Нумерация узлов и, соответственно, выбор семейства анализируемых характеристик, проводится активизацией кнопки Node Numbers на панели инструментов. Режим работы транзисторов по току проверяется активизацией кнопки Currents панели инструментов.

Влияние выходных цепей на свойства каскадов в области верхних частот оценивается при изучении упрощенных принципиальных схем рис. 7.10.

Влияние входной цепи в области нижних частот на свойства АЧХ оценивается с использованием принципиальных схем рис. 7.11.

Аналогичные оценки величины частотных искажений в области нижних частот, обусловленных влиянием выходной цепи, можно сделать применяя принципиальную схему рис. 7.12.

Анализ частотных свойств резисторного усилителя по схеме с ОЭ и эмиттерного повторителя (схема с ОК) для выбранной частотной области проводится после ввода соответствующей принципиальной схемы и проверки режима работы транзистора по постоянному току.

Вход в режим анализа частотных характеристик предваряется выбором узлов на принципиальной схеме, в которых будет оцениваться абсолютное или относительное значение амплитуды напряжения в зависимости от частоты

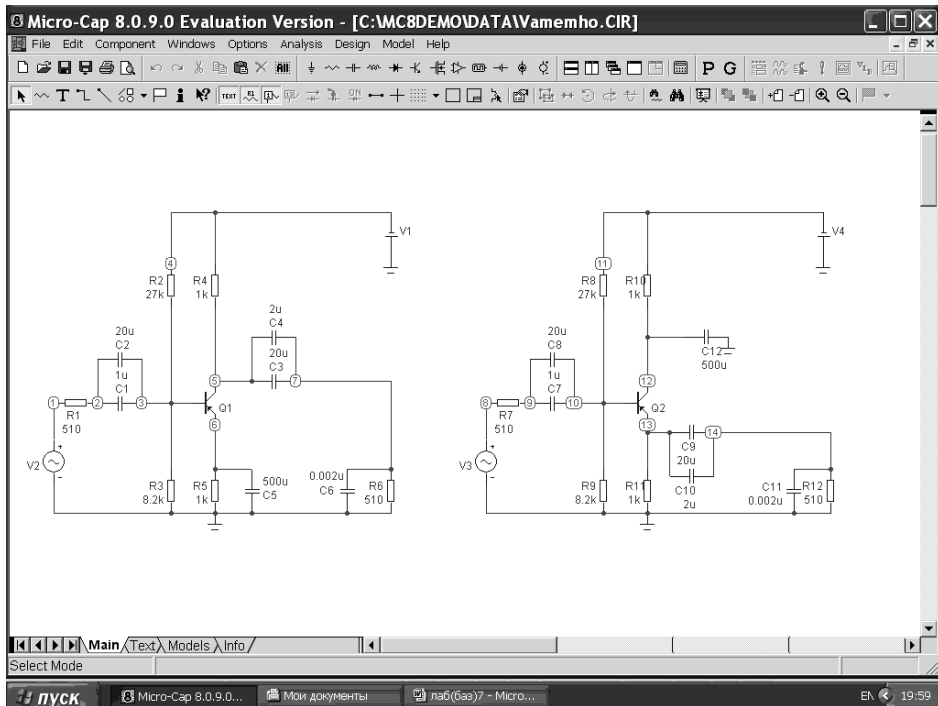


Рис. 7.10

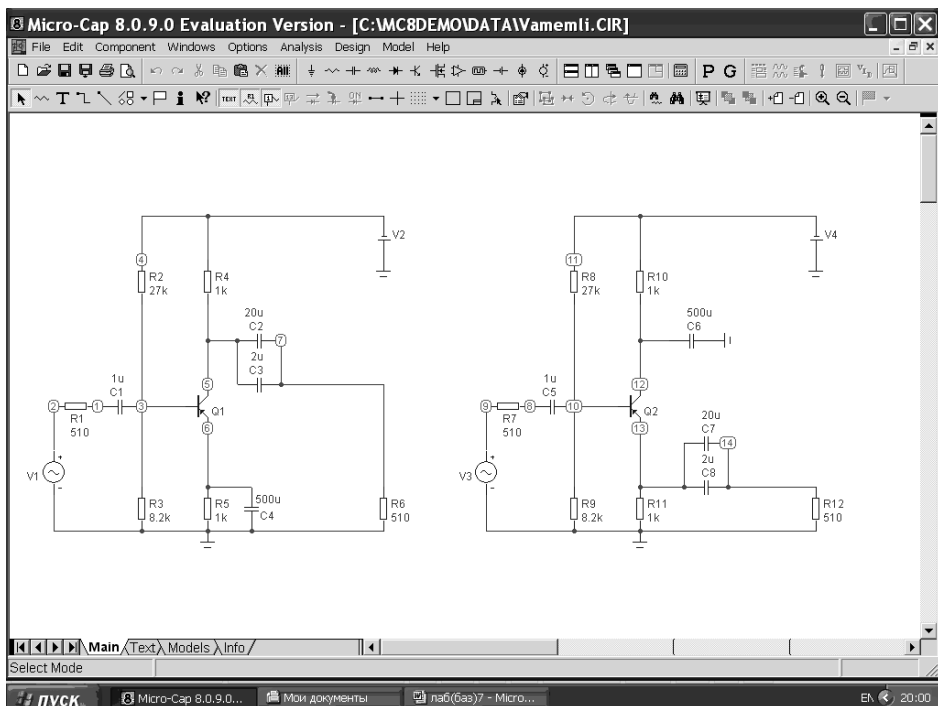


Рис. 7.11

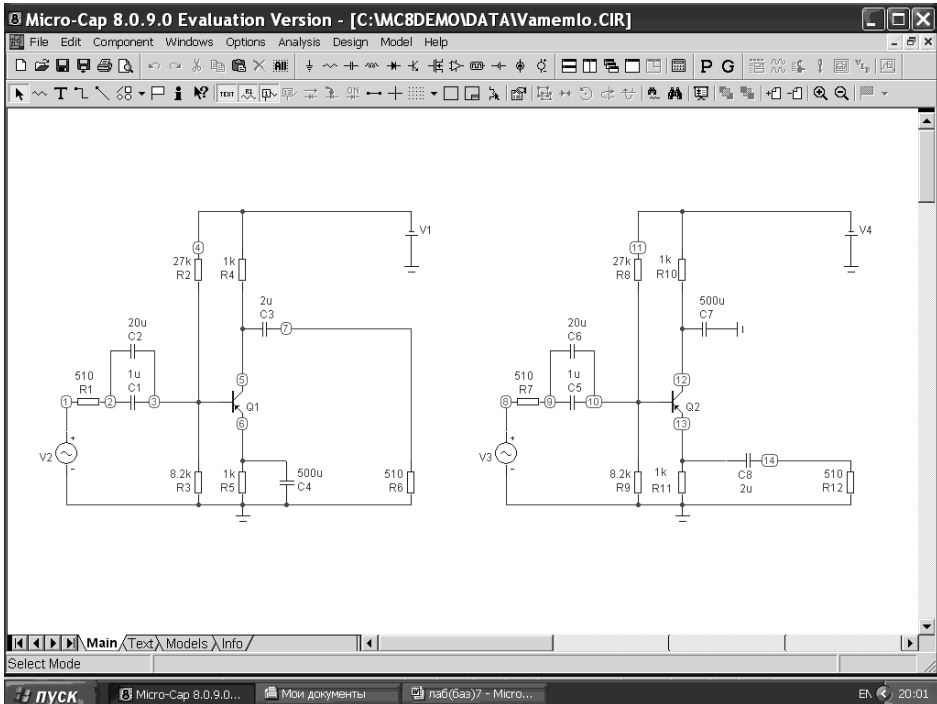


Рис. 7.12

(пиктограмма Node Numbers на панели инструментов меню главного окна, рис. 7.9) и последующего входа в меню Analysis с выбором подменю AC.

На выпадающем подменю программа переходит в режим задания пределов (Limits) анализа, выбора способа анализа и представления результатов анализа на мониторе. Для анализа влияния на частотные свойства входных цепей в области высоких частот (файл Vamemhi.CIR, рис. 7.9) выбирают следующие параметры (рис. 7.13): частотная область анализа от 1 МГц до 10 ГГц (Frequency Range), при нормальной температуре (27 °C), без учета влияния шумов на входе.

Результаты анализа обеих схем представляются на двух отдельных графиках (P) с логарифмическим законом изменения частоты (F) по оси абсцисс (XExpression) и величиной коэффициента усиления (выбором соответствующих узлов) по оси ординат (YExpression). На экране монитора представляется анализируемая частотная область (XRange от 1 МГц до 1 ГГц, с шагом 0.5 МГц) и по оси ординат (YRange от 0 до 25, с шагом 5). Вход в режим расчеты частотных характеристик происходит при нажатии на кнопку Run. Результаты расчета приведены на рис. 7.14.

Активизируя кнопку (рис. 7.14) Cursor Mode (ключ F8) получаем максимальное (при установлении курсора вблизи максимального значения, активизации кнопки Peak и двукратном нажатии на левую кнопку мыши) и граничное значения коэффициента усиления в представляемой области частот, что позволит затем перейти к семейству нормированных кривых обоих устройств, построенных в одной системе координат. Получение нормированных характе-

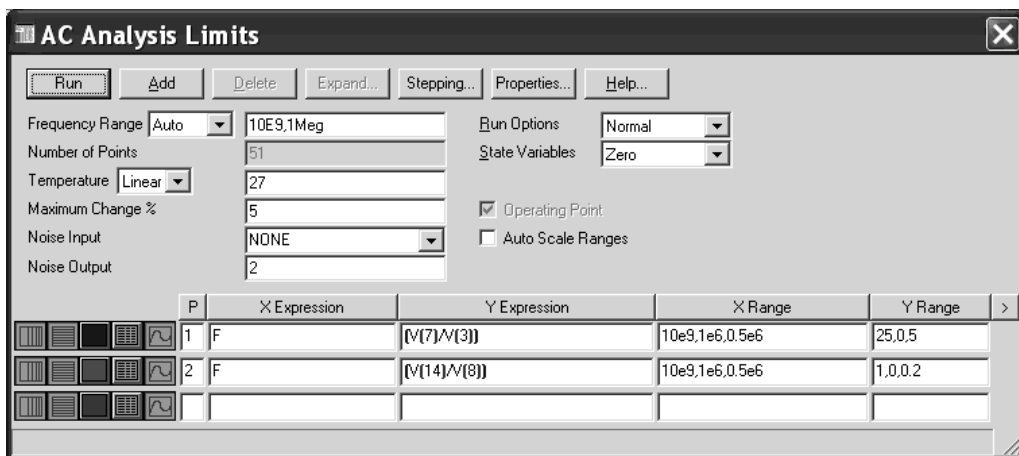


Рис. 7.13

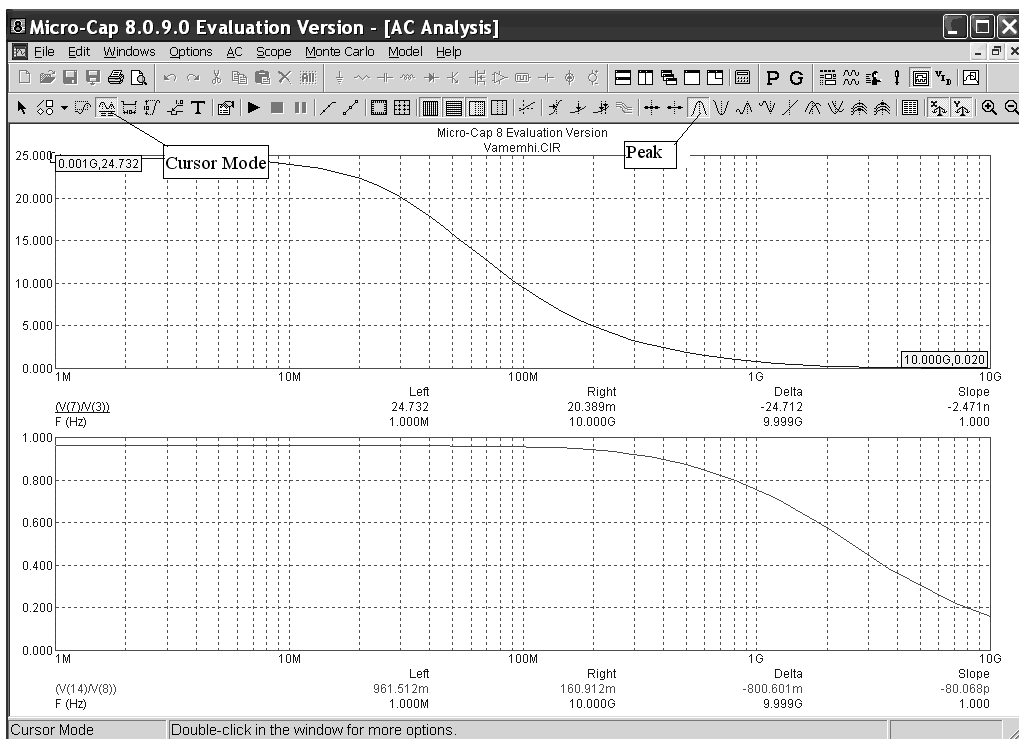


Рис. 7.14

ристик возможно нажатием кнопки AC (рис. 7.14) и на выпадающем подменю выбрать строку Limits (рис. 7.15).

На ниспадающем меню Limits задают параметры в соответствии с рис. 7.16.

Нормировка коэффициентов усиления проводится относительно максимальных значений, определяемых на рабочей частоте (выбирается низшая — 1 МГц), рис. 7.14. Перевод курсора из одной системы координат в другую и

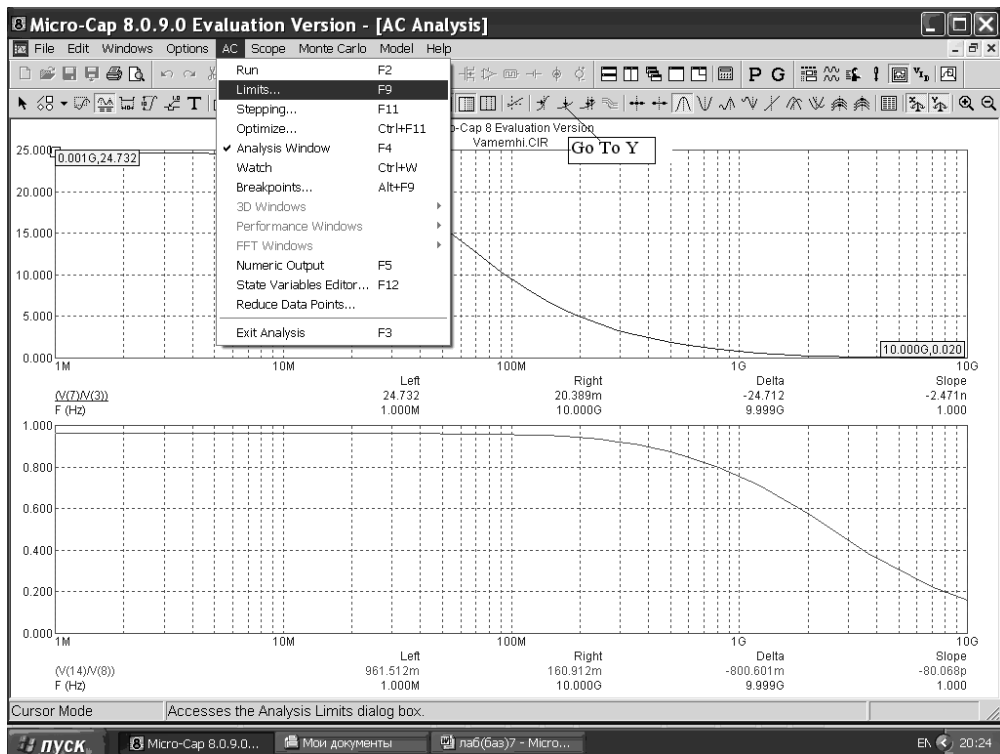


Рис. 7.15

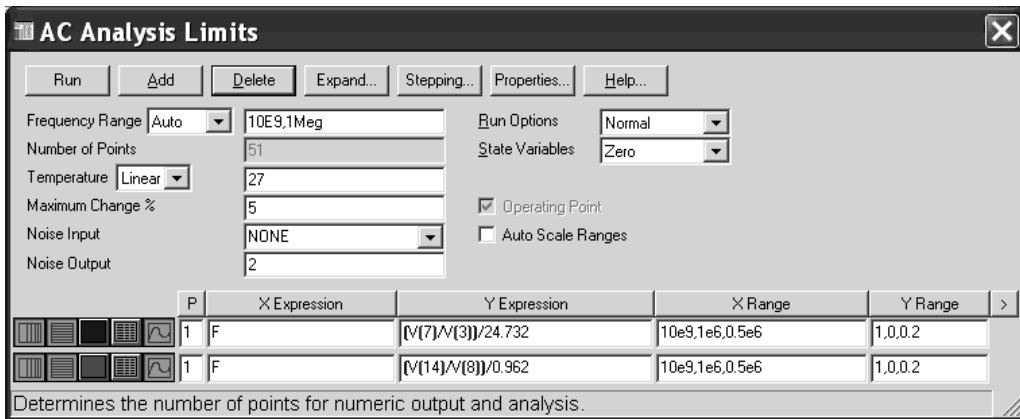


Рис. 7.16

нажатие левой кнопки мыши позволяет определять максимальные значения коэффициента усиления для эмиттерного повторителя. Нормировку значений коэффициента усиления на произвольной частоте для резисторного каскада и эмиттерного повторителя производят к максимальному значению коэффициента усиления — на частоте 1 МГц (см. рис. 7.16). После коррекции пределов (YRange для резисторного каскада) нажатием кнопки Run переходят в режим анализа (рис. 7.17).

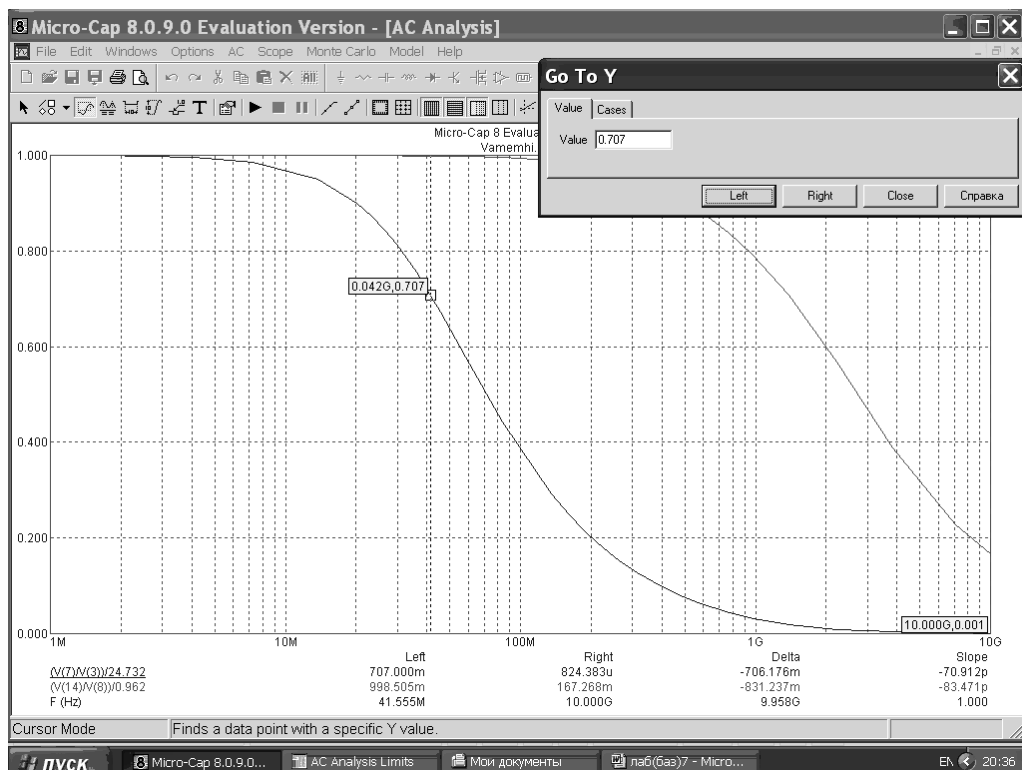


Рис. 7.17

Использование нормированных зависимостей существенно облегчает сравнение частотных характеристик каждого из устройств (определение f_b для схемы включения транзистора с ОЭ и f_b для схемы с ОК). Для определения граничной f_b нажимаем пиктограмму Go To Y (рис. 7.16) и на закладке Value указываем уровень (0,707), по которому оценивается значение частоты левым маркером (при нажатии на кнопку Left). Полученные значения заносятся в таблицу 1. Соответствующим выбором узлов проводится выявление частотных искажений по сквозным характеристикам устройств. Результаты (f_b^* схема ОЭ и f_b^* схема ОК) заносятся в табл. 1. Выход из режима анализа осуществляется нажатием ключа F3 на клавиатуре.

Методика изучения влияния выходных цепей на частотные свойства каскадов аналогична, изложенной выше. Это же относится к выбору пределов исследования по частоте и коэффициенту усиления. Анализируются схемы рис. 7.10 (файл Vamemho.CIR). Результаты измерений заносятся в табл. 1.

Исследование влияния входных и выходных цепей на частотные свойства каскадов с ОЭ и ОК в области нижних частот проводятся по описанной ранее методике. Принципиальные схемы каскадов рис. 7.11 учитывают влияние входных цепей (файл Vamemli.CIR). После ввода принципиальной схемы каскадов и выбора номеров узлов для изучения частотных свойств на основе коэффициента передачи по напряжению или сквозного коэффициента передачи выбирают в окне главного меню AC и выбирают пределы анализа (AC Analysis Limits)

рис. 7.18. Для указанных значений Frequency Range анализ будет проводиться от 0,01 до 10E6 Гц с выводом на монитор такого же частотного диапазона.

Определив на каждом из графиков максимальное значение коэффициента усиления, проводят их нормирование и после ввода новой таблицы пределов анализа (рис. 7.19), получают нормированные частотные характеристики ко-

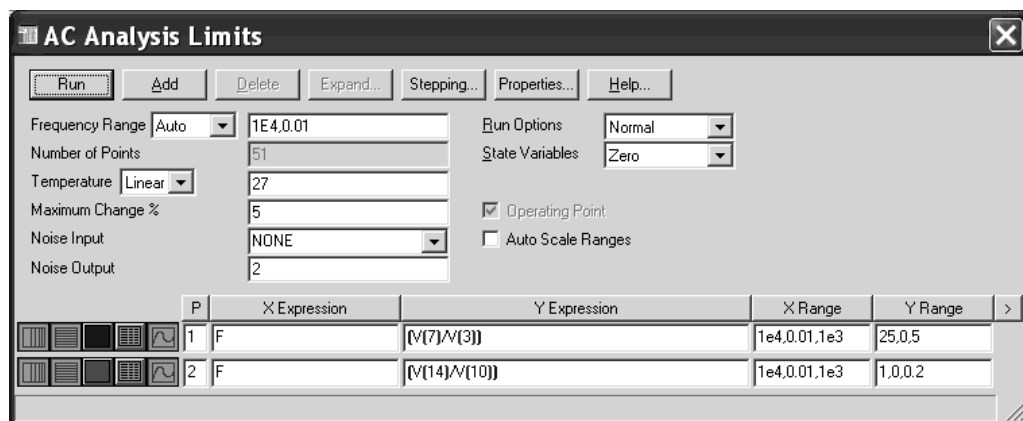


Рис. 7.18

эффициента передачи резисторного каскада при включении транзистора по схеме с ОЭ и с ОК (рис. 7.20). Активизировав пиктограмму Cursor Mode в окне графиков проводим измерение значения $f_{н\text{оэ}}$ для схемы с ОЭ и $f_{н\text{ок}}$ схемы с ОК. Измеренные значения заносятся в таблицу 1. Подобные измерения проводят для сквозного коэффициента передачи.

Аналогичные измерения проводят для схем, учитывающих влияние выходных цепей на частотные свойства каскадов с ОЭ и ОК в области нижних частот (файл Amemlo.CIR). Значения пределов по частоте и коэффициенту усиления выбираются как для схем файла Amemli.CIR. Измеренные значения f_n и f_n^* для обеих схем и нормированных коэффициентов усиления по напряжению и сквозного, заносятся в таблицу 1.

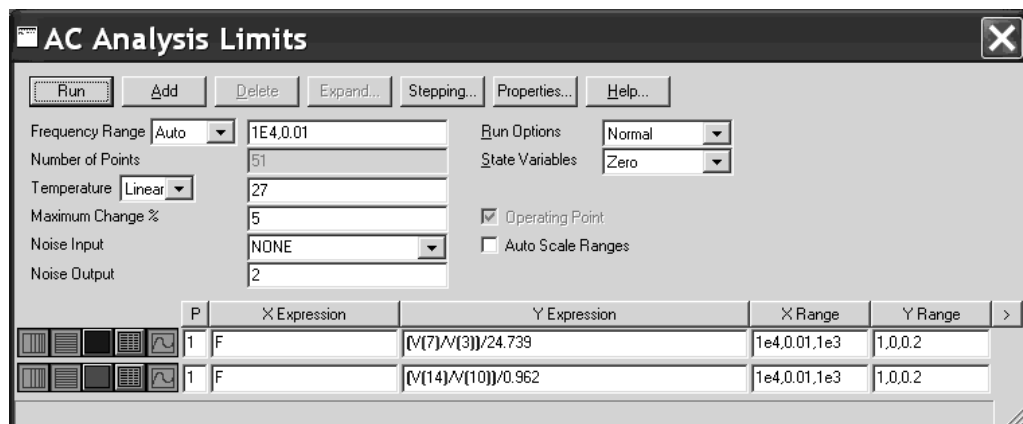


Рис. 7.19



4 Обработка результатов расчета и эксперимента

Таблица 1

Способ включения транзистора	Влияющая цепь								Коэффициент усиления на средней частоте f_{cp}
	Входная				Выходная				
	f_H		f_B		f_H		f_B		
	Расчет	Экспер.	Расчет	Экспер	Расчет	Экспер	Расчет	Экспер.	
ОЭ									По напряжению K
ОК									
ОЭ									По ЭДС K^*
ОК									

5 Содержание отчета

Отчет должен включать в себя:

- наименование и цель работы;
- исходные данные для расчета;
- принципиальную схему лабораторного макета;
- результаты расчета и эксперимента, сведенные в табл. 1;
- распечатки графиков АЧХ для каскадов с ОЭ и ОК (по напряжению и ЭДС), соответствующие табл. 1;
- краткие выводы по работе.

6 Контрольные вопросы

1. Нарисовать принципиальную схему каскада с ОЭ и показать пути протекания постоянных и переменных составляющих токов.
2. Изобразить принципиальную схему каскада с ОК и показать пути протекания постоянных и переменных составляющих токов.
3. Как определяются пределы для снятия АЧХ в области нижних частот и в области верхних частот?
4. Как определяются значения нижней и верхней граничных частот?
5. Какие элементы схемы и почему определяют свойства входной цепи?
6. Какие элементы схемы определяют свойства выходной цепи?
7. Какие используются приемы для снижения влияния выходной цепи при исследовании частотных свойств входной цепи?
8. Как получить семейство графиков в одной системе координат?
9. Как задаются параметры источника входного сигнала?
10. Какими элементами схемы определяются частотные искажения в области нижних (верхних) частот?
11. В какой схеме (ОЭ или ОК) искажения в области (нижних) верхних частот больше и почему?
12. Почему в схеме с ОЭ коэффициент усиления значительно выше чем в схеме с ОК?

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Основные характеристики эмиттерного повторителя

Схема лабораторной установки (рис. 7.1) позволяет манипуляцией ключей S_1 — S_5 получать принципиальные схемы резисторного усилительного каскада (рис. 7.21а) и эмиттерного повторителя (рис. 7.21б) с сохранением неизменным режима работы транзистора по постоянному току.

Нам принципиальных схемах оставлены компоненты, соответствующие разомкнутому положению ключей S_1 , S_4 , S_5 . Пути протекания постоянных токов транзисторов в схемах резисторного усилителя и эмиттерного повторителя $I_{б0}$, $I_{к0}$, $I_{э0}$ соответствуют изображенным на рис. 1.15 раздела 7 лабораторной работы № 1.

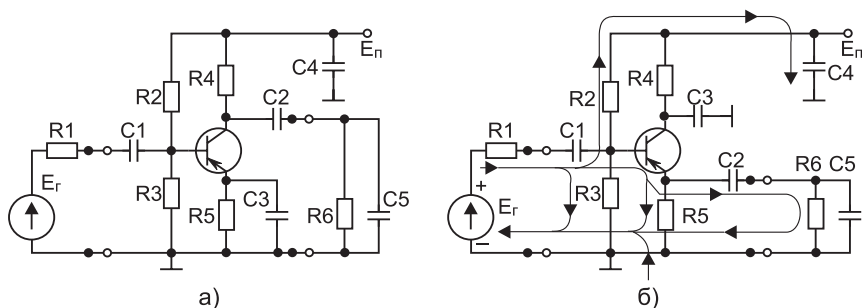


Рис. 7.21

Протекание переменной составляющей входных и выходных токов в резисторном каскаде соответствуют рис. 1.20 и рис. 1.21 раздела 7 лабораторной работы № 1. В отличие от рис. 1.21 коллекторный ток транзистора VT1 не протекает через элементы входной цепи второго каскада, определяющие режим работы транзистора VT2 и сам транзистор VT2. Свойства второго каскада моделируют в этой лабораторной работе резистор R_6 и конденсатор C_5 .

В эмиттерном повторителе переменная составляющая от источника сигнала, для указанной в некоторый момент времени полярности (рис. 2.71б), протекает по параллельному соединению R_2 и R_3 и некоторому эквивалентному сопротивлению, состоящему из сопротивления открытого БЭ перехода вместе с последовательно включенным эквивалентным сопротивлением нагрузки по переменному току $R_{\Sigma} = R_5 R_6 / (R_5 + R_6)$. Сопротивление запертого коллекторно-базового (КБ) перехода значительно больше сопротивления открытого БЭ перехода вместе с R_{Σ} и ток источника сигнала практически не протекает в коллекторной цепи.

Эквивалентная схема эмиттерного повторителя (транзистор включен по схеме с ОК и замещен П — образной физической моделью Джаколетто) имеет вид, рис. 7.22.

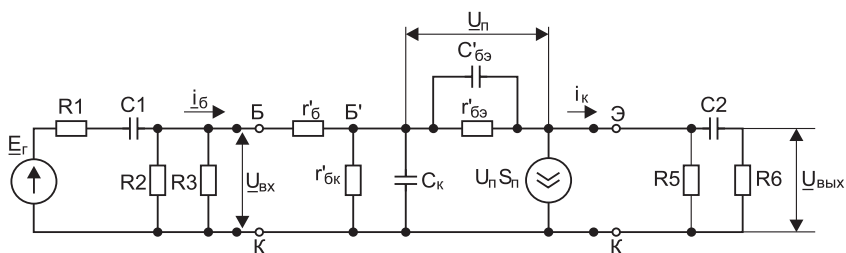


Рис. 7.22

Элементы эквивалентной схемы БТ отражают физические процессы, протекающие в его структуре, и особенности технологии при его производстве.

$r'_б$ — объемное (распределенное) сопротивление базы;

$r'_{бэ}$ — сопротивление между базой и эмиттером;

$C'_{бэ}$ — емкость между базой и эмиттером, равная примерно зарядной емкости эмиттерного перехода;

$C_к = C_{бк}$ — емкость между базой и коллектором, определяемая в основном барьерной емкостью коллекторного перехода ($C_к \ll C'_{бэ}$);

$r_{б'к}$ — сопротивление между коллектором и базой, равное в основном дифференциальному сопротивлению коллекторного перехода ($r_{б'к} \gg r_{б'э}$);

$\underline{U}_\pi S_\pi$ — генератор тока, управляемый напряжением на базо-эмиттерном переходе, отражающий усилительные свойства транзистора;

$\underline{U}_\pi$ — напряжение на базо-эмиттерном переходе;

S_π — крутизна характеристики выходного тока транзистора как функция напряжения на переходе.

Эквивалентная схема каскада показывает, что управляемый входным сигналом источник ($S_\pi \underline{U}_\pi$) создает ток коллектора во внешней цепи значительно превышающий ток источника ($i_k = h_{21э} i_b$), что отражает усилительные свойства транзистора.

Емкости базо-эмиттерного БЭ и коллекторно-базового КБ переходов в эквивалентной схеме транзистора указывают на частотную зависимость выходных параметров БТ. Частота, на которой значение коэффициента усиления по току $h_{21э}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) от значения $h_{21э0}$ на низкой частоте, называется граничной частотой по коэффициенту передачи транзистора по току $f_{h_{21э}}$. Частота, на которой усилительные свойства по току транзистора исчезают ($h_{21э} = 1$), называется граничной частотой транзистора f_t .

Источник управляемого тока $S_\pi \underline{U}_\pi$ создает протекание переменной составляющей тока во внешней цепи, подключенной к коллекторному выводу транзистора. Пути протекания токов во внешних цепях, для указанной полярности источника тока, приведены на рис. 7.23.

Считая сопротивление конденсатора C_1 на рабочей частоте близкой к нулю (величина емкости реально включаемого конденсатора достаточно велика) и параллельное включение R_2 и R_3 вместе с сопротивлением источника входного сигнала R_1 заменить на R_r , принципиальную схему эмиттерного повторителя (ЭП) можно упростить (рис. 7.24).

Напряжение между БЭ $U_{бэ}$, определяется разностью напряжений между базой и землей ($\underline{U}_{бэ}$), создаваемое генератором E_r (полярность источника сигнала указана для некоторого момента времени) и напряжением на R_- (на нагрузке — $U_{вых}$). Запирающее напряжение для этого типа проводимости транзистора приводит к уменьшению тока базы, а значит и тока коллектора и эмиттера, т. е. к возрастанию напряжения на эмиттере и падению напряжения на нагрузке R_- . Отсюда видно, что изменения напряжения на базе транзистора и на эмиттере совпадают, т. е. эмиттерный повторитель фазу входного сигнала не изменяет (не инвертирует). При постоянстве амплитуды напряжения

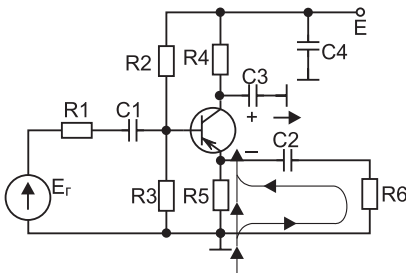


Рис. 7.23

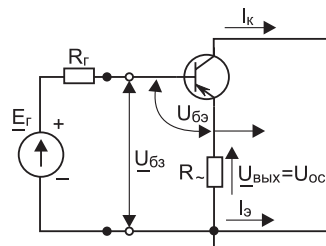


Рис. 7.24

источника сигнала (идеального генератора) E_r это приводит к увеличению напряжения $U_{бэ}$, следовательно транзистор закроется слабее, т. е. существует противодействие входному изменению — обратная связь отрицательная. Так как напряжение обратной связи (ОС) равно входному, то это 100 % ОС.

Способ ввода ОС определяется методом холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ) источника сигнала. Так как при обрыве цепи генератора об-

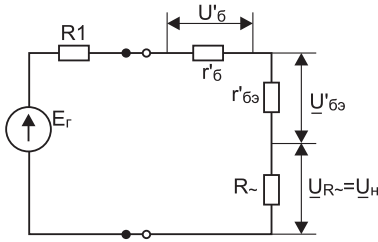


Рис. 7.25

ратная связь исчезает, то значит она последовательная по входу (при КЗ источника — ОС сохраняется). При КЗ сопротивления нагрузки ($R_- = 0$) ОС исчезает, при бесконечно большом ($R_- \rightarrow \infty$) сохраняется, то это означает, что ОС параллельная по выходу — по напряжению. Таким образом, ЭП обладает 100 % отрицательной ОС последовательной по напряжению. Последовательная по входу отрицательная ОС увеличивает входное сопротивление, так как оно определяется суммарным сопротивлением усилителя без ОС и цепи ОС. Эквивалентная схема входной цепи эмиттерного повторителя с учетом отрицательной ОС имеет вид (рис. 7.25). Входное сопротивление определяется на рабочей частоте с учетом того, что

$r_{б'к} \gg r'_{бэ}$, а также, что $R_- \ll r_{кэ}$ и $R_T \ll r_{б'к}$

$$R_{вх\text{ ок}} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{r'б} + U_{r'бэ} + U_{R_-}}{I_{вх}} =$$

$$= \frac{I_{б'} r'_{б'} + I_{бэ} (1 + h_{21э}) + I_{R_-} (1 + h_{21э})}{I_{б}} = r_{б'} + (r_э + R_-)(1 + h_{21э}). \quad (7.1)$$

Отсюда следует, что входное сопротивление эмиттерного повторителя больше входного сопротивления схемы с общим эмиттером в $R_- h_{21э}$ раз.

Входное сопротивление каскада при $f \rightarrow 0$ сравнительно велико, оно существенно больше чем у каскада с ОЭ, если только R_- не слишком мало.

Коэффициент усиления по напряжению на средней частоте эмиттерного повторителя

$$K_{ок} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_н}{U_{бэ} + U_н} = \frac{U_н / U_{бэ}}{1 + U_н / U_{бэ}} = \frac{K}{1 + K}, \quad (7.2)$$

что совпадает с коэффициентом усиления усилителя, охваченного 100 % ОС ($\beta = 1$)

$$K_{ок} = \frac{h_{21э} R_-}{R_{вх\text{ оэ}} (1 + h_{21э} R_- / R_{вх\text{ оэ}})} = \frac{h_{21э} R_-}{R_{вх\text{ оэ}} + h_{21э} R_-} =$$

$$= \frac{h_{21э} R_-}{r_{б'} + r_э (1 + h_{21э}) h_{21э} R_-} = \frac{h_{21э} R_-}{r_б + h_{21э} (r_э + R_-)}, \quad (7.3)$$

где $R_{вх\text{ оэ}} = r_{б'} + r_э (1 + h_{21э})$.

Соответственно сквозной коэффициент усиления эмиттерного повторителя на средней частоте

$$K_{ок}^* = \frac{U_{вых}}{E_r} = \frac{K_{оэ}^*}{1 + K_{оэ}^*} = \frac{h_{21э} R_{\sim} / (R_{\sim} + r_{б} + r'_{бэ})}{1 + h_{21э} R_{\sim} / (R_{\sim} + r_{б} + r'_{бэ})}, \quad (7.4)$$

где $K_{оэ}^* = h_{21э} R_{\sim} / (R_{\sim} + r_{б} + r'_{бэ})$ — сквозной коэффициент усиления каскада с ОЭ на средней частоте.

Выходное сопротивление каскада с ОК, определенное при условии $E_r = 0$,

$$R_{вых} = \frac{U_{бэ} + R_r I_{б}}{I_{э}} = \frac{I_{б}(U_{бэ} / I_{б} + R_r)}{I_{б}(1 + I_{к} / I_{б})} = \frac{h_{21э} + R_r}{1 + h_{21э}} = \frac{R_r + r_{б} + r'_{бэ}}{1 + S_{п} r'_{бэ}}. \quad (7.5)$$

Выходное сопротивление каскада с ОК сравнительно мало, но растет с увеличением R_r . Это объясняется тем, что выходное сопротивление, измеренное между эмиттером и коллектором близко ко входному сопротивлению каскада с ОБ, особенно при $R_r \ll h_{11э}$.

Параллельная по выходу отрицательная ОС снижает выходное сопротивление, так как результирующее выходное сопротивление будет меньше меньшего из них. Уменьшение R_r приводит к большему влиянию отрицательной ОС на свойства усилителя, как и изменение сопротивления нагрузки $R_{\sim}$. Вместе с тем, ОС можно сказать отсутствует при $R_r \rightarrow \infty$, когда выходное сопротивление каскада оказывается значительным, как и при $R_{\sim} \rightarrow 0$, когда входное сопротивление оказывается примерно равным входному сопротивлению каскада с ОЭ ($\approx h_{11э}$).

7.2 Частотные свойства эмиттерного повторителя

Частотные свойства каскада исследуются с использованием эквивалентной схемы каскада с ОК (рис. 7.22) и учетом невзаимных свойств транзистора.

7.2.1 Свойства входной цепи

В области верхних частот эквивалентная схема входной цепи может быть представлена рис. 7.26а, где R_d параллельное соединение резисторов R_2 и R_3 .

Эквивалентная емкость C_0 определяется реактивными элементами эквивалентной схемы транзистора (в основном емкостью запертого КБ перехода). Используя теорему об эквивалентном генераторе можно перейти к эквива-

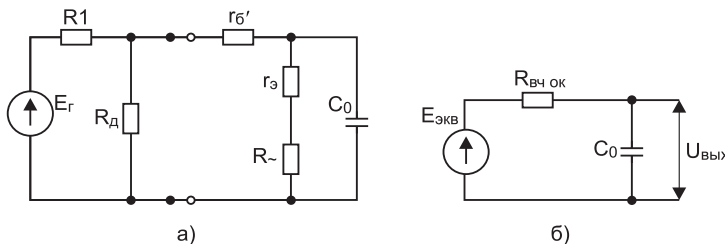


Рис. 7.26

лентной схеме более удобной для анализа (рис. 7.26б), где параметры эквивалентной схемы

$$R_{\text{вх ок}} \approx \frac{R_1(R_d + r_{\delta'})h_{21э}(r_э + R_-)}{(R_d + r_{\delta'})R_1 + h_{21э}(r_э + R_-)}. \quad (7.6)$$

$$C_0 \approx \frac{1}{2\pi f_{h_{21э}}(r_э + R_-)(1 + h_{21э})} + C_k \frac{R_-(1 + h_{21э})}{r_{\delta'э} + R_-(1 + h_{21э})} \approx \frac{1}{2\pi f_T(r_э + R_-)} + C_k. \quad (7.7)$$

Видно, что на частотные свойства входной цепи влияет в основном C_k ($C_k \ll C_{\delta'э}$), что увеличивает граничную частоту по условию 0,707

$$f_{\text{в ок}} \approx \frac{1}{2\pi R_{\text{в ок}} C_0}. \quad (7.8)$$

При оптимальных, с точки зрения ОС условиях, ($R_f = 0$, $R_- \rightarrow \infty$) каскад способен пропускать очень широкую полосу частот ($f_{\text{в}} \rightarrow f_{\text{гр}}$), зависящую от трудно контролируемых факторов.

На нижних частотах влияние на частотные свойства входной цепи оказывают разделительные емкости. Пренебрегая в области нижних частот влиянием реактивностей транзистора, вследствие малой величины емкости переходов, входное сопротивление каскада будет чисто активным и состоящим из параллельного соединения R_d и $R_{\text{вх ок}}$ (рис. 7.27а).

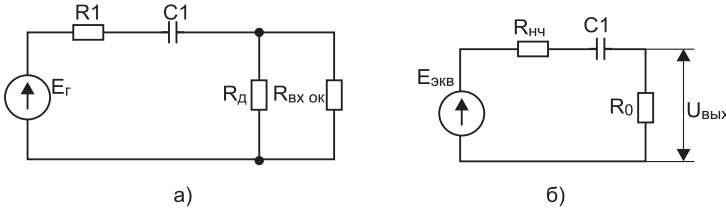


Рис. 7.27

Упрощенная эквивалентная схема входной цепи (рис. 7.27б) содержит элементы

$$R_{\text{нч}} = R_1, \quad R_0 = \frac{R_d(r_{\delta'} + (r_э + R_-)h_{21э})}{R_d + r_{\delta'} + (r_э + R_-)h_{21э}}, \quad (7.9)$$

и граничная частота для сквозного коэффициента усиления определяется как

$$f_{\text{нч ок}}^* = 1/2\pi C_1(R_1 + R_{0 \text{ ок}}). \quad (7.10)$$

7.2.2 Свойства выходной цепи

Исследование свойств выходной цепи эмиттерного повторителя в области НЧ проводятся с использованием эквивалентной схемы выходной части каскада.

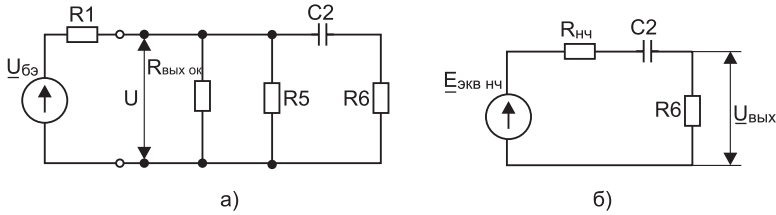


Рис. 7.28

Если считать управляемый источник тока ($S_n U_n$) идеальным и сопротивление КБ перехода очень большим, что в большинстве случаев справедливо, то источником выходного сигнала (рис. 7.28) можно считать БЭ промежутка, обладающий некоторым сопротивлением (при условии, что источник входного сигнала E_r отсутствует).

Для эквивалентной схемы выходной цепи эмиттерного повторителя в области НЧ

$$u_{бэ} = i_6 R_1 + u; \quad u = u_{бэ} - i_6 R_1.$$

Тогда

$$R_{\text{вых ок}} = \frac{R_1 + h_{11э}}{1 + h_{21э}} = \frac{R_1 + r_{6'} + r_{6'э}}{1 + S_n r_{6'э}}. \quad (7.11)$$

Используя теорему об эквивалентном генераторе эквивалентную схему (рис. 7.28а) можно сделать более удобной для анализа (рис. 7.28б), где

$$R_{\text{нч ок}} = \frac{R_{\text{вых ок}} R_5}{R_{\text{вых ок}} + R_5}. \quad (7.12)$$

Нижняя граничная частота эмиттерного повторителя по уровню 0,707, определяемая свойствами выходных цепей

$$f_{\text{нч ок}} = 1/2\pi C_2 (R_{\text{нч ок}} + R_6). \quad (7.13)$$

Влияние реактивных цепей транзистора на частотные свойства выходных цепей (область верхних частот) ЭП определяется не только влиянием емкостей переходов транзистора, а также индуктивностью общего вывода транзистора $L_{\text{вых}} = r_{6'} + R_1/\omega_T$. Индуктивность $L_{\text{вых}}$ учитывает снижение $h_{21э}$ с ростом частоты (рис. 7.29а). На свойства выходной цепи оказывает входная цепь следующего каскада, представленная активной (R_6) и реактивной (C_6) составляю-

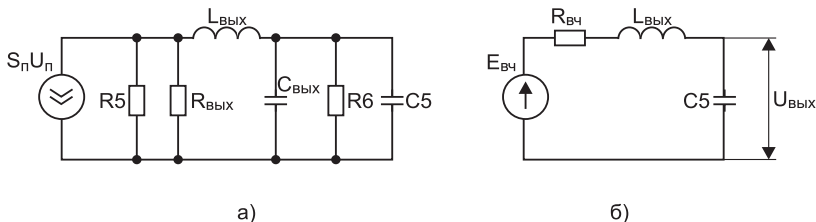


Рис. 7.29

щими. Вследствие низкого выходного сопротивления эмиттерного повторителя влиянием выходной емкости транзистора на частотные свойства в схеме с ОК можно пренебречь. Эквивалентное сопротивление выходной цепи

$$1/R_{вч} = 1/R_{вых\text{ ОК}} + 1/R_5 + 1/R_6, \quad (7.14)$$

а эквивалентная емкость

$$C_0 = C_{вых} + C_5, \quad (7.15)$$

где

$$C_{вых} \approx C_k(1 + h_{21э} R_2 / (R_1 + R_{вх\text{ оэ}})),$$

а $R_{вых\text{ ОК}}$ определяется по (7.11).

Тогда выходное напряжение

$$\underline{U}_{вых} = \underline{I} Z_0 = \underline{I} / j\omega C_0 = S_n \underline{U}_n / j\omega C_0, \quad (7.16)$$

$$\underline{I} = \frac{E_b / j\omega C_0}{R_b + j(\omega L + 1/j\omega C_0)}. \quad (7.17)$$

Верхняя граничная частота по уровню 0.707, определяемая влиянием выходной цепи

$$f_{вч\text{ ОК}} = \sqrt{2\pi \sqrt{-(LC_0 + RC_0) + \sqrt{(RC_0)^2 + 4RLC_0^2 + 5(LC_0)^2/LC_0}}}. \quad (7.18)$$

Верхняя частота, определенная по упрощенной формуле, не учитывающей влияние индуктивности общего вывода

$$f_{вч\text{ ОК}} = 1/2\pi R_{вч} C_0, \quad (7.19)$$

где $R_{вч}$ и C_0 определяются в соответствие с (7.14), (7.15).

8 Список литературы

1. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. М.: Радио и связь, 1983. 323 с.
2. Павлов В. Н., Ногин В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. М.: Радио и связь, 1997. 367 с.
3. Усилительные устройства / под ред. Головина О. В. М.: Радио и связь, 1993.
4. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP V. М.: СОЛОН, 1997. 273.
5. <http://WWW/spectrum-soft/com/demo/html> (адрес в Internet для получения студенческой версии CCM MC).

Приложение 1

- эквивалентное внутреннее сопротивление источника сигнала $R_1 = 510 \text{ Ом}$;
- ток покоя транзистора $I_{к0} = 2 \text{ мА}$;
- параметры транзистора КТ326В:
 $h_{21э} = 99$, $r_э = 25,6 \text{ Ом}$, $C_k = 5 \text{ пФ}$, $\tau_k = 450 \text{ пс}$, $f_{гp} = f_T = 400 \text{ МГц}$.

Лабораторная работа № 8

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ЦЕПЯМИ КОРРЕКЦИИ

1 Цель работы

Исследование влияния корректирующих звеньев и отрицательной обратной связи на частотные свойства и переходные характеристики резисторных каскадов.

Выбор параметров корректирующих цепей для обеспечения максимально плоской амплитудно-частотной характеристики усилителя и минимума искажений переходной характеристики.

2 Задания по расчетной части

2а Высокочастотная коррекция

1. Рассчитать верхнюю частоту $f_{вч\text{ гр}}$ для схемы простой коллекторной коррекции для коэффициента искажений $M = 3$ дБ и параметров схемы, изображенной на рис. 8.1, а.

2б Низкочастотная коррекция

1. Определить при известных величинах компонентов принципиальной схемы (рис. 8.2а) оптимальное значение C_ϕ , обеспечивающее максимально плоскую амплитудночастотную (АЧХ) характеристику каскада.

2. Определить граничную частоту $f_{нч\text{ гр}}$ по уровню — 3 дБ, для рассчитанной емкости C_ϕ .

3 Задания по экспериментальной части

3а Высокочастотная коррекция

1. Получить АЧХ каскада с индуктивной ВЧ коррекцией. Оценить по ней значение $f_{вч\text{ гр}}$ по уровню — 3 дБ для элементов принципиальной схемы, указанных на рис. 8.1а.

2. Изучить влияние элементов корректирующего звена L и R на свойства АЧХ.

Обеспечить максимально плоскую АЧХ и определить $f_{вч\ гр}$.

3. Получить переходную характеристику на выходе усилителя для случая, максимально плоской АЧХ и, по ней оценить время установления импульса, величину выброса импульса.

4. Получить АЧХ каскада, использующую эмиттерную коррекцию (рис. 8.1б). Для указанных на принципиальной схеме значениях элементов определить $f_{вч\ гр}$ по уровню -3 дБ.

5. Изучить влияние на АЧХ параметров корректирующей цепи. Вариацией $R_{кор}$ и $C_{кор}$ добиться максимально плоской АЧХ, и определить $f_{вч\ гр}$ по уровню -3 дБ.

6. Оценить параметры переходной характеристики для случая максимально плоской АЧХ.

36 Низкочастотная коррекция

1. Получить АЧХ усилительного каскада для элементов схемы, указанных на рис. 8.2а. Оценить значение $f_{нч\ гр}$ по уровню -3 дБ.

2. Вариацией параметров звена R_ϕ и C_ϕ обеспечить максимально плоскую АЧХ каскада. Оценить $f_{нч\ гр}$ по уровню -3 дБ.

3. Получить переходную характеристику на нагрузке усилительного каскада и оценить величину искажений выходного импульса при максимально плоской АЧХ.

4. Для указанных параметров принципиальной схемы усилителя с НЧ коррекцией за счет ООС (рис. 8.2б), получить АЧХ и оценить значение $f_{нч\ гр}$.

5. Подбором параметров цепи обратной связи обеспечить максимально плоскую АЧХ усилителя. Оценить значение $f_{нч\ гр}$ по уровню -3 дБ.

6. Получить переходную характеристику каскада для случая максимально плоской АЧХ и оценить величину искажений выходного импульса.

4 Описание принципиальной схемы

4а Схемы высокочастотной коррекции

На рис. 8.1 представлены принципиальные схемы усилительных каскадов реализующих принцип *высокочастотной коррекции*, основанный на применении специального корректирующего звена (RLC) или цепочки в эмиттере, использующей явления отрицательной обратной связи (ООС)

Схема *широкополосного усилителя с коллекторной коррекцией* (рис. 8.1а) построена по традиционной схеме резисторного каскада при включении биполярного транзистора (БТ) по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Резистор R1 отображает внутреннее сопротивление источника сигнала, C1 и C3 являются разделительными конденсаторами, исключающими протекание постоянных токов от источника сигнала в усилительный каскад и наоборот, а C3 попадание постоянной составляющей из каскада в нагрузку (R6, C4). Резисторы R2 и R3 являются делителем, обеспечивающим напряжение смещения на базе и

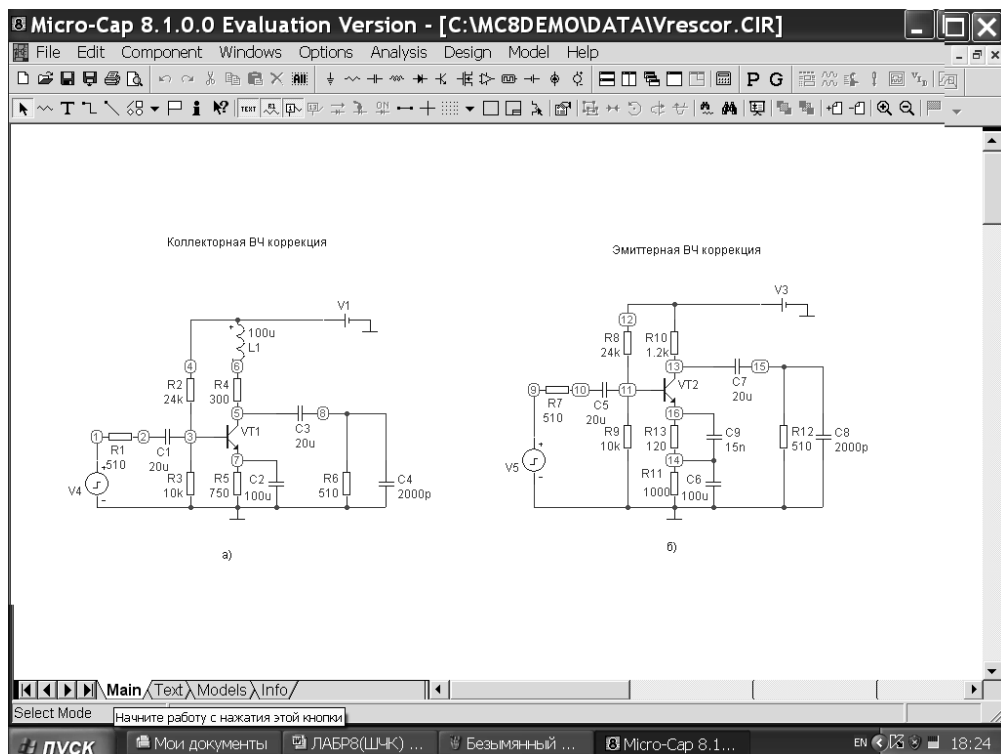


Рис. 8.1

протекание базового тока. Цепочка R5 C2 используется как цепочка температурной стабилизации, обеспечивающая поддержание режима по постоянному току (рабочую точку) за счет ООС на резисторе R5 вместе с R3 и, сохраняющую высокий коэффициент усиления на рабочей частоте из-за исключения ООС по переменному току. Резистор R4 выполняет двойную роль: элементом, с которого снимается усиленное напряжение, и одновременно является «сопротивлением потерь» в индуктивности L1, входящей в состав колебательного контура. Емкостной составляющей колебательного контура является конденсатор C4, реально отображающий емкость входа следующего каскада, определяемую в основном емкостью базо-эмиттерного перехода.

В схеме *широкополосного усилителя с эмиттерной ВЧ коррекцией*, представленной на рис. 8.1б, отсутствует корректирующая индуктивность L, а роль корректирующего звена выполняет дополнительно включенная в эмиттер цепочка R13 C9, параметры которой выбраны таким образом, что в области рабочих частот она выполняет роль цепочки ООС по постоянному и переменному токам. С ростом частоты C9 шунтирует R13 и устраняет ООС по переменному току увеличивая коэффициент усиления каскада. С резистора R10 снимается усиленное напряжение (часть нагрузки по переменному току). Нагрузкой усилителя является параллельное включение R10, R12, C8.

Режимы по постоянному току обоих каскадов выбраны одинаковыми, чтобы можно было легко сравнить эффективность работы различных схем коррекции.

46 Схемы низкочастотной коррекции

Низкочастотная коррекция обеспечивает расширение полосы пропускания усилителя в нижней части, улучшая воспроизведение низких частот или снижая искажения переходной характеристики в области больших времен (скол вершины импульса). При этом используются схемы коррекции.

Схема широкополосного усилителя с НЧ коррекцией с помощью развязывающих фильтров представлена на рис. 8.2а.

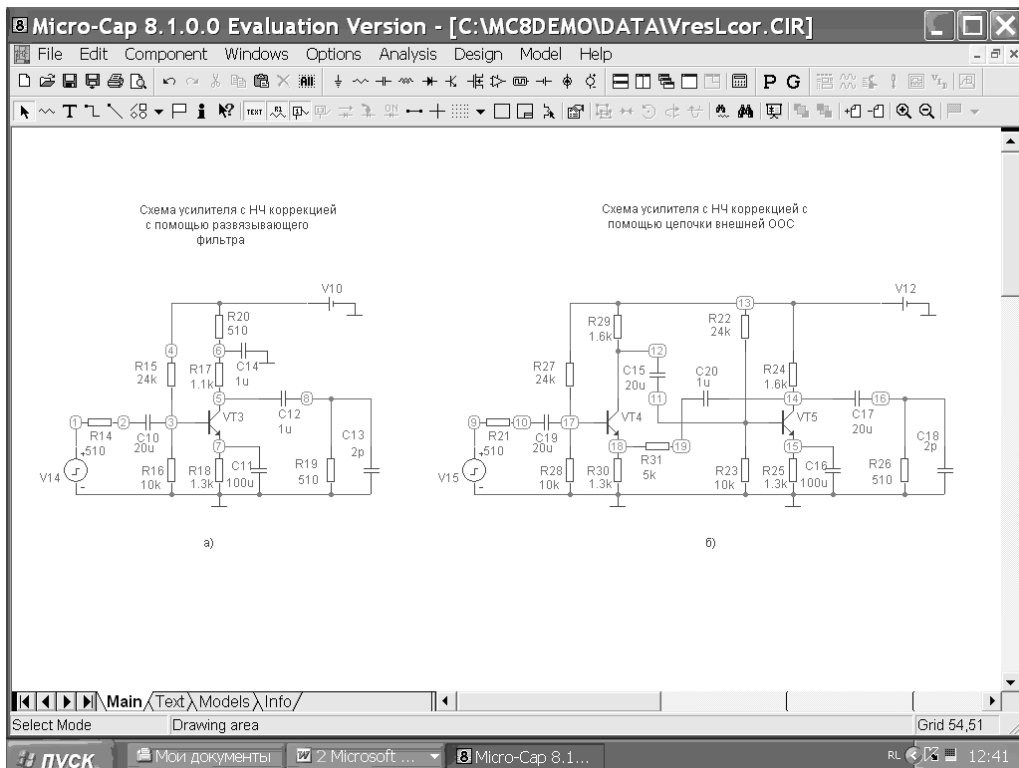


Рис. 8.2

Принципиальная схема резисторного каскада и, назначение компонентов в ней, не отличаются от описанных ранее в схеме стандартного резисторного каскада усилителя низкой частоты. Особенностью является включение развязывающего фильтра R20, C14 в коллекторную цепь транзистора.

Развязывающие фильтры устанавливаются между каскадами в общую шину питания, т. к. обычно используется один источник для всех узлов какого-либо устройства (например, усилителя). Это позволяет снизить влияние наиболее мощного каскада в многокаскадном усилителе на каскады, обладающие малым уровнем входного воздействия, через общий источник питания. Наличие у реального источника питания конечного внутреннего сопротивления создает на всех делителях переменное напряжение (например, R15, R16) на базе VT3, сравнимое с напряжением полезного сигнала. Включение таких фильтров существенно снижают взаимное влияние каскадов, и одновременно,

они могут использоваться как цепочки низкочастотной коррекции, увеличивая усиление каскада в области нижних частот при определенном соотношении C_{14} и C_{12} . Конденсатор C_{13} можно исключить из схемы, как не влияющий на частотные свойства каскада в области нижних частот.

Схема усилителя с коррекцией АЧХ в области нижних частот включением частотно-зависимой ООС (рис. 8.2б) реализуется как двухкаскадный усилитель. При этом первый каскад на биполярном транзисторе VT1 обладает местной отрицательной обратной связью по постоянному и переменному токам, организуемой на резисторе R_{30} . Цепь общей обратной связи, охватывающей одновременно оба каскада, создается цепочкой C_{20} , R_{31} . Развязывающие фильтры в принципиальной схеме усилителя отсутствуют, чтобы исключить их влияние на АЧХ усилителя. Каждый из транзисторов усилителя, включенных по схеме с ОЭ, поворачивает фазу входного сигнала на 180° . Поэтому фаза напряжения на выходе второго каскада будет отличаться от фазы входного сигнала на 360° . Поддача части выходной мощности (напряжения) выходного сигнала на вход первого каскада обеспечивал бы равенство фаз входного и напряжения, т. е. возникала бы положительная ОС, увеличивающая линейные и нелинейные искажения. Ввод напряжения ОС в эмиттерную цепь транзистора VT1 приводит к противофазному изменению входного и напряжения ОС на промежутке база—эмиттер, создавая ООС. Отрицательная ОС улучшает частотные свойства усилителей, уменьшая коэффициент усиления. Назначение остальных компонентов принципиальной схемы усилителя рассматривались ранее.

Для сравнения усилительных и частотных свойств каскадов с НЧ коррекцией транзисторы работают в одинаковом режиме (коллекторные токи транзисторов равны).

5 Методические указания по выполнению работы

5.1 Расчетная часть

Расчет $f_{вч\text{ гр}}$ проводится с использованием эквивалентной схемы транзистора Джаколетто и элементов входной цепи следующего каскада, применяя соотношения из раздела 8 лабораторного описания и параметры компонентов принципиальной схемы рис. 8.1а.

Расчет $f_{нч\text{ гр}}$ для схемы частотной коррекции с использованием разделительных фильтров проводится с использованием эквивалентной схемы транзистора и элементов принципиальной схемы каскада (рис. 8.2а).

5.2 Экспериментальная часть

Частотные свойства резисторного каскада на транзисторе VT1 изучаются с применением моделирования принципиальной схемы усилителя во всей области частот на ЭВМ с учетом свойств источника сигнала и влияния второго каскада (на транзисторе VT2), полученных при:

- исследовании принципиальной схемы каскада;
- исследовании полной эквивалентной схемы каскада.

Машинный эксперимент по исследованию свойств резисторного каскада проводится на ПЭВМ с использованием системы схмотехнического моделирования Micro Cap8 (MC8).

Предполагается, что :

- студенты знакомы с основами работы операционной системы WINDOWS 98 (или более поздними версиями),
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии, по указанному в п. 8 настоящего описания адресу, получить инсталляционные файлы студенческой версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CR дисках.

При выполнении п. 3.а.1—3.а.6 следует загрузить систему схмотехнического проектирования MC8 и вызвать в главное окно принципиальную схему усилителя с цепочкой коллекторной ВЧ коррекции (рис. 8.1а), находящуюся в файле Vrescor.CIR. Для этого необходимо выбрать режим FILE основного меню (рис. 8.1), в выпадающем окне выбрать файл C:\MC8DEMO\data\Vrescor.CIR, вызвав его в основное окно редактора. В центральном окне редактора должна появиться принципиальная схема усилителя, приведенная на рис. 8.1. Следует убедиться в соответствии параметров вызванной схемы и, приведенной в описании, (при этом нумерация элементов может отличаться от приведенной на рис. 8.1 и это не требует редактирования).

Ввод основных компонентов принципиальных схем

Если полученные методические материалы не содержат дискету с файлом принципиальной схемы усилителя, то ее следует ввести самостоятельно, выбрав режим FILE в меню главного окна (рис. 8.3), которое представлено командами: File, Edit, Component, Windows, Options, Analysis, Design, Model, Help.

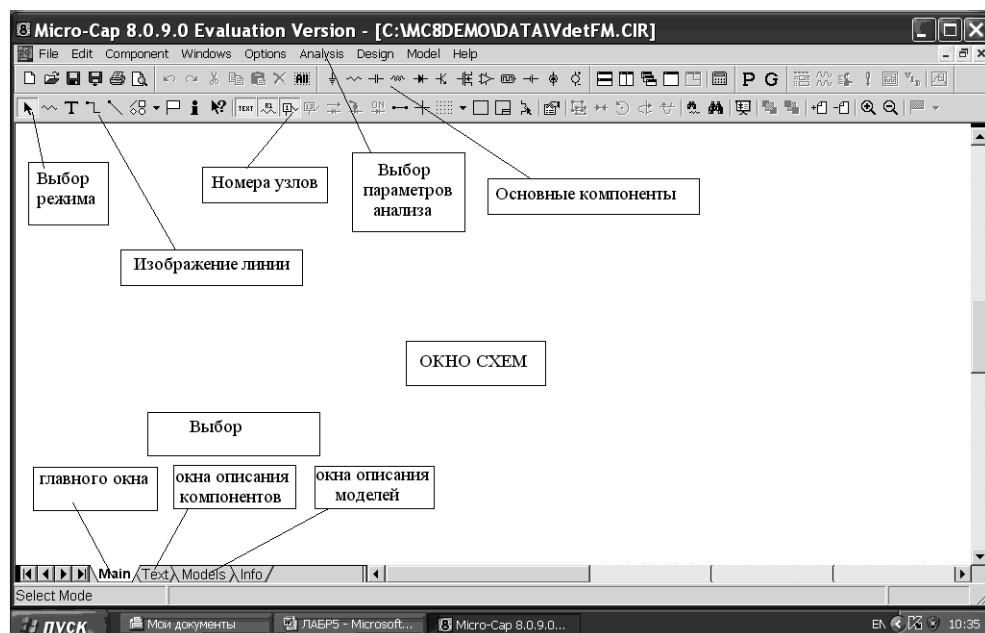


Рис. 8.3

Меню File служит для загрузки, создания и сохранения файлов схем, библиотек математических моделей компонентов схем и для вывода схем на принтер. При этом программа автоматически присваивает окну схем некоторый текущий номер (например, circuit2).

Меню Edit служит для создания электрических схем, их редактирования, а также редактирования символов компонентов схем.

Команда Component главного меню используется для добавления в создаваемую или редактируемую схему компонентов, в дополнение к содержащимся в каталоге MC8 (каталог содержит более 100 аналоговых и цифровых компонентов). Каталог команды Component можно редактировать, создавая новые разделы иерархии и вводить в них новые компоненты (например, транзисторы отечественного производства). Меню команды Windows позволяет манипулировать открытыми окнами, обеспечивая доступ к редакторам MC8 и калькулятору.

Меню Options используется для настройки параметров программы.

Меню Analysis предлагает виды анализа введенной принципиальной схемы.

Меню Help позволяет обратиться к встроенному файлу помощи и оценить, на предлагаемых примерах, возможности программы.

Создание принципиальной схемы начинается с выбора курсором компонента принципиальной схемы на строке основных компонентов (рис. 8.3) и нажатием на пиктограмму компонента левой кнопки мыши.

Перемещение компонента на экране производится при нажатой левой кнопке, а при необходимости изменить положение компонента, щелкают правой кнопкой при нажатой левой кнопке. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и в ниспадающем меню (рис. 8.4) появляется предложение присвоить ему позиционное обозначение в активированной строке PART.

Затем в рамке VALUE и, в соответствующей активированной строке левого окна, указывается величина компонента. Присвоенное компоненту позиционное обозначение и величина будут изображаться в главном окне при вводе принципиальной схемы, если соответствующий параметр будет помечен галочкой SHOW в рамке Name или Value, соответственно. При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена: 5 PF или 5 P или 5E-12. В ниспадающем меню может так же вводиться информация о мощности, рассеиваемой на компоненте, типе корпуса, стоимости, что необходимо для дальнейшего использования в программе PCAD при разработке топологии печатной платы и оценке стоимости устройства (если это предполагается в задании). Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие клавиши ОК. Если какие-либо

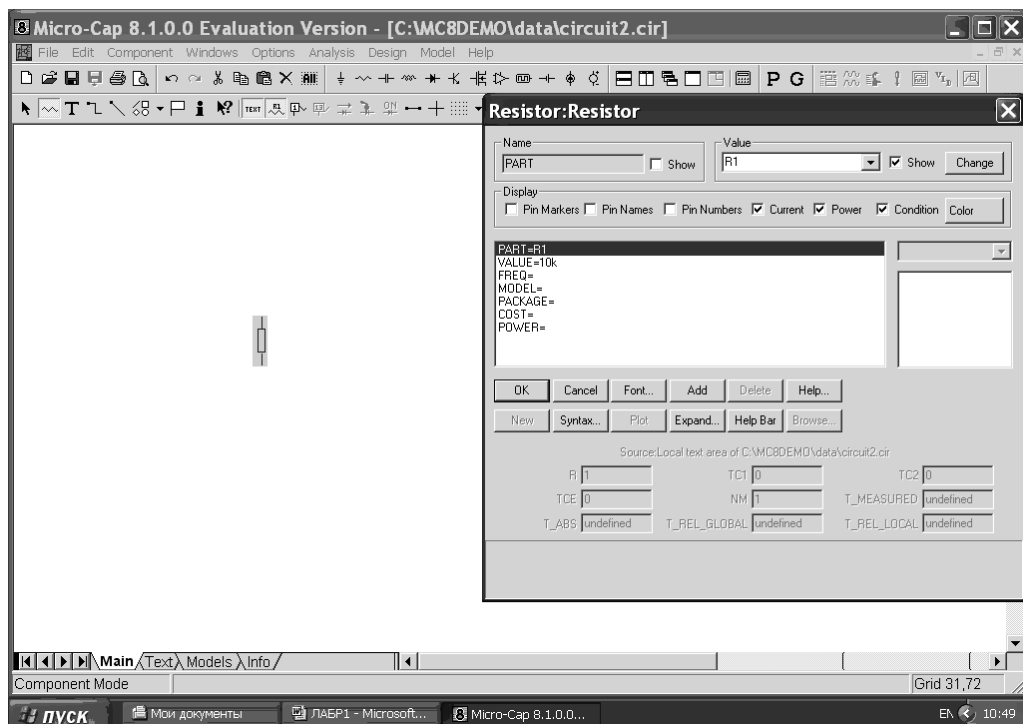


Рис. 8.4

сведения введены неверно, то нажатие кнопки Cancel, отменяет всю введенную информацию о компоненте.

Транзистор типа NPN, который выбирается пиктограммой на второй строчке главного меню, устанавливается в схему, как описывалось ранее, и затем, на ниспадающем меню NPN:NPN Transistor (рис. 8.5), выбираются: PART — позиционное обозначение компонента, его тип VALUE (может пропускаться) и MODEL — используемый транзистор — KT316B.

Поскольку в библиотеке транзисторов, предлагаемых в активированном окне справа, нет транзистора KT 316B, то необходимо ввести параметры модели транзистора в подсвеченных окнах Source: Local text area of C:\MC8DEMO\data\circuit2.cir (вместо представленных на рисунке), нажав предварительно кнопку New. При этом в рамке Value вместо New Model1 вводится название транзистора KT316B. Затем поочередно входим в окна параметров транзистора и заменяем представленные программой MC8 параметры на соответствующие транзистору KT316B:

IS = 3.49F BF = 74.97 VAF = 102 IKF = 0.1322 ISE = 44.72F NE = 1.483
BR = 0.2866 VAR = 55

IKR = 0.254 ISC = 447F NC = 2 RB = 66.7 RC = 7.33 CJE = 1.16P
VJE = 0.69 MJE = 0.33

CJC = 3.93P VJC = 0.656 MJC = 0.33 FC = 0.5 TF = 94.42P XTF = 2
VTF = 15 ITF = 0.15

TR = 65.92N EG = 1.11 XTB = 1.5, остальные параметры модели транзистора принимаются по умолчанию.

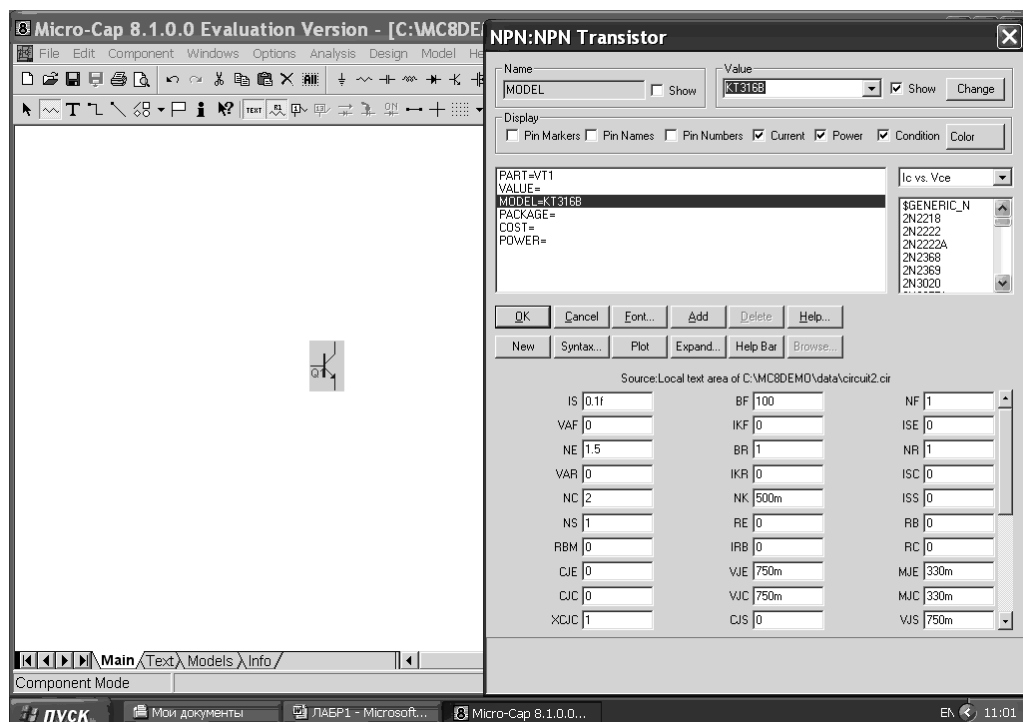


Рис. 8.5

Модель генератора гармонических сигналов выбирается на панели компонентов главного окна, присваивая обозначение PART V8 и тип модели MODEL SG. Параметры модели F, A, DC и т. д. вводятся в соответствии с рис. 8.6.

Список компонентов заносится в текстовый файл Source: Local text area of C:\MC8DEMO\data\circuit2.cir. В окне F указывается значение частоты генератора гармонических сигналов (в герцах), A — величину амплитуды сигнала (в вольтах), DC — значение постоянной составляющей (в вольтах), PH — начальное значение фазы сигнала (в градусах), RS — величину внутреннего сопротивления источника сигналов (в Омах), RP — период повторения моделируемого процесса (если процесс затухающий, при указанной величине постоянной времени TAU, с), TAU — постоянная времени затухания переходного процесса.

Коррекция параметров источника сигнала проводится аналогично коррекции параметров транзистора. Поскольку АЧХ получают для некоторой области частот, то выбор частоты источника сигнала не имеет значения. В соответствии с алгоритмом расчета частотных характеристик в MC8 источнику всегда присваивают единичную амплитуду. Поэтому параметры описанного источника сигнала будут использоваться в основном при анализе свойств усилителей во временной области.

Величина напряжения источника питания V1 принимается равной 7 В. Подключение источника питания (батарей) в схему после выбора его пиктограммы в строке главного меню и задания параметров (рис. 8.7) должно проводиться с учетом типа проводимости транзистора.

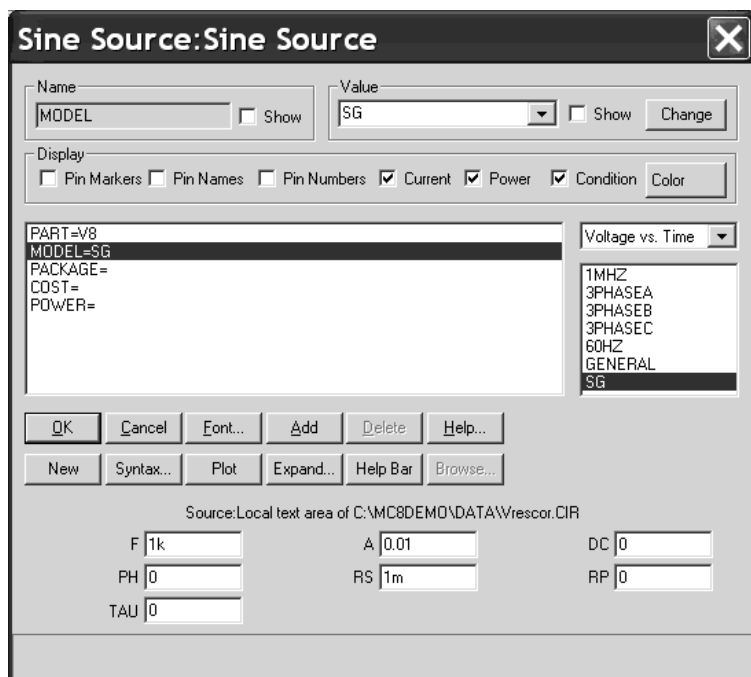


Рис. 8.6

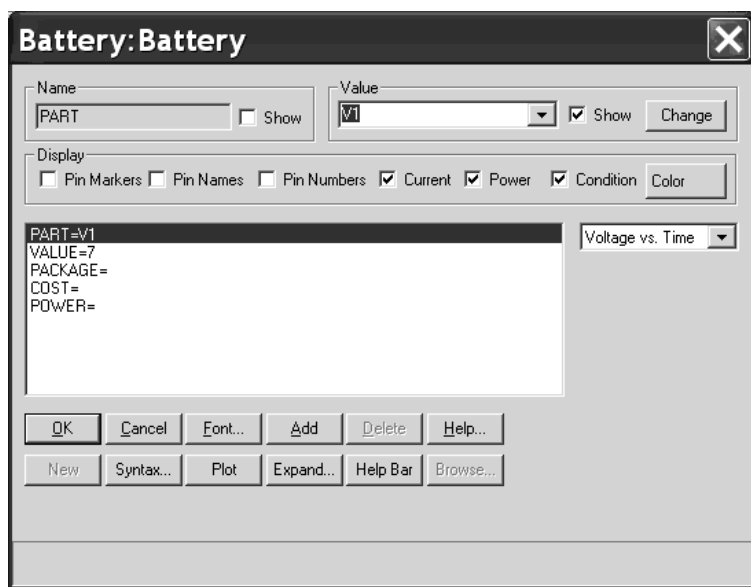


Рис. 8.7

Соединительные линии между элементами схемы прочерчивают, используя кнопку ввода ортогональных проводников Wire Mode (изображение линии) на панели инструментов — ментов (рис. 8.3).

При необходимости коррекции некоторых элементов принципиальной схемы необходимо вначале удалить соответствующий элемент (компонент, линию), нажав левой кнопкой мыши стрелку (Select Mode) — «изменение режима» окна главного меню, активизировать режим редактирования элементов или компонентов схемы. Затем, подведя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым цветом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в меню EDIT, выбирают CUT и удаляют необходимые атрибуты. Возникающие трудности при удалении элементов или вводе новых устраняются с использованием программы HELP главного меню.

Закончив ввод компонентов принципиальной схемы и, проверив их значение, нажатием кнопки Node Numbers (номера узлов) определяют узлы, на которые подаются или с которых снимаются напряжения.

Для удобства анализа целесообразно ввести вторую схему широкополосного усилителя с эмиттерной ВЧ коррекцией. Поскольку эти схемы обладают достаточно большим числом одинаковых элементов и схожи по начертанию, целесообразно скопировать часть схемы с коллекторной коррекцией. Для этого, выбрав в главном окне режим Select Mode, обводят рамкой часть интересующего объекта (усилителя с коллекторной ВЧ коррекцией) и, захватив прямоугольник нажатием левой кнопки мыши, перетаскивают в нужное место. Затем проведя коррекцию компонентов схемы, получим усилитель с ВЧ эмиттерной коррекцией (рис. 8.1б).

Выбор режимов работы транзисторов по постоянному току

Перед началом анализа оценим режимы работы транзисторов по постоянному току. Для этого в режиме главного окна выбираем команду Analysis и на развернувшемся вниз меню — строку Dynamic DC.

Для приведенного на выпадающей закладке варианта выбора пределов режима Dynamic DC Limits, на принципиальной схеме указываются рассчитанные значения напряжений в узлах (по умолчанию), что реализуется для выбранной температуры (рис. 8.8) Temperature List (или списка значений) и величине шага изменения температуры в процентах (Slider Percentage Step Size). Выбор режима Place Text (установка метки) позволяет получать на экране монитора, одновременно с величиной напряжения в узлах, значения температуры, при которой они определены.

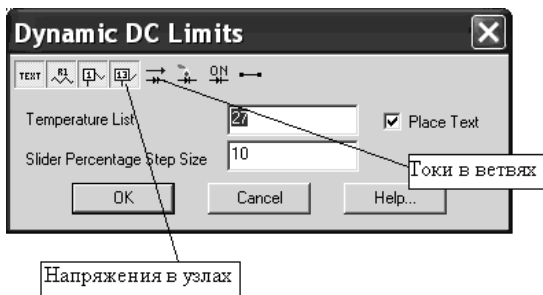


Рис. 8.8

Повторным нажатием кнопки напряжений в узлах отменяем вывод на экран монитора значений напряжений, и активизацией кнопки отображения токов в ветвях, получим значения величин постоянных токов, протекающих через элементы принципиальной схемы нажатием кнопки ОК (рис. 8.8). Убеждаемся, что значения постоянных токов эмиттера транзисторов ($I_{э0} = 1,59 \text{ mA}$) VT1 и VT2 практически одинаковы (рис. 8.9), так же как и напряжения между коллектором и эмиттером ($U_{кэ0} = 5,3 \text{ V}$). Для получения одинаковых режимов необходимо изменить напряжение питания каскада с эмиттерной ВЧ коррекцией, выбрав $V3 = 9 \text{ V}$ (рис. 8.1б). Значения остальных компонентов указаны на рис. 8.1б.

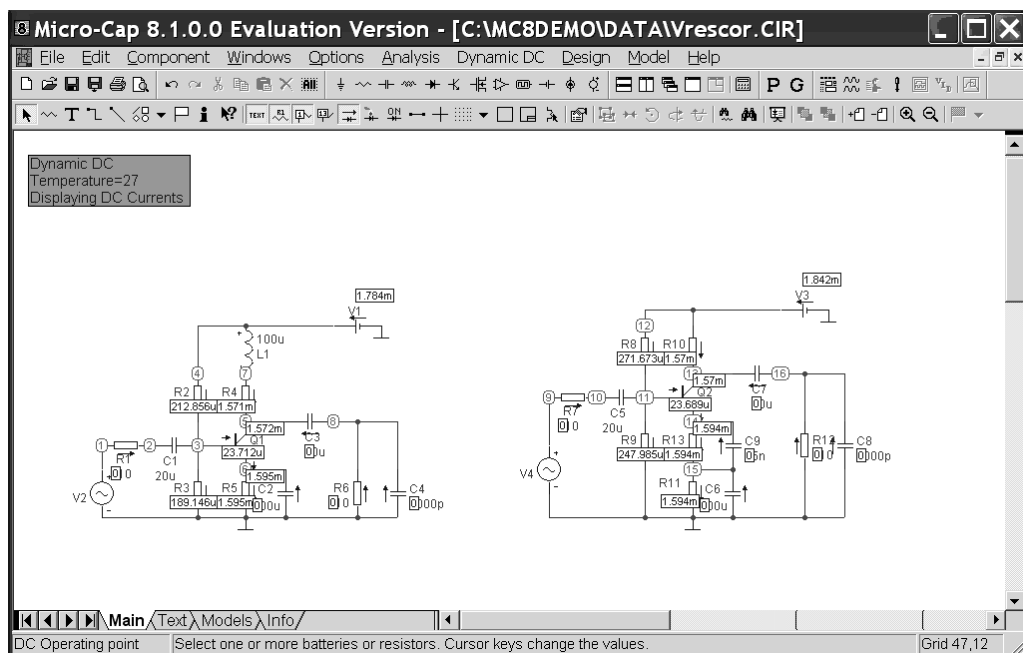


Рис. 8.9

Анализ свойств усилителей с ВЧ коррекцией

После установления одинаковых режимов работы транзисторов VT1 и VT2 входим в режим анализа свойств усилителей в частотной области.

Для этого, в меню главного окна выбираем команду Analysis и, в выпадающем подменю, программу анализа частотных свойств AC (рис. 8.10) усилителя.

Нажатием левой кнопки мыши переходят к заданию пределов анализа, способа проведения анализа и представления на экране монитора результатов анализа.

В окне AC Analysis Limits (рис. 8.11) задается следующая информация:

Frequency range — значения верхнего и нижнего пределов частот анализа;

Number of Points — количество точек в заданном частотном интервале, в котором производится расчет частотных характеристик и полученные значения выводятся в форме таблицы (если это указывается);

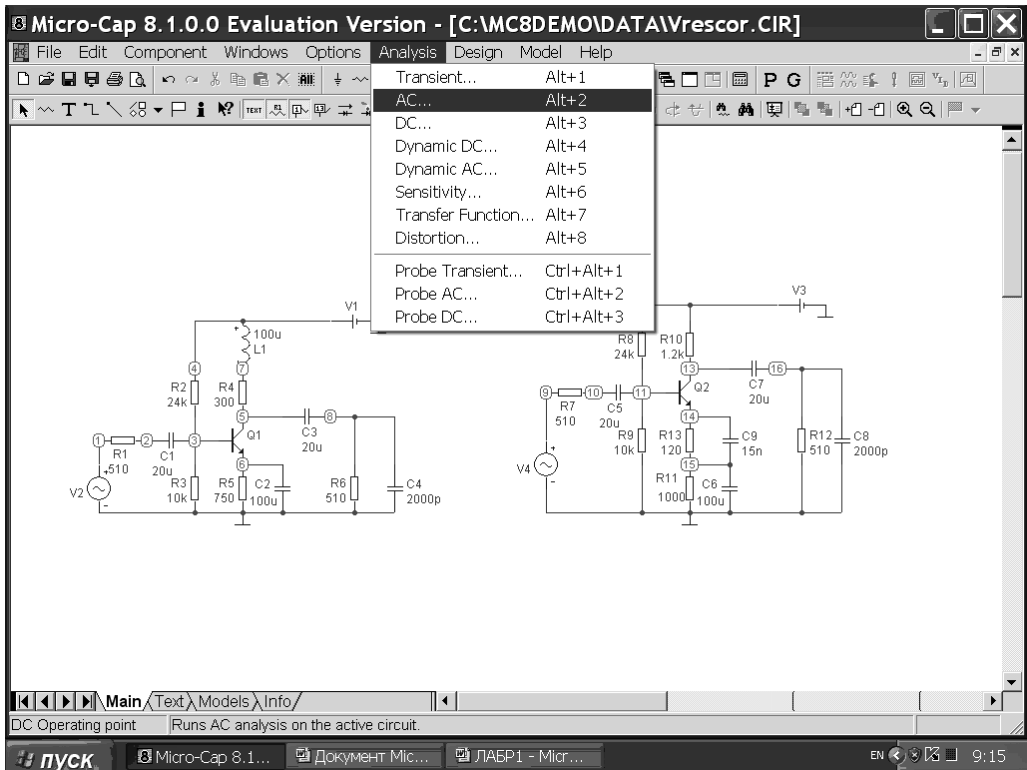


Рис. 8.10

Temperature — диапазон изменения температур(может задаваться одно значение, при которой проводится анализ);

Maximum Change — максимально допустимое приращение функции на интервале шага по частоте (учитывается только при автоматическом выборе шага — активизация процедуры Auto Scale Ranges);

Noise Input — имя источника шума, подключенного ко входу усилителя;

Noise Output — номер(а) выходных зажимов, где вычисляется спектральная плотность напряжения шума;

Run Options — определяет способ хранения полученных результатов:

Normal — результаты расчетов не сохраняются;

Save — результаты сохраняются на жестком диске;

Retrieve — использование результатов расчета, хранящегося на жестком диске для вывода на экран монитора;

State Variables — задание начальных условий интегрирования.

На экран монитора в соответствии с рис. 8.11 выводятся частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению (YExpression) в узлах 8 и 15. Область частот (XExpression), в которой проводится анализ, определяется форматом: максимальное значение выводимой переменной, ее минимальное значение и шаг сетки значений. Аналогично задаются условия при выводе на экран монитора значений коэффициента усиления. Характер изменения значений по оси X — логарифмический, а по оси ординат — линейный. что вы-

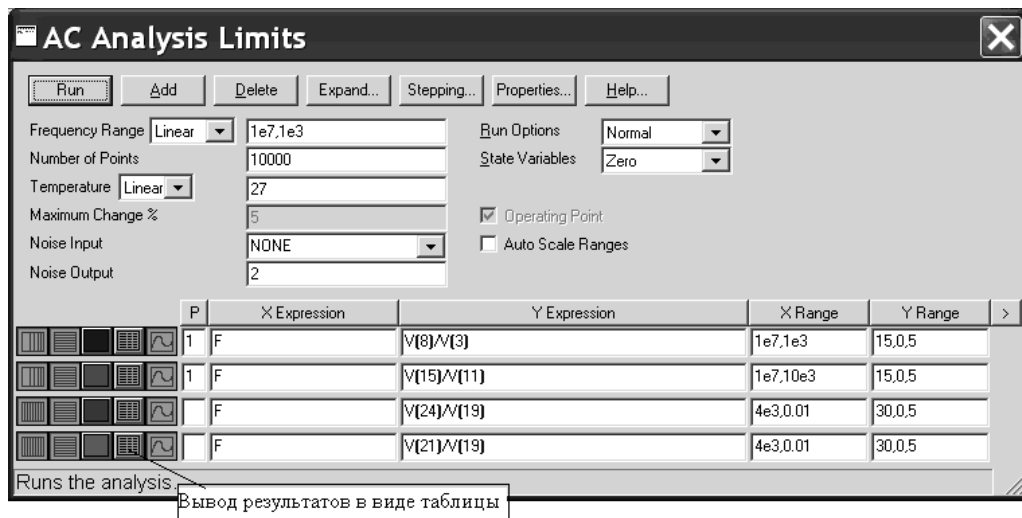


Рис. 8.11

бирается нажатием двух левых крайних кнопок в каждой строке выводимых значений. Для выбранных условий анализа, определенных рис. 8.11, производят расчет АЧХ усилителя, нажатием кнопки Run.

Частотные характеристики для параметров схемы, указанных на рис. 8.1, приведены на рис. 8.12.

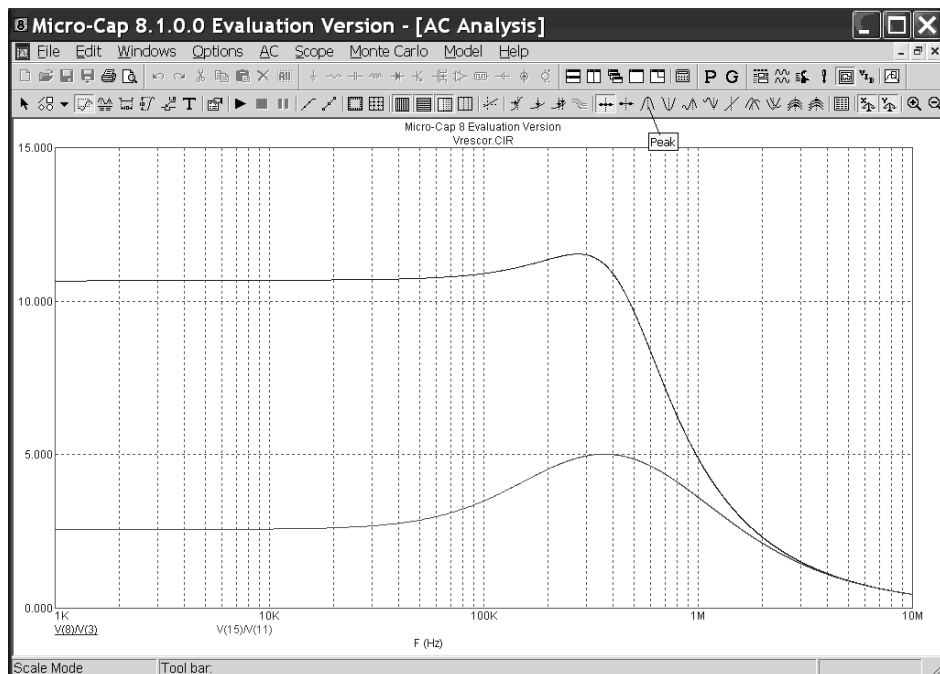


Рис. 8.12

Для нахождения верхней граничной частоты по уровню 3 дБ для схемы коллекторной ВЧ коррекции найдем значение коэффициента усиления на рабочей частоте (1 кГц), используя пиктограмму PEAK. Затем сдвинув маркер на частоту 1 кГц определим точное значение коэффициента усиления на этой частоте — K_{cp} . Активизировав курсором пиктограмму GO TO Y (рис. 8.13) вычисляем коэффициент усиления на границе полосы пропускания $0,707K_{cp}$. Нажатием на пиктограмму Go To Y (в окне результатов вычислений, рис. 8.13) в окне выпадающего Value подменю Go To Y (рис. 8.14) вводим значение $0,707K_{cp}$ и нажимаем на кнопку Right. Маркер определяет положение верхней граничной частоты $f_{вч\ гр}$. Поступая аналогично, определите значение граничной частоты для схемы эмиттерной ВЧ коррекции. Полученные результаты заносите в табл. 1.

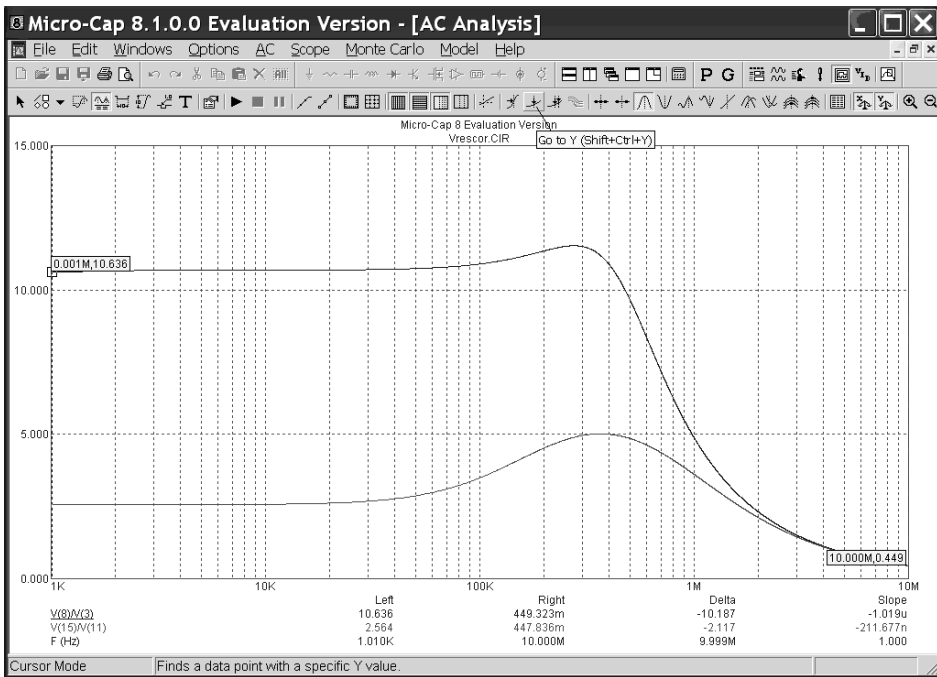


Рис. 8.13

Для достижения максимально плоской АЧХ усилителя применением коллекторной ВЧ коррекции необходимо варьировать параметры колебательного контура, изменяя $L1$, $R4$.

Очевидно, что увеличение индуктивности $L1$ уменьшает значение частоты резонанса, а увеличение сопротивления резистора $R4$ уменьшает добротность колебательного контура. Поскольку, вариация одновременно двух параметров в версии MC8demo невозможна, то добиваться максимально плоской АЧХ будем поочередным изменением индуктивности, а затем сопротивления.

Для этого войдем из подменю AC Analysis Limits, нажав кнопку Stepping, в режим вариации параметров. Нажав на кнопку раскрытия окна в строке Step What, активизируем строку $L1$, и затем вводим From — значение, являю-

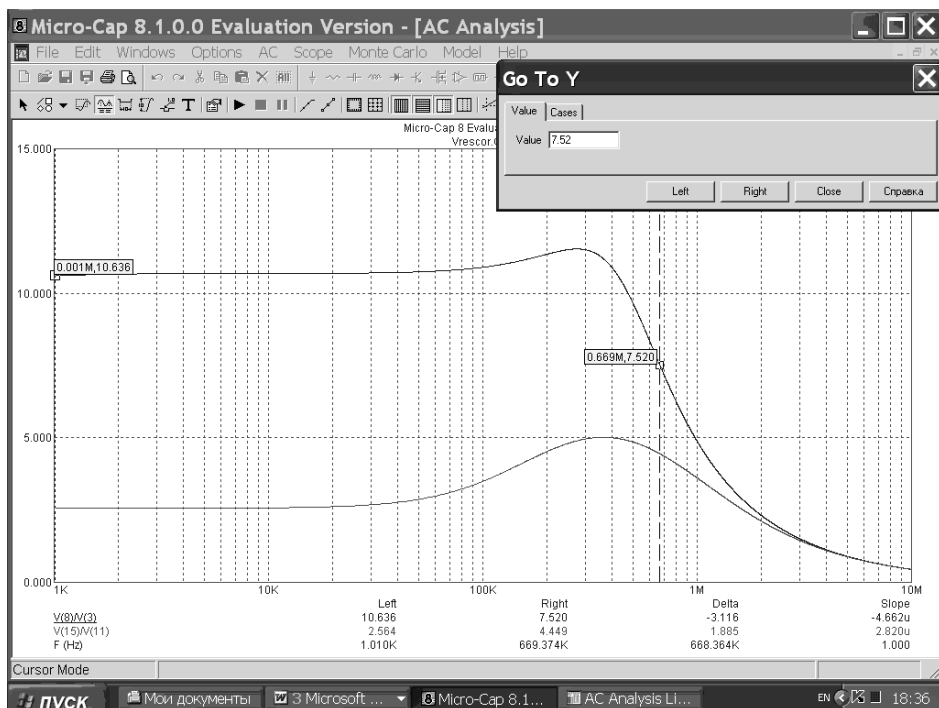


Рис. 8.14

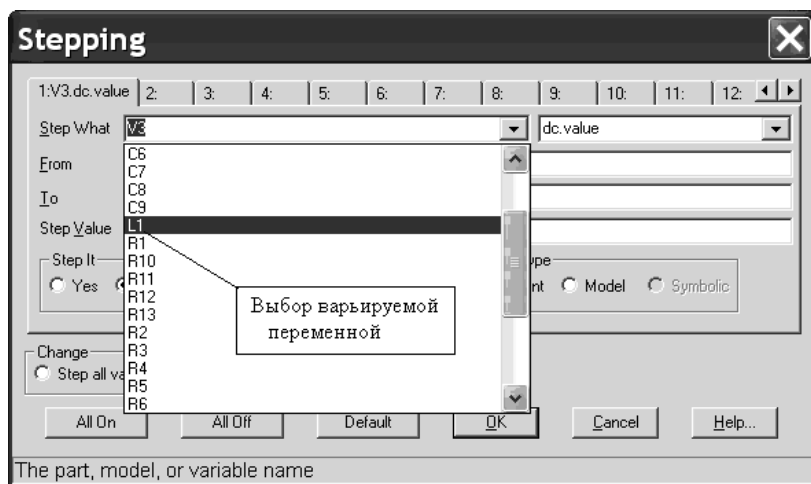


Рис. 8.15

щееся минимальным, с которого начинается изменение L1, To — верхняя граница изменения величин L1, с шагом — Step Value (рис. 8.16). Установка точки Yes в рамке Step It подтверждает режим варьирования параметров.

В рамке Method отмечаем кнопкой закон изменения компонента Linear (Linear — линейный, Log — логарифмический или List — в соответствии со

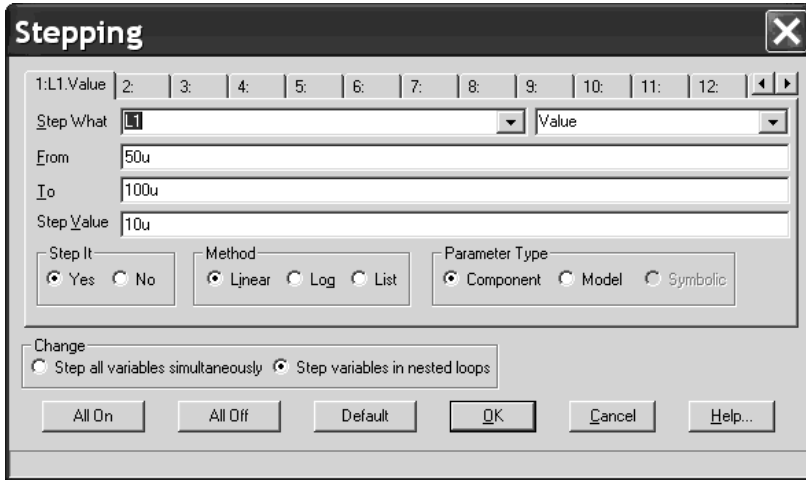


Рис. 8.16

списком). В рамке **Parameter Type** кнопкой помечаем вид варьируемого элемента: **Component** — компонент (**Model** — модель, например, источника сигнала).

В рамке **Change** (изменение) выбирается (помечается точкой) способ изменения шага при вариации параметра элементов: только во вложенных циклах программы (**Step variables in nested loops**) или всех подлежащих изменению параметров одновременно (**Step all variables simultaneously**). В первом случае существует возможность независимого выбора шага для каждого параметра. Во втором случае необходимо изменять варьируемые параметры с одинаковым шагом, что ограничивает анализ всего одним возможным вариантом. Кнопки в нижнем ряду **All On**, **All Off** включают режим варьирования (**Step It**) перечисленных на всех закладках в режиме **Stepping** параметров. Кнопка **Default** по умолчанию задает изменение варьируемого параметра от половинного до двойного значения от его номинальной величины. Подтверждение выбранного режима анализа и вход в него осуществляется нажатием кнопки **OK**. Для варианта значений индуктивности **L1**, указанного на рис. 8.16, получается семейство (рис. 8.17) кривых (последовательно войдя в режим **АС** и затем **Run**).

Полученное семейство кривых позволяет выбрать кривую, обладающую наибольшей верхней граничной частотой, при минимальных искажениях АЧХ. Оцените новое значение $f_{\text{вч гр}}$, сравните с расчетным. Для наилучшей амплитудно-частотной характеристики установите значение индуктивности **L1** в схему (рис. 8.1а) и проведите аналогично вариацию резистора **R4**. Результат распечатать.

Результаты домашнего расчета, значения граничных частот, полученных для параметров схемы, представленных на рис. 8.1а и для максимально плоской кривой занесите в таблицу 1.

Проведите аналогичное моделирование для схемы рис. 8.1б, проведя варьирование емкости **C9** и резистора **R13**. Полученные АЧХ распечатать. Результаты моделирования занесите в таблицу 1.

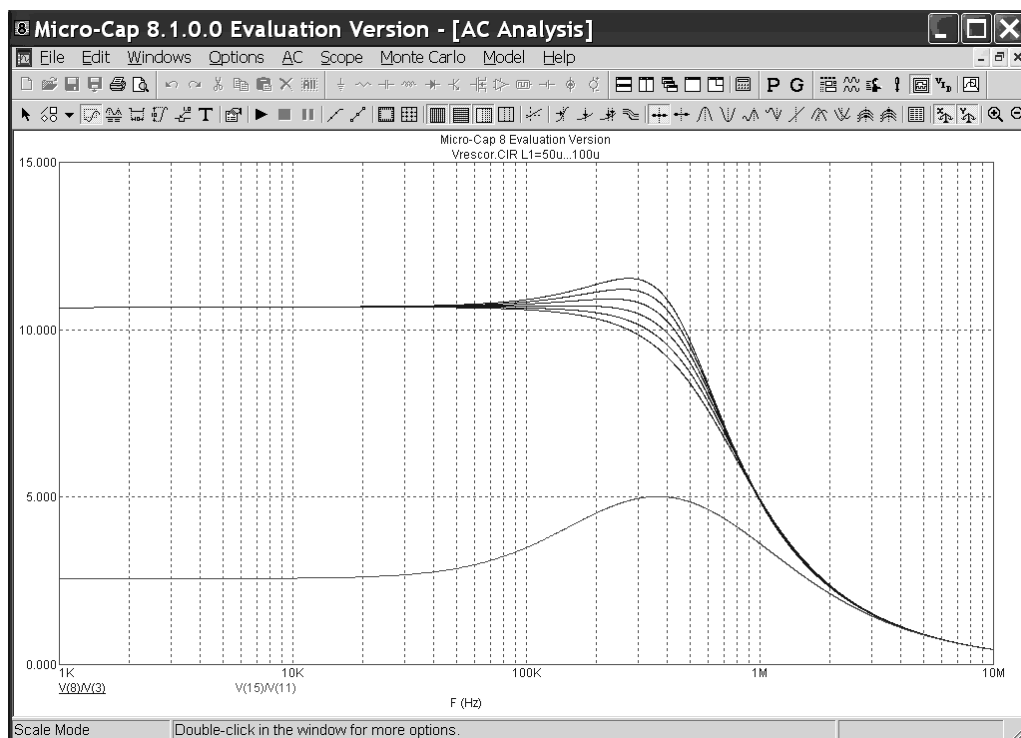


Рис. 8.17

Таблица 1

Тип коррекции	Параметры АЧХ	Параметры корректирующих цепей		$F_{вч}$ гр, Гц	Время уст. t_y , с	Выброс γ_{ϕ} , %
Колл. корр.	Расчетн.	R4 =	L1 =			
	Исходн.вар.	R4 =	L1 =			
	Макс.плоск.	R4 =	L1			
Эмитт. корр.	Исходн.вар.	R13 =	C9 =			
	Макс.плоск.	R13 =	C9 =			

Переходные характеристики исследуемых каскадов получают при подключении на вход источников импульсного сигнала. Для этого в схемах усилителей (рис. 8.10) удаляют источники гармонического входного сигнала (аналогично удалению любого компонента схемы) и вводят источники импульсного сигнала. Выполнив команду Component в окне схем на выпадающем меню активизируем строку Pulse Source (рис. 8.18) и нажатием левой кнопки мыши переходим в подменю Pulse Source: Pulse Source (рис. 8.19).

Нажатием кнопки New источнику сигнала присваивают имя (или подтверждают название, предложенное ЭВМ): в рамке слева (Name) поочередно предлагаются атрибуты источника (объект, компонент — Part) и предложение присвоить (или выбрать из предлагаемого в правой колонке перечня) ему (Value — рамка справа) имя V10 с возможностью отображать его в окне схем (помечается галочкой Show рядом с названием). Атрибуты источника сигнала

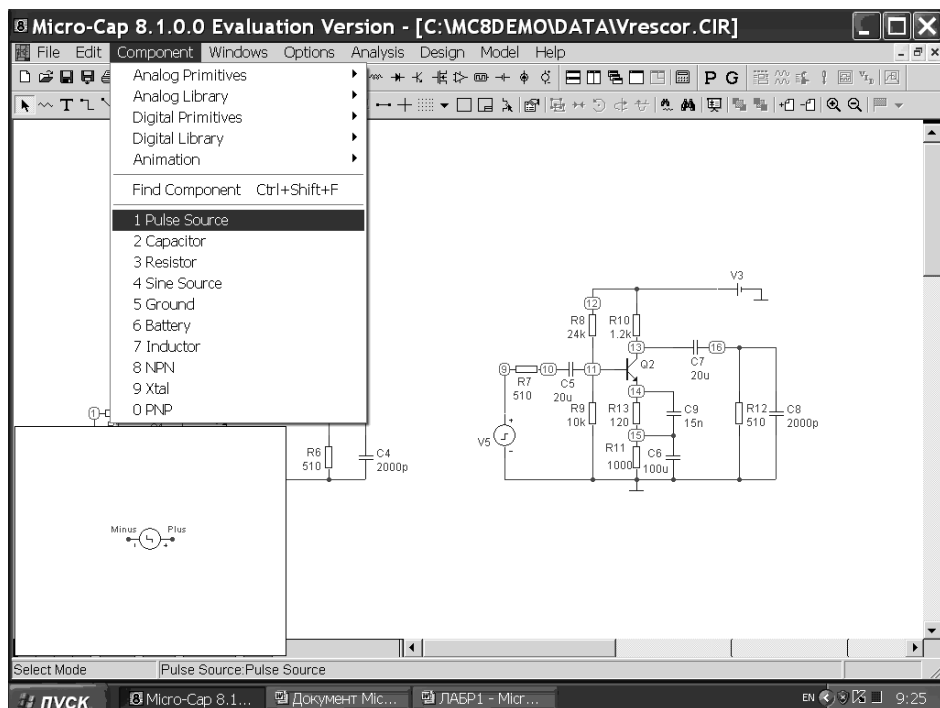


Рис. 8.18

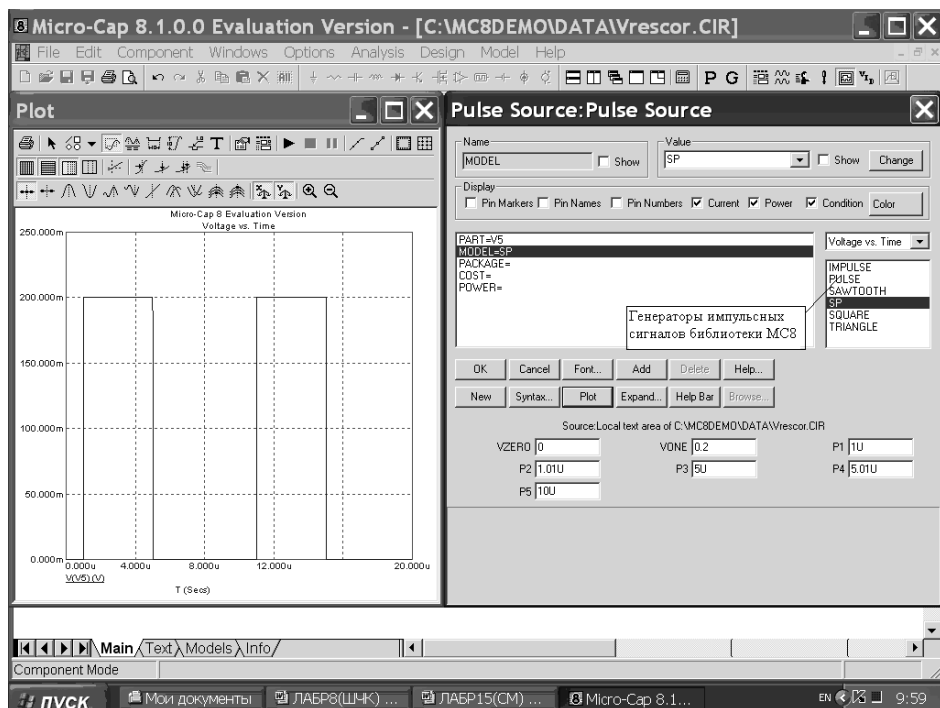


Рис. 8.19

(в рамке Name) Model, при активизации этой строки в колонке слева, задаются выбором стандартного источника из предлагаемого перечня в колонке справа. Выбираем источник SP (если вводился ранее), параметры которого высвечиваются под кнопками OK, Cancel и др. Если параметры источника вводятся впервые, то нажатием кнопки New активизируют окна параметров источника сигналов.

Одновременно в строке Value появляется подсвеченная надпись New Model, вместо которой необходимо ввести название источника сигналов (например, SP) и затем ввести в текстовом файле Source:Local text area of C:\MC8DEMO\DATA\Vrescor.CIR параметры источника сигналов:

- VZERO — начальное значение, В;
- VONE — максимальное значение, В;
- P1 — начало переднего фронта, сек;
- P2 — начало плоской вершины импульса, с;
- P3 — конец плоской вершины импульса, с;
- P4 — момент достижения уровня VZERO, с;
- P5 — период повторения импульса, с.

Параметры источника импульсного сигнала представлены на рис. 8.19, его форму для указанных значений можно наблюдать, активизировав строку Voltage vs.Time над столбцом предлагаемых типов источников импульсного напряжения, и, нажав кнопку Plot.

После подключения источников импульсного сигнала к входам усилительной схемы приобретают вид (рис. 8.20).

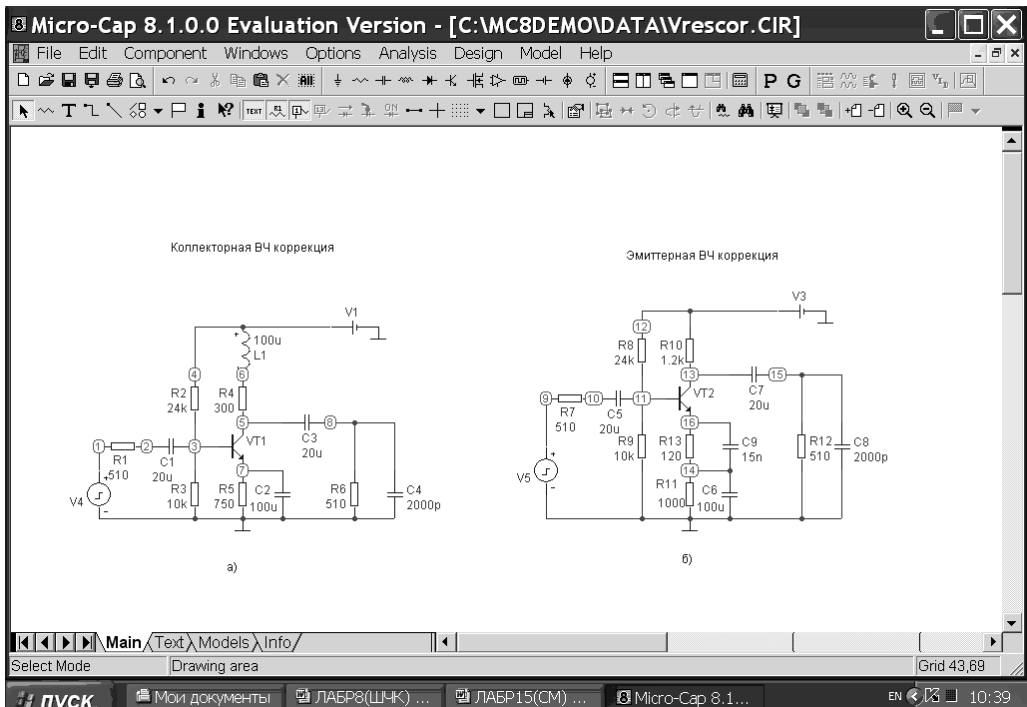


Рис. 8.20

Для входа в режим анализа переходных характеристик в режиме главного окна выбираем команду Analysis и на выпадающем подменю строку Transient (рис. 8.21).

Выбрав курсором строку Transient и, нажав левую кнопку мыши, переходим в подменю Transient Analysis Limits (рис. 8.22) к заданию параметров моделирования.

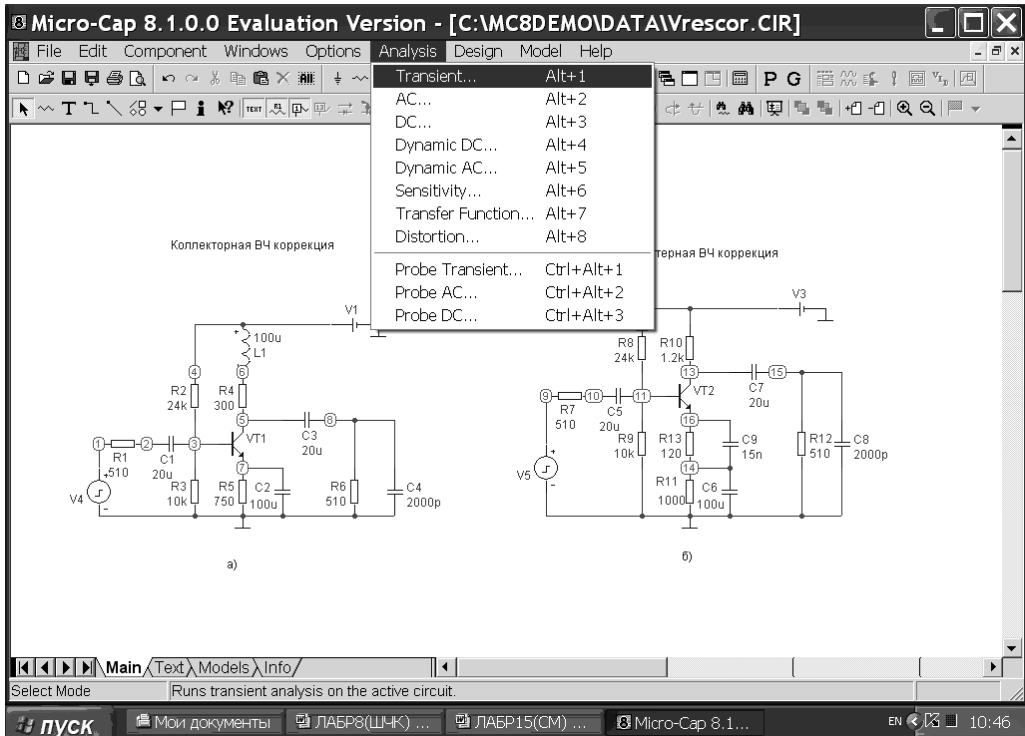


Рис. 8.21

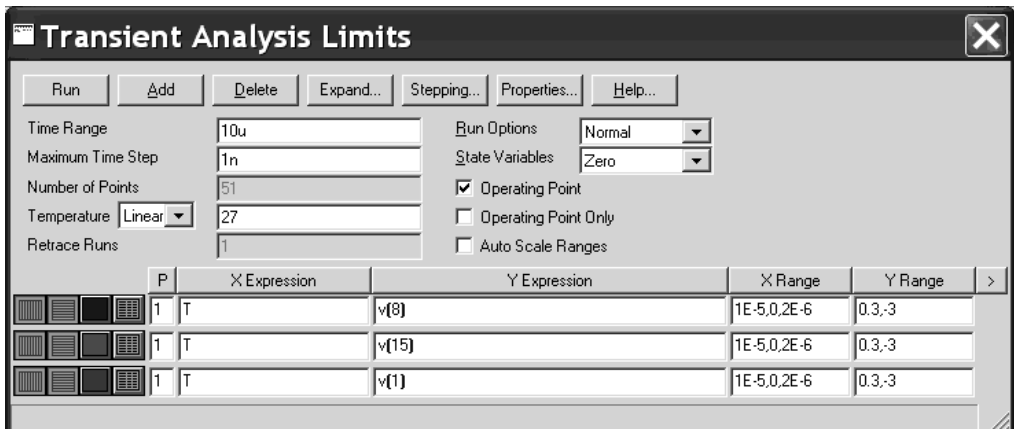


Рис. 8.22

Кнопки сверху подменю Transient Analysis Limits обозначают:

Run — вход в режим анализа (запуск процесса моделирования);

Add — добавление строки в перечень результатов, выводимых на экран монитора, или в виде распечатки в форме таблицы;

Delete — удаление строки, помеченной курсором, из числа выводимых на экран или в виде распечатки;

Expand — увеличивать объем текстовой информации в месте нахождения курсора;

Stepping — переход в режим варьирования параметра (компонента, модели);

Properties — позволяет изменять параметры выводимой на монитор информации, принятые по умолчанию;

Help — обращение к описанию системы схемотехнического проектирования MCS.

Слева под строкой панелей вводятся числовые параметры:

Time Range — указывается конечное и начальное время расчета переходных характеристик (начальное время расчета по умолчанию принимается равным нулю);

Maximum Time Step — величина максимального шага интегрирования. Текущее значение переменного шага интегрирования определяется величиной допустимой относительной ошибки;

Number of Points — количество точек, выводимых в виде таблицы (по умолчанию принимается равными 51). Изменение количества выводимых точек достигается нажатием на пиктограмму в разделе вывода числовых результатов (рис. 8.28).

Нажатием на эту кнопку в текстовый выходной файл заносится таблица отсчетов функции, заданной в графе YExpression.

В столбце справа под строкой панелей располагаются опции управления результатами расчетов.

Run Options — определяют режимы:

Normal — результаты расчета не сохраняются;

Save — результаты сохраняются в бинарном файле формата: <имя файла>.TSA;

Retrieve — используются результаты, сохраненные ранее в бинарном файле, для построения графиков и вывода в форме таблиц (без нового расчета);

State Variables — установка начальных значений позволяет:

Zero — выбирать в качестве начальных значений нулевые потенциалы в узлах и токи через индуктивности;

Read — использовать в качестве начальных значения, взятые из бинарного файла формата <имя схемы>.TOP, создаваемого перед каждым вариантом расчета;

Leave — задание в качестве начальных условий результатов предыдущего расчета.

Нажатие на кнопку Operation Point обеспечивает выполнение расчета по постоянному току перед каждым расчетом переходных процессов.

В режиме Operating Point Only — производится расчет только по постоянному току.

Щелчок по кнопке Auto Scale Ranges обеспечивает автоматический выбор масштабирования по осям.

Условия, определяющие представление результатов моделирования в частотной области, задаются в нижней части диалогового окна Transient Analysis Limits.

Левее таблиц, определяющих выражения и пределы представляемых кривых на экране монитора, расположены кнопки, задающие изменение переменной по осям X и Y по линейному или логарифмическому закону. Выбор происходит при нажатии на соответствующую кнопку (крайнюю левую или вторую). Нажатием на следующую кнопку (Color) на выпадающем меню выбираем цвет выводимой на экран кривой (название кнопки высвечивается при подведении курсора к кнопке).

В колонке P (Plot Group) указывается номер графического окна, в котором будет построена кривая. Описание пределов изменения выводимых кривых и их характер, указываются в строке. При одновременном представлении нескольких кривых в одной системе координат, масштаб выбирается автоматически по наибольшему значению из выводимых переменных.

В колонке X Expression указывается имя переменной, откладываемой по оси X.

При изучении переходных характеристик это время (T), при расчете спектра сигнала с помощью преобразования Фурье или при построении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) — это частота (F).

В колонке Y Expression приводится выражение, откладываемое по оси Y. Это может быть просто напряжение в каком-либо узле, ток через какой-либо элемент или между какими-то узлами, а так же целое выражение. Щелчком правой мыши на всплывающем меню можно выбрать тип переменной и форму его представления.

В колонке X Range указываются максимальное и минимальное значения переменной X на графике.

В колонке Y Range задается максимальное и минимальное значения переменной Y на графике; если минимальное равно нулю, то его можно не указывать.

Для указанных на рис. 8.22 условий результаты моделирования в виде временных процессов на зажимах источника входного сигнала, и на нагрузках обоих типов усилителей с различными корректирующими цепями, представлены на рис. 8.23.

Из рисунка видно, что фаза выходного сигнала в обоих случаях изменилась на 180° .

Кроме того появился выброс на переходной характеристике, величину которого можно оценить, определив значение напряжения в точке минимума и момент окончания входного импульса. Аналогично сделайте оценку выброса на выходе усилителя с эмиттерной ВЧ коррекцией, исключив вначале вывод на экран монитора переходного процесса на выходе каскада с коллекторной ВЧ коррекцией, удалив в столбце P (рис. 8.22) цифру 1, указывающую на

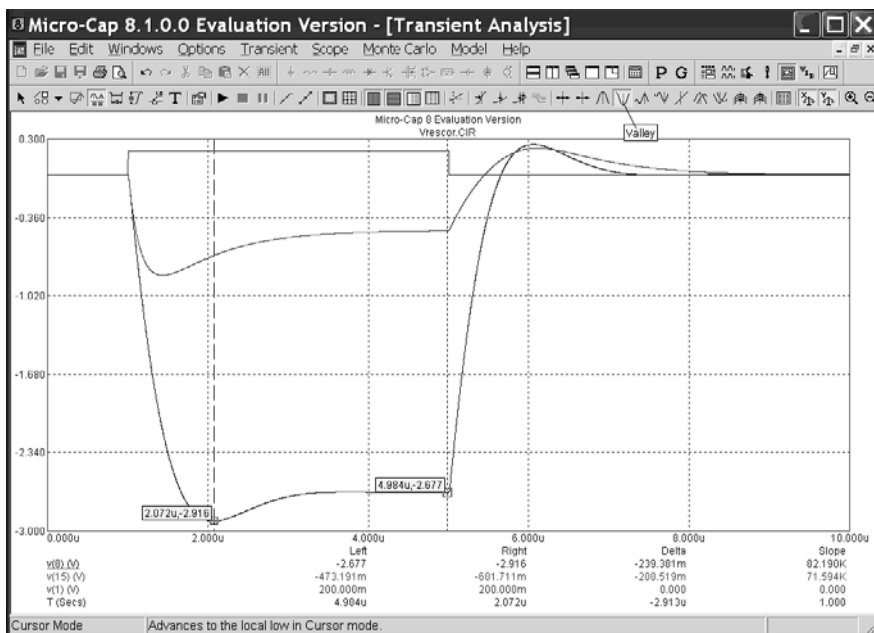


Рис. 8.23

вывод на экран процесса в узле V(8). Для обоих случаев определите время установления импульса.

Повторите эксперимент, установив величины компонентов усилителей соответствующих случаям максимально плоской АЧХ. Результаты занесите в табл. 1.

Анализ свойств усилителей с НЧ коррекцией

Исследование свойств резисторных каскадов с НЧ коррекцией необходимо начать с установки файла VresLcor, содержащего необходимые принципиальные схемы или с последовательного ввода элементов принципиальной схемы с корректирующим звеном — развязывающим фильтром, или с цепочкой коррекции за счет внешней ООС.

Назначение элементов принципиальных схем рис. 8.2 описано ранее. Для проверки идентичности режимов транзисторов по постоянному току последовательно из окна схем входим: Analysis → Dynamic DC → Dynamic DC Limits → ОК. При активированной пиктограмме напряжений, на принципиальных схемах усилителей будут указаны напряжения в узлах (рис. 8.24).

Активизировав пиктограмму Currents окна схем получим значения токов в ветвях принципиальных схем усилителей. Их значение составляет $I_{30} = 1,6$ мА для каждого транзистора. Равенство режимов работы транзисторов позволяет судить об эффективности каждого метода коррекции, особенностях использования.

Анализ частотных свойств усилителя с корректирующей цепочкой в виде $R_{\phi}C_{\phi}$, роль которой выполняют компоненты R20 C14, проводится при подключении на вход усилителя источника гармонического сигнала SG, параметры которого описаны на рис. 8.5.

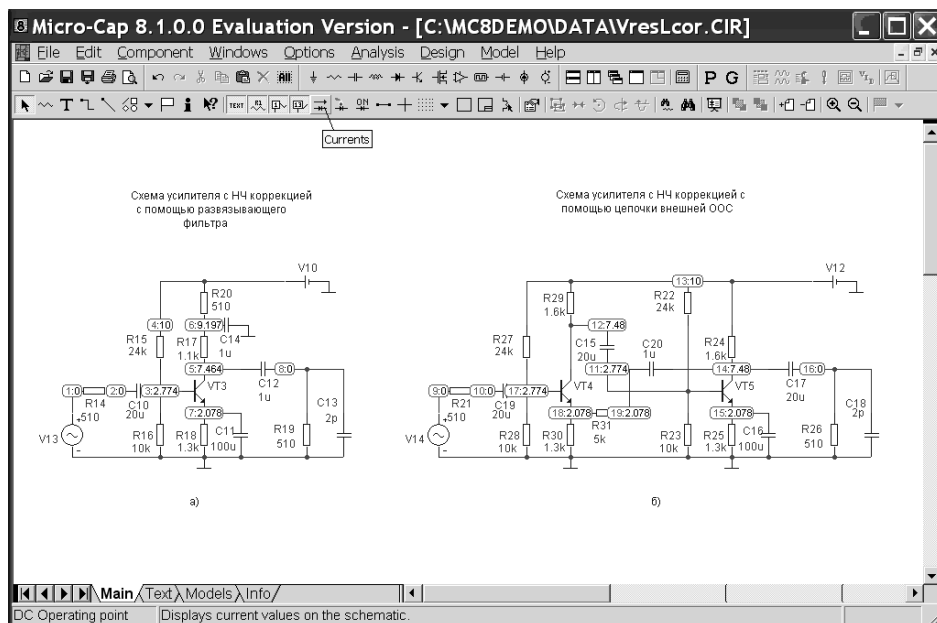


Рис. 8.24

Анализ проводится в низкочастотной области, что отражено в пределах интегрирования и выводимых на монитор кривых. Описание подменю (рис. 8.25) AC Analysis Limits подробно изложено в комментариях к рис. 8.11.

Характер кривых в узловых точках, для указанных на рис. 8.24а значениях элементов схемы, представлен на рис. 8.26. Используя методику, приведенную в комментариях к рис. 8.14 оцените значение нижнее граничной частоты $f_{\text{нч гр}} = 121$ Гц. Повторите эксперимент для значений разделительной емкости $C12 = 10$ мкФ и 100 мкФ. Для наиболее плоской кривой, обладающей наименьшей $f_{\text{нч гр}}$ провести оптимизацию значения емкости фильтра ($C14$), обеспечивающей минимальную граничную частоту. Полученные результаты привести в табл. 2.

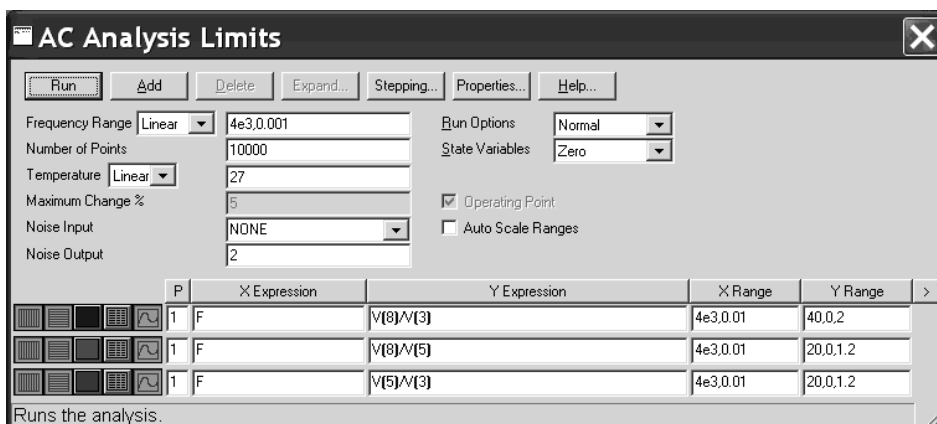


Рис. 8.25

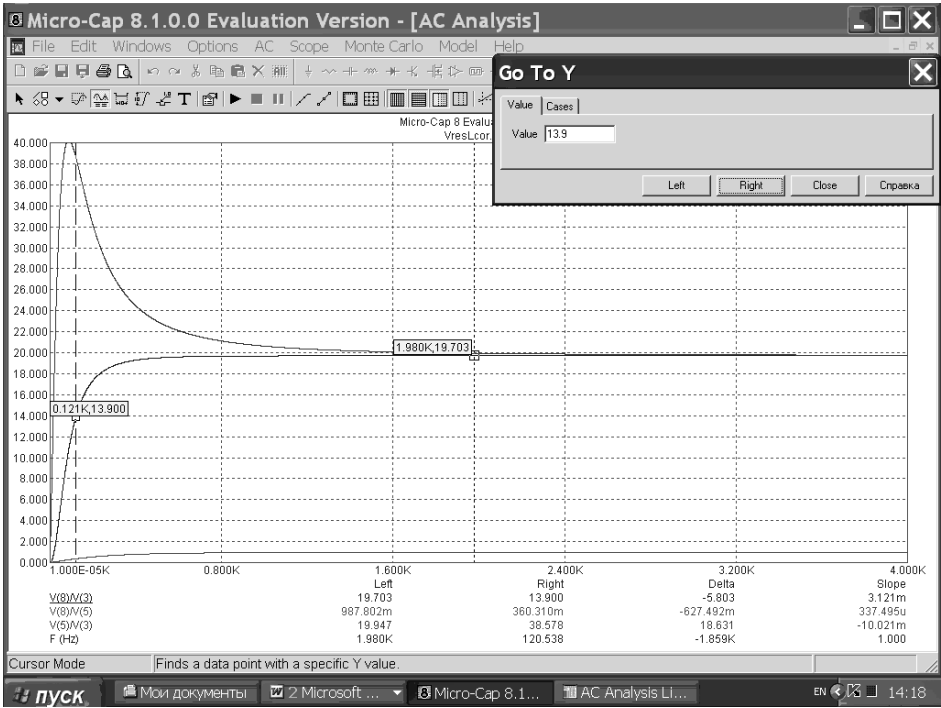


Рис. 8.26

Влияние цепочки внешней обратной связи на АЧХ в области НЧ на примере схемы (рис. 8.24б) изучается при воздействии гармонического сигнала SG с параметрами, описанными на рис. 8.6. Пределы анализа задаются в соответствии с рис. 8.27.

Амплитудно-частотные характеристики, полученные для компонентов схемы, соответствующей рис. 8.24б, представлены на рис. 8.28.

Как видно из рисунка значение нижней граничной частоты значительно уменьшилось по сравнению с предыдущей схемой. Однако при этом уменьшился также и коэффициент усиления. Результаты измерений занесите в табл. 2. Вариацией величиной емкости конденсатора связи C20 получите максимально плоскую АЧХ для значения сопротивления связи R31 = 10 кОм. Результаты моделирования занесите в таблицу 2.

Таблица 2

Тип корр. звена	Параметры АЧХ	Параметры корректирующих цепей		F _{нч гр} , Гц	Время уст. T _у , сек.	Скол верш. Δ, %
Развязыв. фильтр	Расчетн.	R20 =	C14 =			
	Исходн. вариант	R20 =	C14 =			
	Максим. плоск.	R20 =	C14 =			
Общая отри- цат. ОС	Исходный вариант Максим. плоск.	R31 =	C20 =			
		R31 =	C20 =			

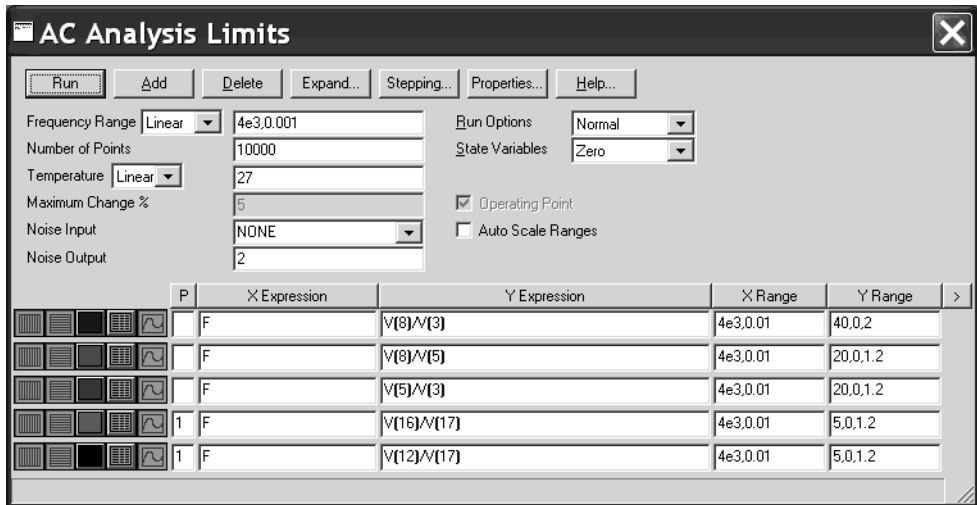


Рис. 8.27

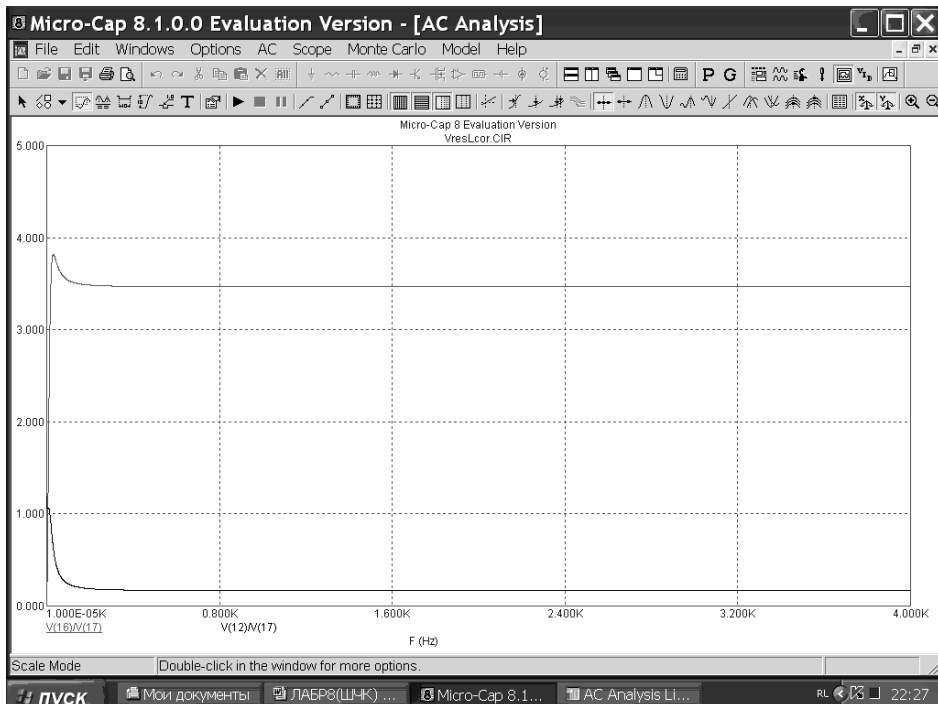


Рис. 8.28

Моделирование во временной области проводится по методике, используемой ранее при исследовании высокочастотной коррекции.

В схемах рис. 8.24 источники гармонического сигнала заменяются источниками импульсного сигнала SP с параметрами, описанными в подменю рис. 8.19.

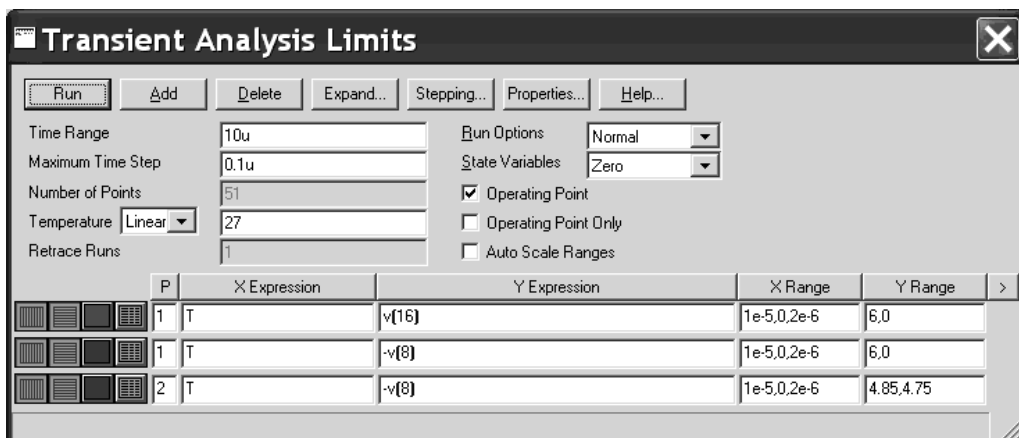


Рис. 8.29

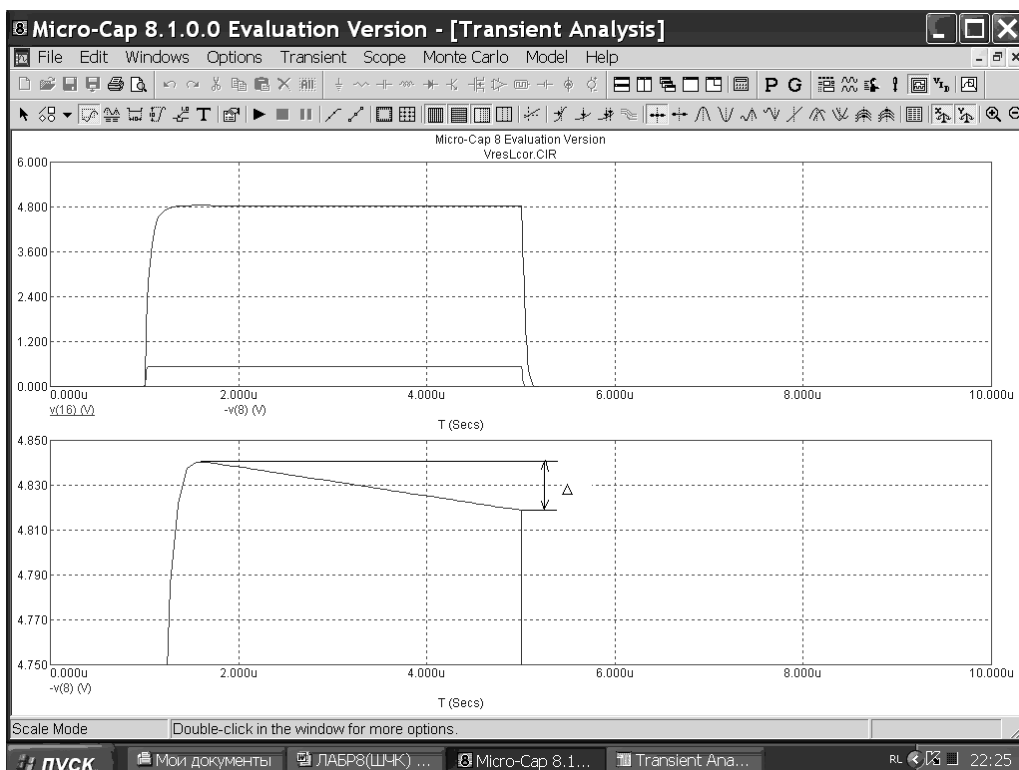


Рис. 8.30

Выбирая в окне схем команду Analysis и, затем последовательно Transient → Transient Analysis Limits, указываем пределы анализа и параметры, выводимые на экран монитора.

Как указано в подменю Transient Analysis Limits в столбце YExpression на экран монитора выводятся переходные характеристики на нагрузке усилителя

с низкочастотной коррекцией с помощью развязывающих фильтров (узел V(8)), и на выходе усилителя (узел V(16)) с корректирующей частотно-зависимой цепочкой внешней обратной связи. Для оценки искажений формы импульса (скол вершины) напряжение в узле V(8) выбираются пределы, позволяющие легко оценить искажения в области больших времен. Значение скола вершины занесите в таблицу 2, для обоих типов схем, изменив пределы анализа по оси ординат.

Следует отметить, что напряжение в узле V(8) берется с обратным знаком, для удобства отсчета.

6 Содержание отчета

6.1. Цель работы.

6.2. Принципиальные схемы исследуемых каскадов.

6.3. Распечатки АЧХ для исходного варианта значений компонентов и обеспечивающих максимально плоскую АЧХ для случая ВЧ коррекции вместе с таблицей 1.

6.4. Распечатку переходной характеристики для параметров схемы, обеспечивающих максимально плоскую АЧХ.

6.5. Распечатки АЧХ для исходного варианта значений компонентов и обеспечивающих максимально плоскую АЧХ для случая НЧ коррекции вместе с таблицей 2.

6.6. Распечатку переходной характеристики для параметров схемы, обеспечивающих максимально плоскую АЧХ.

6.7. Краткие выводы.

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Площадь усиления каскада

Назначение элементов, пути протекания постоянных и переменных токов, существование ООС и ее влияние на свойства резисторных каскадов подробно рассмотрены в лабораторных работах № 1 и № 7. Соотношения, описывающие свойства резисторных усилителей, определяют элементы схемы, вносящие частотные искажения, и способы их снижения.

Необходимость расширения полосы пропускания усилителей связана с потребностью усиления широкополосных сигналов, применения цифровых способов передачи и обработки информации. Широкополосные усилители обычно используют резисторные каскады с включением активного элемента (полевого транзистора ПТ, биполярного транзистора БТ) по схеме с общим эмиттером (ОЭ) или общим истоком (ОИ), обеспечивающие наибольший коэффициент усиления. Принципы работы и технология изготовления активных элементов (АЭ) определяют свойства усилительных каскадов в области верхних частот. Цепи межкаскадной связи вносят частотные искажения в основном в области нижних частот. Поэтому для расширения полосы пропускания (равномерно усиливаемых частот) вводят специальные корректирующие цепи. Коррекция АЧХ и ФЧХ в области верхних частот (области малых времен для

импульсных сигналов) осуществляется цепями ВЧ коррекции, а в области нижних частот (области больших времен для импульсных сигналов) — цепями НЧ коррекции.

Для эквивалентной схемы резисторного каскада в области верхних частот (рис. 8.31) следует, что искажения на верхней частоте $\omega_{вч}$, где коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$, определяются соотношением

$$M_{вч} = 1/Y_{вч} = \sqrt{1 + (\omega_{н} C_0 R_{вч экв})^2}, \quad (8.1)$$

где $M_{вч}$ — коэффициент линейных искажений; $Y_{вч}$ — нормированный коэффициент передачи каскада.

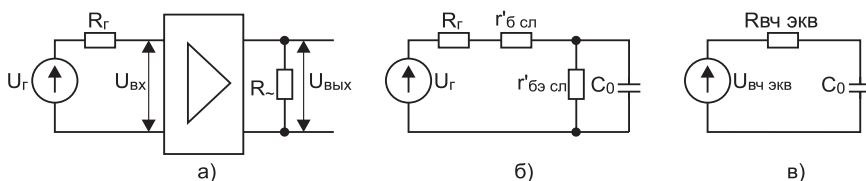


Рис. 8.31

Для обеспечения требуемой величины линейных искажений при сохранении других технических показателей усилителя в допустимых пределах или получение требуемой полосы пропускания при заданном значении линейных искажений необходимо (8.1) уменьшать $R_{вч экв}$. Уменьшение $R_{вч экв}$ возможно лишь при уменьшении сопротивления эквивалентного генератора (при неизменности параметров транзистора) определяющего сопротивление нагрузки каскада по переменному току, что снижает коэффициент усиления каскада. Это означает, что увеличения ширины полосы пропускания усилителя при той же величине частотных искажений необходимо снижать коэффициент усиления. При этом площадь усиления

$$\Pi = K^* f_{вч гр} \approx \text{const} \quad (8.2)$$

для коэффициента линейных искажений $M_{вч} = \sqrt{2}$, K^* — коэффициент усиления каскада по ЭДС на средней частоте.

При $M_{вч} = \sqrt{2}$, как следует из (8.1)

$$\omega_{вч} C_0 R_{вч экв} = 1, \quad (8.3)$$

откуда

$$R_{вч экв} = 1/\omega_{вч гр} C_0 = 1/2\pi f_{вч гр} C_0. \quad (8.4)$$

Для ПТ и электронных ламп, обладающих теоретически бесконечно большим входным сопротивлением (входной ток равен нулю) можно считать напряжение на входе равным ЭДС источника сигнала. В этом случае сопротивлением источника сигнала можно пренебречь вследствие его сравнительной малости. Это значит

$$K^* = \frac{U_{вых ср}}{U_r} \approx \frac{U_{вых ср}}{U_{вх}} = K = SR_{\sim} = SR_{вч экв}, \quad (8.5)$$

где K — коэффициент усиления по напряжению на средней частоте.

Тогда (8.2) примет вид

$$\Pi = K f_{\text{вч гр}} = S R_{\text{в экв}} = S / 2\pi C_0. \quad (8.6)$$

Соотношение (8.6) показывает, что величина площади усиления при использовании ПТ или электронной лампы в качестве активного элемента (АЭ) надо выбирать усилительный элемент с большей крутизной и меньшей собственной емкостью.

При использовании в качестве АЭ биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ (рис. 8.1) коэффициент усиления по ЭДС на рабочей частоте

$$K^* = U_{\text{вых}} / U_{\text{г}},$$

где $U_{\text{вых}} = h_{21э} I_{\text{б}} R_{\text{н}}$, а $U_{\text{г}} = I_{\text{б}} (R_{\text{г}} + r_{\text{б'г}} + r_{\text{б'э}})$.

В широкополосных усилителях обычно $R_{\text{н}} = R$ — сопротивление в цепи коллектора, тогда

$$K^* \approx h_{21э} R / (R_{\text{г}} + r_{\text{б'э}} + r_{\text{б'г}}). \quad (8.7)$$

При условии, что $M_{\text{вч}} = \sqrt{2}$, верхняя граничная частота

$$f_{\text{вч гр}} = 1 / 2\pi C_0 R_{\text{вч экв}}. \quad (8.8)$$

Эквивалентная емкость транзистора при условии реализации каскадов на одинаковых БТ, работающих в одинаковых режимах

$$C_0 \approx 1 / 2\pi f_{h21э} r_{\text{б'г}} + C_{\text{к}} h_{21э} R / r_{\text{б'г}}; \quad (8.9)$$

$$R_{\text{вч экв}} = (R + r_{\text{б'г}}) r_{\text{б'э}} / (R + r_{\text{б'г}} + r_{\text{б'э}}). \quad (8.10)$$

Подставим (8.9), (8.10) в (8.8), тогда площадь усиления с учетом (8.7)

$$\Pi = K^* f_{\text{вч гр}} = \frac{h_{21э} R (R + r_{\text{б'г}} + r_{\text{б'э}})}{(R + r_{\text{б'г}}) (R + r_{\text{б'г}} + r_{\text{б'э}})} \left/ \left(\frac{1}{f_{h21э}} + 2\pi C_{\text{к}} R h_{21э} \right) \right. \quad (8.11)$$

Площадь усиления усилителя на БТ зависит от активных и реактивных параметров транзистора, а также от сопротивления нагрузки (в основном сопротивления в коллекторной цепи) и внутреннего сопротивления источника сигналов.

Для многокаскадных усилителей можно считать, что источником сигнала ($U_{\text{г}}$) является предыдущий каскад с внутренним сопротивлением источника $R_{\text{г}} = R$. Тогда (8.11) примет вид

$$\Pi = 1 / ((1/f_{\text{г}} + 2\pi C_{\text{к}} R) (1 + r_{\text{б'г}}/R)), \quad (8.12)$$

где $f_{\text{г}} = f_{h21э} h_{21э}$.

Оптимальное сопротивление в коллекторной цепи (R) каскада, обеспечивающее наибольшую площадь усиления, определяется из условия $d\Pi/dR = 0$

$$R_{\text{опт}} = \sqrt{r_{\text{б'г}} / 2\pi f_{\text{г}} C_{\text{к}}}. \quad (8.13)$$

Максимально достижимая площадь усиления каскада при $R = R_{\text{опт}}$

$$\Pi_{\text{макс}} = f_{\text{г}} / (1 + \sqrt{2\pi f_{\text{г}} C_{\text{к}} r_{\text{б'г}}})^2. \quad (8.14)$$

7.2 Высокочастотная коррекция

Высокочастотная коррекция в зависимости от поставленной задачи:

- может обеспечивать подъем АЧХ, который может использоваться для компенсации частотных искажений, создаваемых в других каскадах, элементах тракта;
- расширение полосы пропускания при неизменном коэффициенте искажений;
- увеличение площади усиления при том же значении коэффициента линейных искажений;
- получить более высокое выходное напряжение на том же АЭ и таком же коэффициенте линейных искажений;
- получить больший сквозной коэффициент усиления на один каскад.

Высокочастотная коррекция может выполняться либо с применением корректирующих цепей в коллекторной цепи, либо с использованием ООС.

Простая индуктивная ВЧ коррекция выполняется включением катушки индуктивности в коллекторную цепь БТ (рис. 8.1а).

Эквивалентная схема выходной цепи усилительного каскада с учетом влияния входной цепи следующего каскада приобретает вид (рис. 8.32), где С4 выполняет роль эквивалентной входной емкости следующего каскада

$$C_0 = C4 = C_{\text{экв сл}} = C_{\text{б'э сл}} + C_{\text{к сл}} S_{\text{пл}} R_{\text{сл}}, \quad (8.15)$$

$R_6 = R_{\text{н}}$ — входное сопротивление следующего каскада.

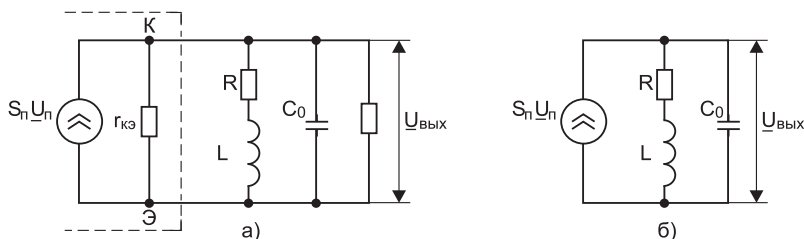


Рис. 8.32

Индуктивность $L1 = L$, включенная последовательно с R , вместе с конденсатором C_0 образуют параллельный колебательный контур, шунтированный резистором $R_{\text{н}}$ на резонансной частоте контур является активным сопротивлением $R_{03} = \rho Q_3$, где $\rho = \sqrt{L/C_0}$ — характеристическое сопротивление, а $Q_3 = \rho/g$, и g отражает «потери» в контуре, обусловленные R и пересчитанным в контур сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$.

На резонансной частоте $R_{03} \gg g$. При достаточно большом значении $R_{\text{н}}$, образующийся контур оказывается высокодобротным, обеспечивая большое значение R_{03} и большое $R_{\text{н}} = R_{\text{н}} R_{03} / (R_{\text{н}} + R_{03})$ — эквивалентное сопротивление нагрузки, а значит и большой коэффициент усиления каскада. Подбором величины L и R можно регулировать положение резонансной частоты и добротность, добиваясь подъема АЧХ в области верхних частот или при максимально плоской АЧХ — увеличения $f_{\text{вч гр}}$, т. е. расширять полосу пропускания.

При условии $R_n \gg R$, $r_{кз} \gg R$ можно пренебречь влиянием R_r и $r_{кз}$ и эквивалентная схем рис. 8.32а примет вид 8.32б.

Выходное напряжение

$$\underline{U}_{\text{вых}} = \underline{I} \underline{Z}_3 = S_{\Pi} \underline{U}_{\Pi} \underline{Z}_3, \quad (8.16)$$

где $\underline{Z}_3$ — полное сопротивление контура.

$$\underline{Z} = \frac{(R + j\omega L) \cdot 1/j\omega C_0}{R + j\omega L + 1/j\omega C_0} = \frac{R(1 + j\omega L/R)}{(j\omega C_0 R - \omega^2 LC_0 + 1)}. \quad (8.17)$$

На средних частотах пренебрегаем влиянием всех реактивностей в усилительном каскаде

$$\underline{U}_{\text{вых ср}} = S_{\Pi} \underline{U}_{\Pi} R. \quad (8.18)$$

Нормированный коэффициент усиления к усилению на средней частоте

$$\underline{Y}(\omega) = \underline{K}(\omega)/\underline{K}_{\text{ср}}(\omega) = \underline{U}_{\text{вых}}/\underline{U}_{\text{вых ср}}. \quad (8.19)$$

Подставляя значения $\underline{U}_{\text{вых}}$ (8.16) $\underline{U}_{\text{вых ср}}$ (8.18) в (8.20) получаем

$$\underline{Y}(\omega) = (1 + j\omega L/R)/(1 - \omega^2 LC_0 + j\omega C_0 R). \quad (8.21)$$

Введя нормированную частоту

$$X = \omega C_0 R = \omega \tau_{\text{вч}}, \quad (8.22)$$

где $\tau_{\text{вч}} = C_0 R$ — постоянная времени нагрузки.

С учетом (8.22)

$$\underline{Y}(\omega) = (1 + jXL/C_0 R^2)/(1 - X^2 L/C_0 R^2 + jX). \quad (8.23)$$

Вводя параметр коррекции $a = L/CR^2 = \rho^2/R^2 = Q^2$, где R — сопротивление потерь в контуре ($R_n \gg R$, $r_{кз} \gg R$).

Модуль нормированного коэффициента передачи

$$Y = \sqrt{((1 + aX)^2)/(1 + (1 - 2a)X^2 + a^2 X^4)} \quad (8.24)$$

показывает, что при $L = 0$ ($a = 0$) АЧХ усилителя соответствует обычному резисторному каскаду без коррекции; при $a = a_{\text{кр}} = 0,414$ получаем наилучшую АЧХ без подъема; $a > a_{\text{кр}}$ — АЧХ имеет подъем в области верхних частот (рис. 8.33).

Для чаще всего используемой величины коэффициента частотных искажений $M = 3$ дБ ($Y_{\text{вч}} = 0,707$) выигрыш площади усиления (или $f_{\text{вч гр}}$) для $a = 0,414$ составляет 1,72 раза.

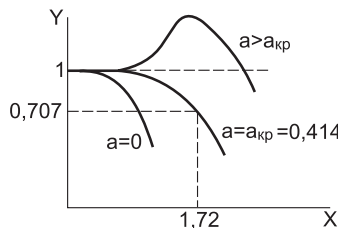


Рис. 8.33

Подъем АЧХ при $a > a_{кр}$ объясняется тем, что при увеличении a увеличивается сопротивление R_{Σ} по сравнению с сопротивлением R .

Переходные характеристики в области малых времен обладают:

- апериодической переходной характеристикой, при $a < 0,25$;
- колебательной переходной характеристикой, при $a > 0,25$;
- оптимальной переходной характеристикой без выброса, при $a = 0,25$ (рис. 8.42).

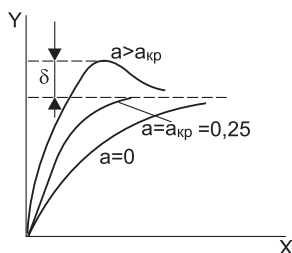


Рис. 8.34

Нормирование времени установления импульса на выходе каскада с параллельной коррекцией при отсутствии выброса составляет 1,55, что в 1,42 раза меньше соответствующего времени установления в каскаде без коррекции. Полученные соотношения справедливы при условии, что выходное и входное сопротивления транзисторного каскада велики, что справедливо для усилителей на ПТ и электронных лампах. Использование в качестве АЭ биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, обладающего низким входным сопротивлением при значительном разбросе параметров ($C_{б'э}$, C_k , $h_{21э}$) делает применение индуктивной коррекции неэффективной. Требуется подборка параметров корректирующего звена при замене транзистора, учитывать температурную зависимость параметров транзистора. Индуктивная коррекция не применима при выполнении усилителя по интегральной технологии.

Эмиттерная ВЧ коррекция с помощью частотно-зависимой ООС широко используется в усилителях на БТ (рис. 8.16). Отличие принципиальной схемы усилительного каскада с коррекцией от традиционной схемы в том, что кроме цепочки температурной стабилизации R_{11} , $C_6 \rightarrow R_{\Sigma}C_{\Sigma}$ (обычное обозначение), вводится цепочка ВЧ коррекции R_{13} , $C_9 \rightarrow R_{\Sigma к}$, $C_{\Sigma к}$ (элементы коррекции).

Сопротивление резисторов R_{13} , R_{11} совместно с R_8 , R_9 , создавая ООС по току, обеспечивают высокую температурную стабильность точки покоя транзистора. Конденсатор большой емкости C_6 шунтирует R_{11} , исключая возникновение ООС в области рабочих частот.

Эквивалентная схема каскада (рис. 8.35) где учтено, что сопротивлением источника питания, как и конденсаторов C_5 , C_6 , C_7 можно пренебречь в области верхних частот, а R_T — параллельное соединение резисторов R_7 , R_8 , R_9 . Корректирующая цепочка $R_{\Sigma к}C_{\Sigma к}$ вследствие относительно малой величины емкости $C_{\Sigma к}$ создает частотно-зависимую ООС по переменному току. Наибольшая глубина ООС будет в области низких и рабочих частот. Влияние на АЧХ $C_{\Sigma к}$ будет отсутствовать ($X_{C_{\Sigma к}} \rightarrow \infty$) и определять глубину ООС будет $R_{\Sigma к}$.

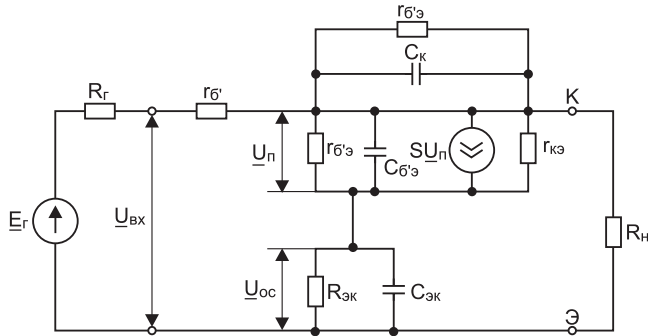


Рис. 8.35

В области ВЧ сопротивление $C_{эк}$ падает, шунтирует $R_{эк}$, уменьшая ООС по переменному току и усиление каскада возрастает. При дальнейшем росте частоты входного сигнала усиление каскада снижается из-за шунтирующего действия емкостной составляющей входного сопротивления следующего каскада (на рис. 8.2 отражено емкостью C_8).

Очевидно, что выбором параметров цепочки коррекции $R_{эк}C_{эк}$ можно варьировать положением максимума АЧХ каскада, создавая условия, при которых АЧХ может остаться плоской, и получить при этом наибольший выигрыш по площади усиления и $f_{вч\text{ гр}}$. Наибольший выигрыш $f_{вч\text{ гр}}$ может составлять 1,5—1,7 раза при определенном выборе соотношения между $R_{эк}C_{эк}$ и $C_0R_{вч\text{ экв}}$. Одновременно это снижает нелинейные искажения, увеличивая стабильность работы каскада, его надежность.

Величина $C_{эк}$ существенно влияет на форму АЧХ резисторного каскада (цепочку $R_{эк}C_{эк}$ можно исключить из схемы, рис. 8.35, если $R_{эк}$ выбирается достаточным для обеспечения температурной стабильности режима работы транзистора).

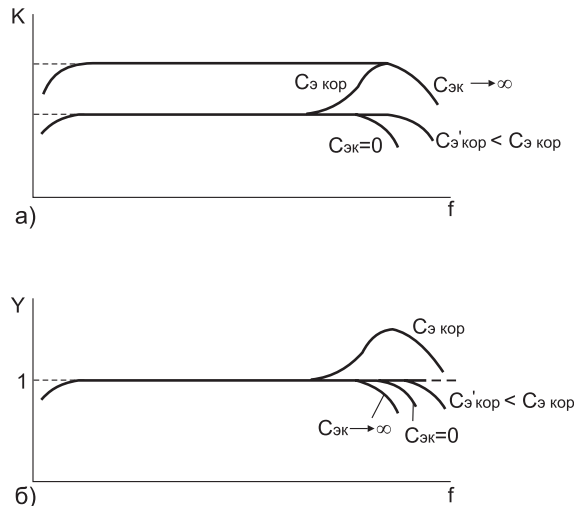


Рис. 8.36

Для $C_{эк} \rightarrow \infty$ АЧХ соответствует усилителю без обратной связи. Уменьшение $C_{эк}$ приводит к уменьшению усиления в области нижних и средних частот за счет ООС по переменному току, возникающей на резисторе $R_{эк}$. При малом значении корректирующей емкости $C_{эк} \rightarrow 0$, это сохраняется во всей области частот (усилитель охвачен ООС). Это приводит к увеличению $f_{вч гр}$ по сравнению со случаем $C_{эк} \rightarrow \infty$, при сохранении площади усиления. При промежуточных значениях $C_{эк}$ коэффициент усиления каскада за счет снижения ООС может достигать значения равного коэффициенту усиления каскада без ОС.

7.3 Низкочастотная коррекция

Низкочастотная коррекция используется в усилителях для усиления очень низкочастотных сигналов (единицы герц) или импульсов очень большой длительности.

Расширения полосы в области нижних частот или переходных характеристик в области больших времен добиваются применением цепочки развязывающих фильтров ($R_{\phi}C_{\phi}$) или ООС.

Развязывающие фильтры $R_{\phi}C_{\phi}$ (R20, C14 рис. 8.2а) применяются для устранения гальванической связи между каскадами через общий источник питания. Ток, протекающий через источник питания, определяется в основном током выходного каскада (в многокаскадном усилителе). Применение источника питания, обладающего конечным внутренним сопротивлением (не идеальный) создает на его зажимах напряжение с частотой сигнала. При отсутствии развязывающих фильтров это напряжение, приложенное через делители напряжения ко всем входам каскадов, создает на базо-эмиттерных промежутках первых каскадов, напряжение, соизмеримое с напряжением полезного входного сигнала. Возникающая ОС при некоторых фазовых сдвигах этих сигналов может приводить, при условии выполнения баланса амплитуд, к возбуждению паразитных колебаний. Включение развязывающих фильтров значительно снижает опасность передачи сигнала с выхода мощного каскада на каскады предварительного усиления, т. к. переменная составляющая выходного тока не протекает через источник питания (V10), а закорачивается на «землю» через C_{ϕ} (C14).

Цепочка развязывающих фильтров может одновременно использоваться и для коррекции АЧХ в области нижних частот. Схема резисторного усилительного каскада реализована по стандартной схеме (рис. 8.2а). Поскольку анализ проводится в области нижних частот, то входная емкость следующего каскада (C13) может быть исключена. Тогда эквивалентная схема усилительного каскада примет вид (рис. 8.37).

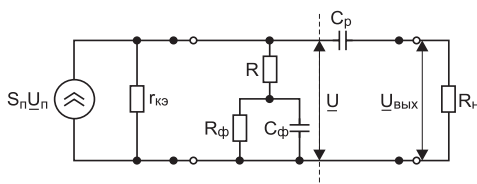


Рис. 8.37

С понижением частоты растет сопротивление R_{ϕ} , а следовательно, результирующее сопротивление (можно считать R_{ϕ} включен параллельно C_{ϕ} , так как сопротивление источника питания примерно равно нулю) становится комплексным Z_{ϕ} . Это увеличивает сопротивление в коллекторной цепи транзистора до $R_{17} + R_{20} = R + R_{\phi}$ при $\omega \rightarrow 0$ ($X_{C_{\phi}} \rightarrow \infty$), что увеличивает коэффициент усиления каскада (сопротивление нагрузки каскада по переменному току R_{Σ} увеличивается, а $K = h_{21} R_{\Sigma} / R_{вх\text{ оэ}}$).

Эквивалентная схема выходной части каскада изображена на рис. 8.37. При $\omega \rightarrow 0$

$$R_{\Sigma} = (R + R_{\phi}) R_n / (R + R_{\phi} + R_n).$$

Увеличение R_{Σ} с понижением частоты компенсирует спад АЧХ из-за влияния C_p , C_{Σ} . Эффективность коррекции тем выше, чем больше $b = R/R_{\phi}$ и чем больше вклад R в R_{Σ} , что происходит при $R \ll r_{кэ}$, $R \ll R_n$. Поскольку R_n — входное сопротивление следующего каскада, которое сравнительно невелико у каскадов на БТ, такая схема коррекции наиболее эффективна при использовании в качестве активного элемента ПТ. Увеличение R_n приводит к сильной зависимости R_{Σ} (коэффициента усиления) от частоты. Пренебрегая влиянием некоторых реактивных компонентов на свойства усилителя ($C_{\Sigma\text{ бл}} \rightarrow \infty$) и, считая на низкой частоте входное сопротивление следующего каскада чисто активным, АЧХ с цепями коррекции имеет вид (рис. 8.38).

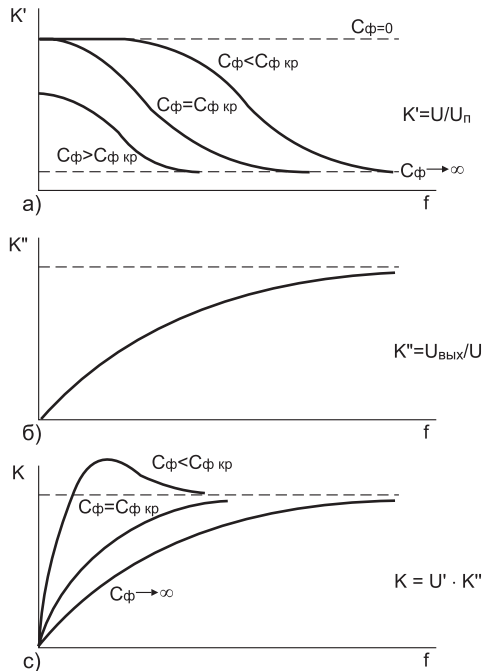


Рис. 8.38

Коэффициент передачи K' определяет свойства схемы (рис. 8.37) левее штриховой линии, а K'' — правее нее; K — результирующий коэффициент передачи каскада.

При достаточно большом значении C_ϕ основное влияние на результирующую АЧХ оказывают C_p , R_n , и коэффициент усиления каскада определяется

$$K = \frac{S_0 R R_n}{R + R_n} = \frac{h_{216} R R_n}{h_{116} (R + R_n)} \quad (8.25)$$

при плавном характере нарастания коэффициента усиления с частотой. Уменьшение C_ϕ ($C_\phi \rightarrow 0$) изменяется результирующая АЧХ, приводя к появлению выброса, т. к. усиление в области НЧ будет определяться суммарным сопротивлением в коллекторной цепи ($R + R_\phi$)

$$K = \frac{S_0 (R + R_\phi) R_n}{R + R_\phi + R_n},$$

что снижает нижнюю граничную частоту (спад АЧХ при $\omega \rightarrow 0$ обусловлен влиянием C_p).

Граничная частота по уровню 3 дБ при $C_\phi \rightarrow \infty$ определяется

$$f_{нч\text{ гр}} = 1/2\pi C_p (R + R_n). \quad (8.26)$$

Учитывая, что спад АЧХ происходит с наклоном 20 дБ/окт можно определить значение емкости фильтра C_ϕ для известных R_ϕ и C_p

$$C_\phi = C_p R_n (R + R_\phi) / R R_\phi \quad (8.27)$$

и значение граничной частоты по уровню 3 дБ

$$f_{нч\text{ гр}} = R / 2\pi C_p (R + R_n) (R + R_\phi). \quad (8.28)$$

Введение НЧ коррекции позволяет уменьшить емкость разделительных и блокировочных конденсаторов, при сохранении постоянной $f_{нч\text{ гр}}$.

Переходный процесс при условии $C_\phi \rightarrow \infty$ получается как в схеме без коррекции (рис. 8.39).

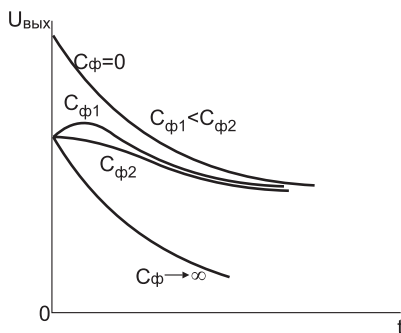


Рис. 8.39

При $C_\phi \rightarrow 0$ характер неравномерности вершины импульса сохраняется, а скорость изменения увеличивается. При конечном значении емкости C_ϕ в момент скачка, напряжение на нем сохраняется, что соответствует $C_\phi \rightarrow \infty$. Постепенный заряд конденсатора приводит к возрастанию на нем напряжения, а уменьшение тока заряда приближает процесс изменения напряжения на C_ϕ к

состоянию $C_\phi = 0$, т. е. кривая при произвольной C_ϕ приближается к кривой $C_\phi = 0$. Рис. 8.39 указывает на возможность снижения неравномерности импульса при заданном C_p . При этом, для заданной величине неравномерности вершины (Δ скос вершины) можно снижать C_p , что позволяет уменьшить размеры и массу конденсатора (важно для ИМС).

Частотно-зависимая ООС. Ввод ООС позволяет увеличить постоянные времени цепей, определяющих свойства АЧХ и переходных характеристик. Принципиальная схема (рис. 8.26) обладает двумя цепями связи:

- местная ООС в первом каскаде усилителя на транзисторе VT1, создаваемая за счет падения напряжения постоянной составляющей (температурная стабилизация) и переменной составляющей (ООС по переменному току). Глубина ООС является постоянной величиной (частотно-независимая) и определяется значением резистора R30;
- общая (частотно-зависимая), охватывающая оба каскада (C20, R31), осуществляет коррекцию АЧХ в области нижних частот. Емкость связи (C20) выбирается из условия, что при снижении частоты ООС уменьшается и коэффициент усиления каскада будет возрастать, что приведет к компенсации снижения коэффициента усиления каскада, обусловленное влиянием разделительной емкости C15.

8 Список литературы

1. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. М.: Радио и связь, 1983. 323 с.
2. Павлов В. Н., Ногин В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. М.: Радио и связь, 1997. 367 с.
3. Усилительные устройства / под ред. Головина О. В. М.: Радио и связь, 1993.
4. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP V. М.: СОЛОН, 1997. 273 с.
5. <http://WWW.spectrum-soft.com/demoform.shtm> (адрес в Internet для получения студенческой версии ССМ МС).

РАЗДЕЛ 2

Описание лабораторных работ по РПрУ

Во втором разделе учебного пособия исследуются свойства базовых узлов радиоприемников аналогового сигнала. Изучаются свойства моделей усилителей резонансного типа, преобразователей, детекторов и др. на основе принципиальных схем устройств и применения нелинейных физических моделей активных элементов отечественного производства. Основой моделей различных устройств являются их лабораторные (физические макеты).

Устройства исследуются при уровнях входного воздействия и характеристиках входного воздействия, соответствующих реальным значениям, определяемых их положением в структуре линейного тракта приемника. Гибкость системы схемотехнического моделирования МС8 позволяет производить анализ принципиальных схем под воздействием различных факторов (изменения амплитуды, частоты входного воздействия, изменения параметров электронных схем, внешних условий и др.) не ограничиваясь построением частотных и переходных характеристик, а исследовать их влияние на спектр выходного сигнала, величину нелинейных искажений.

Лабораторная работа № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ДРОБНОГО ДЕТЕКТОРА

1 Цель работы

Изучение физических принципов построения частотных детекторов, особенностей реализации и технических характеристик дробного детектора; машинное моделирование дробного детектора на основе принципиальной схемы, изучение технических особенностей настройки и эксплуатации и определение его основных технических характеристик с использованием системы схемотехнического проектирования Micro Cap 8 (МС).

2 Задание

2.1 Расчетная часть

Используя сведения о величине элементов принципиальной схемы (рис. 5.1), параметров применяемого транзистора и диодов (приведенных в приложении), рассчитать:

- параметры колебательной системы частотного детектора (ЧД);
- величину индуктивности катушки связи.

2.2 Экспериментальная часть

Для компьютерной модели дробного детектора, содержащего также оконечный каскад усилителя промежуточной частоты получить:

2.2.1. Амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) оконечного каскада усилителя, настроенного на промежуточную частоту, при отсутствии влияния последующей схемы.

2.2.2. Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики (ФЧХ) на выходных зажимах фазосдвигающего трансформатора (ФСТ) при точной настройке контуров.

2.2.3. Амплитудно-частотные характеристики нагруженного каскада усилителя промежуточной частоты (УПЧ) для случаев расстроенного и настроенного контура ЧД, оценить полосу пропускания каскада для обоих случаев.

2.2.4. Форму напряжения на коллекторе транзистора каскада УПЧ и на нагрузке детектора при воздействии на входе частотно-модулированного (ЧМ) сигнала. Оценить величину нелинейных искажений.

2.2.5. Зависимость амплитуды выходного напряжения и коэффициента гармоник от величины коэффициента связи согласующей индуктивности и катушки контура каскада УПЧ.

2.2.6. Характеристику подавления амплитудной модуляции.

2.2.7. Зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного сигнала.

3 Описание принципиальной схемы частотного детектора

Дробный детектор, часто называемый детектором отношений, реализует принцип преобразования изменения частоты входного сигнала в изменение фазовых сдвигов напряжений на выходе ФСТ, создающих различные по амплитуде напряжения, приложенные к диодам. Различие значений приложенных напряжений создает на нагрузке каждого из диодных амплитудных детекторов различные по величине напряжения низкой частоты, определяющие результирующее напряжение.

Принципиальная схема ЧД (рис. 5.1) содержит усилительный каскад, нагрузкой которого является линейная цепь, состоящая из двух индуктивно связанных контуров первичного $L1C1$ и вторичного $(L2 + L3)C10$, настроенных на среднюю частоту сигнала 10,7 МГц, и катушка связи $L4$. В качестве актив-

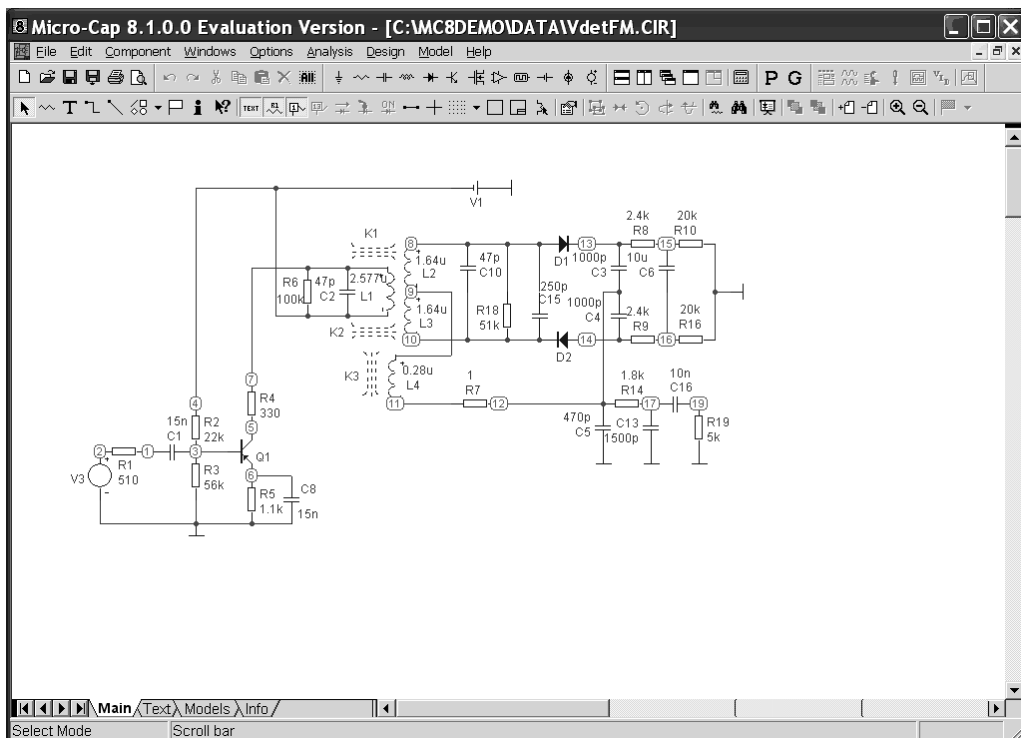


Рис. 5.1

ного элемента усилителя используется транзистор 2Т 363В с проводимостью р-п-р типа, включенный по схеме с общим эмиттером.

Резистор R1 выполняет роль внутреннего сопротивления источника сигнала и в реальных схемах отражает свойства предыдущего каскада. Конденсатор C1 является разделительным и исключает взаимное влияние режимов по постоянному току предыдущего каскада, представленного в виде источника ЭДС, и, реализованного на транзисторе Q1.

Делитель R2, R3 напряжения источника питания V1 задает режим работы транзистора и обеспечивает параметрическую стабилизацию положения рабочей точки транзистора на семействе входных динамических характеристик. Повышение стабильности режима работы транзистора и параметров усилителя достигается введением отрицательной обратной связи по постоянному току, создаваемой за счет включения в эмиттерную цепь резистора R5. Шунтирование его конденсатором C8 исключает возникновение отрицательной обратной связи по переменному току и, при высокой стабильности режима работы транзистора и параметров усилителя, обеспечивает на рабочей частоте коэффициент усиления равный коэффициенту усиления каскада без обратной связи.

Резистор R4 в коллекторной, а R5 в эмиттерной цепи обеспечивают выбранный режим работы транзистора по постоянному току: R4 — в основном напряжение коллектор—эмиттер $U_{кэ0}$, а R5 — постоянный ток коллектора $I_{к0}$. Источником питания служит батарея V1 с напряжением 6 В.

Колебательный контур L1C1, включенный в коллекторную цепь, шунтирован резистором R6, вторичный (L2 + L3)C10 резистором R18, отражающим потери в реактивных элементах контура. Катушка связи L4, подключенная к средней точке катушки индуктивности вторичного контура, индуктивно связана с катушкой L1 первичного контура.

Диоды D1 и D2 включены последовательно и вместе с элементами вторичного колебательного контура и катушкой связи образуют два диодных амплитудных детектора. Низкочастотные фильтры включают C3 и R8, R10 для детектора на диоде D1 и C4 вместе с резисторами R9, R16 для второго диодного детектора. Емкость C6 служит для устранения влияния паразитной амплитудной модуляции входного сигнала на процесс детектирования ЧМ сигнала. Нагрузкой детектора ЧМ сигнала является резистор R19, моделирующий входное сопротивление каскада усилителя низкой частоты (УНЧ). На входе УНЧ включен П-образный фильтр C5, R14, C13 и разделительный конденсатор C16.

На вход исследуемой схемы подключается источник гармонического сигнала V2 или частотно-модулированного колебания V3.

4 Методические указания по выполнению работы

4.1 Расчетная часть

Расчет параметров колебательной системы проводится с использованием исходных данных, приведенных в приложении для частоты несущего сигнала $f = 10,7$ МГц и частоты модуляции 15 кГц.

4.2 Машинное моделирование

Исследование свойств дробного частотного детектора проводится на основе его принципиальной схемы широко используемой в реальных приемных устройствах с применением системы схемотехнического моделирования Micro Cap 8 (MC 8). Элементы электрической принципиальной схемы описываются с помощью встроенных математических моделей компонентов, которые не могут быть изменены пользователями и можно изменять лишь значения их параметров.

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами операционной системы WINDOW'S 98 или более поздними версиями;
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии по указанному в п. 8 описания адресу получить инсталляционные файлы демонстрационной (студенческой) версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CD дисках.

Демонстрационная версия содержится в ZIP-файле (ее можно раскрыть программой PKUNZIP). Запуск программы осуществляется программой SETUP.EXE. После завершения установки формируется папка Micro Cap8 Working Demo для быстрого запуска MC8. В подкаталог MC8demo\data заносятся файлы схем, имеющие расширение .CIR, и библиотеки математических моделей компонентов в файлах с расширением .LBR.

После установки и запуска программы mc8demo.exe в верхней части экрана монитора появляется окно главного меню с панелью команд (рис. 5.2).

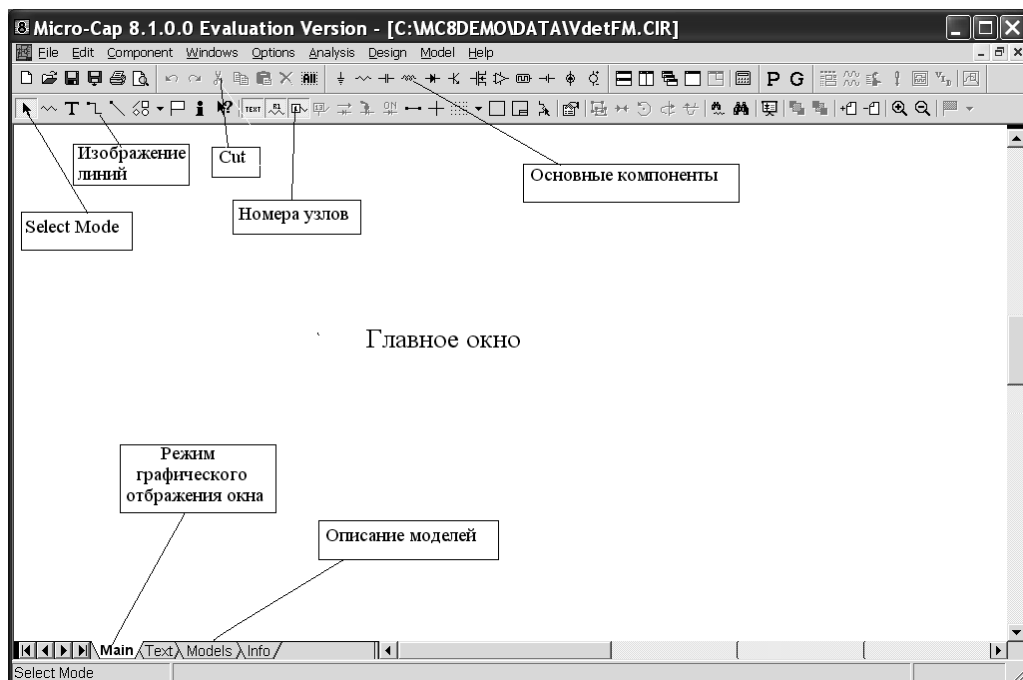


Рис. 5.2

Меню главного окна представлено второй строчкой сверху. Оно состоит из команд:

File, Edit, Components, Windows, Options, Analysis, Help. Верхняя строчка главного окна укажет присвоенное ЭВМ или, выбранное Вами, имя вводимой схемы в подкаталоге \DATA с расширением.CIR, которое используется для описания схемы во внутреннем формате MC8 (вначале ЭВМ присваивает формируемой схеме имя CIRCUIT с некоторым порядковым номером, которое при выходе из программы можно заменить на любое другое).

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы) выбираются курсором (рис. 5.2), активируются левой кнопкой (например, резистор) мыши и затем помещаются в выбранном месте главного окна при повторном нажатии на левую кнопку. Удерживая нажатой левую кнопку можно вращать компонент, щелкая правой. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и на ниспадающем меню Resistor предлагается присвоить ему позиционное обозначение (PART), указать его величину (VALUE), а так же другие, не используемые при выполнении лабораторной работы, параметры. Присвоенные значения могут изображаться вместе с компонентом в главном окне, если подсвеченный параметр помечен галочкой Show (рис. 5.3). При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15



Рис. 5.3

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5пФ может быть введена: 5 PF или 5 P, или 5E-12.

Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие кнопки ОК. Если неверно введены какие-либо сведения, то нажатие кнопки Cancel отменяет всю введенную информацию о компоненте.

Альтернативным вариантом ввода параметров компонентов является использование меток (labels), когда на принципиальной схеме какому-либо резистору задается в качестве параметра не значение его сопротивления, (например 50 Ом), а вводится метка (например, R2) и затем с помощью текстовой директивы.DEFINE задается значение этого сопротивления в виде

.DEFINE R2 50

Эта директива вводится в текстовом режиме меню инструментов.

В рамке Display (рис. 5.3) выключателями задаются условия отображения в окне схем компонента: с помеченными выводами (Pin Markers), названиями выводов(Pin Names) или пронумерованными выводами (Pin Numbers). Мы ограничимся лишь выводом на экран токов (Currents), значением мощности (Powers) и условий эксперимента (Conditions).

Поочередно активизируя в левом высвеченном окне строку Part, позиционное обозначение компонента, Value — величина вводимого резистора подтверждаете предложенный вариант, переходя на следующую строку, или вводите новое значение соответствующего параметра. Строки FREQ — определяющую частотную зависимость сопротивления резистора, MODEL — тип применяемого резистора, его стоимость — COST, и рассеиваемую на нем мощность — POWER можно не заполнять, поскольку в лабораторной работе не исследуется влияние частотной или температурной зависимости параметров резистора не свойства каскада. Не проводится также и конструктивная разработка макета частотного детектора, когда является важным параметром тепловые характеристики компонентов и их стоимость.

Активные кнопки внизу ниспадающего меню Resistor позволяют при их нажатии:

ОК — подтвердить правильность введенной информации и продолжить выполнение задачи;

Cancel — отказаться от введенной на этом подменю информации;

Font — изменить шрифт и стиль выбранного атрибута;

Add — добавить атрибуты к описанию компонента;

Help — файл помощи;

Syntax — показывает описания простейших компонентов в формате Spice;

Expand — вызывать файл данных и в выбранном курсором текстовом поле проводить редактирование или вводить большой объем текстовой информации;

Help Bar — переключает дисплей в режим Help. Дает краткое описание ключам окна схем и описывает возможности управления курсором.

При необходимости коррекции отдельных элементов принципиальной схемы необходимо сначала его удалить. Для этого вначале активизируют режим редактирования элементов и компонентов схемы (Select Mode, рис. 5.2).

Затем, подведя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым светом, компонент или соответствующий текст в окне схем и затем, войдя в меню EDIT, на выпадающем подменю выбирают CUT (рис. 5.4) и удаляют необходимый атрибут схемы. Альтернативным вариантом при удалении компонентов является применение пиктограммы CUT (или Ctrl-X) на панели инструментов (ножницы) в окне схем, которая активизируется только при нажатии кнопки Select Mode (рис. 5.2).

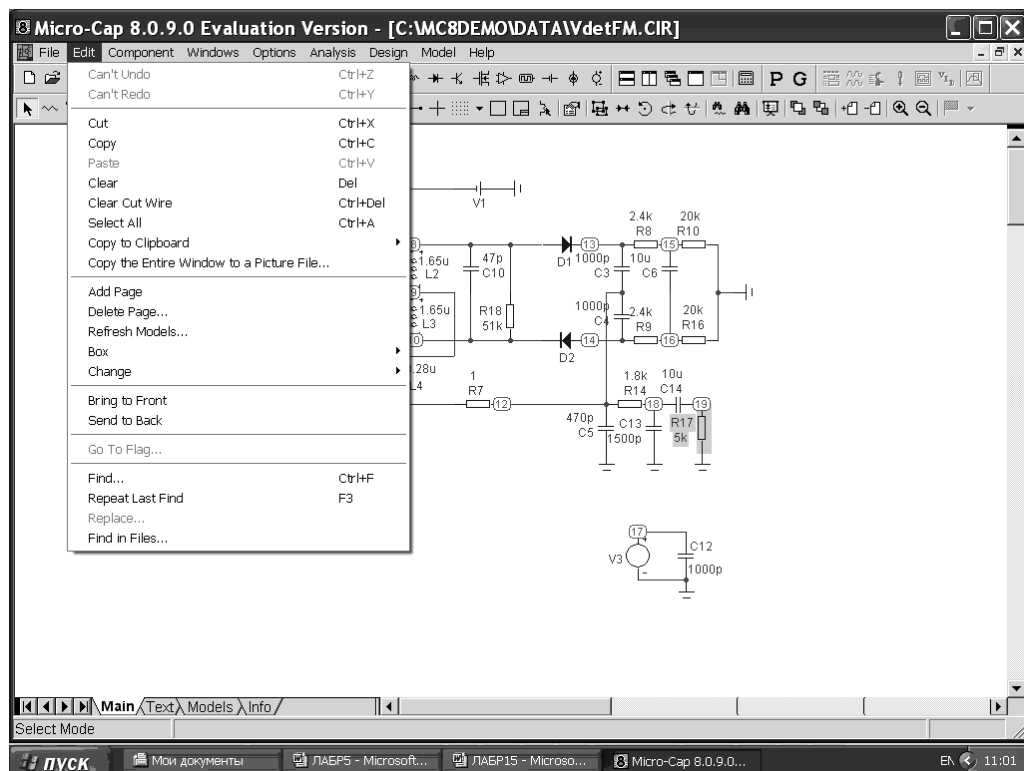


Рис. 5.4

Аналогично вводятся конденсаторы. На панели инструментов главного окна активизируется пиктограмма конденсатора и на выпадающем меню Capacitor: Capacitor задаются параметры конденсатора.

Соединительные линии между компонентами «прочерчивают» выбрав на панели инструментов главного окна пиктограмму линии (рис. 5.2). Установить курсор в начале будущей линии и нажать левую кнопку мыши. Удерживая кнопку в нажатом положении, проводят линию до вывода очередного компонента или местом соединения с другой линией.

Катушки индуктивности первичного (L1), вторичного (L2, L3) контуров и катушки связи (L4) ФСТ вводятся нажатием на левую кнопку мыши при помещении курсора на пиктограмму индуктивности панели инструментов меню главного окна (рис. 5.2). На выпадающем подменю (рис. 5.5) Inductor:Inductor указывают параметры катушек индуктивности. Перечень параметров и их

описание аналогичны использовавшимся ранее в подменю Resistor:Resistor при вводе резисторов. По окончании ввода параметров (нажатие на кнопку ОК) в главном окне схем появляется графический символ катушки индуктивности с указанием начала (+) и конца (–) намотки. Вращением с помощью правой кнопки мыши устанавливают катушку индуктивности в нужном положении.

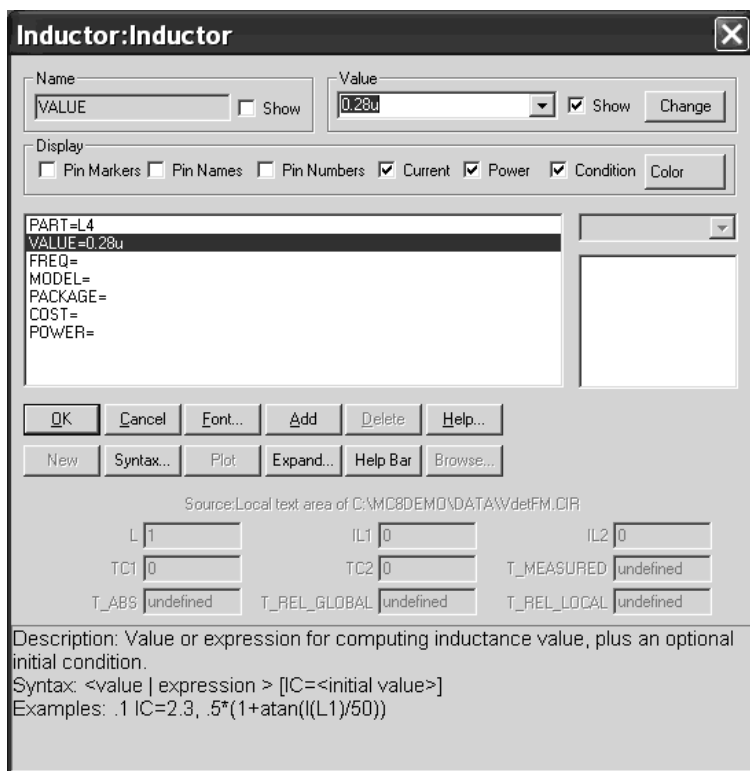


Рис. 5.5

Существование магнитной связи между катушками ФСТ отображается применением модели трансформатора. Исследование свойств ЧД проводится с использованием модели трансформатора без сердечника. Для установки трансформатора в принципиальную схему используют команду Component главного меню программы с последующим выбором на выдвигающихся вправо подменю последовательно: Analog Primitives → Passive Components → K (рис. 5.6).

Нажатием на левую кнопку мыши подтверждается выбор трансформатора K: Mutual inductance/Nonlinear magnetic core model (взаимоиндукция/модель нелинейного магнитного сердечника). Появляющееся обозначение трансформатора, выполняющее роль курсора, может быть установлено в любом месте окна схем повторным нажатием левой кнопки мыши с сохранением функций трансформатора (целесообразно размещать символ трансформатора вблизи реально организованной связи). На выпадающем меню (рис. 5.7), обладаю-

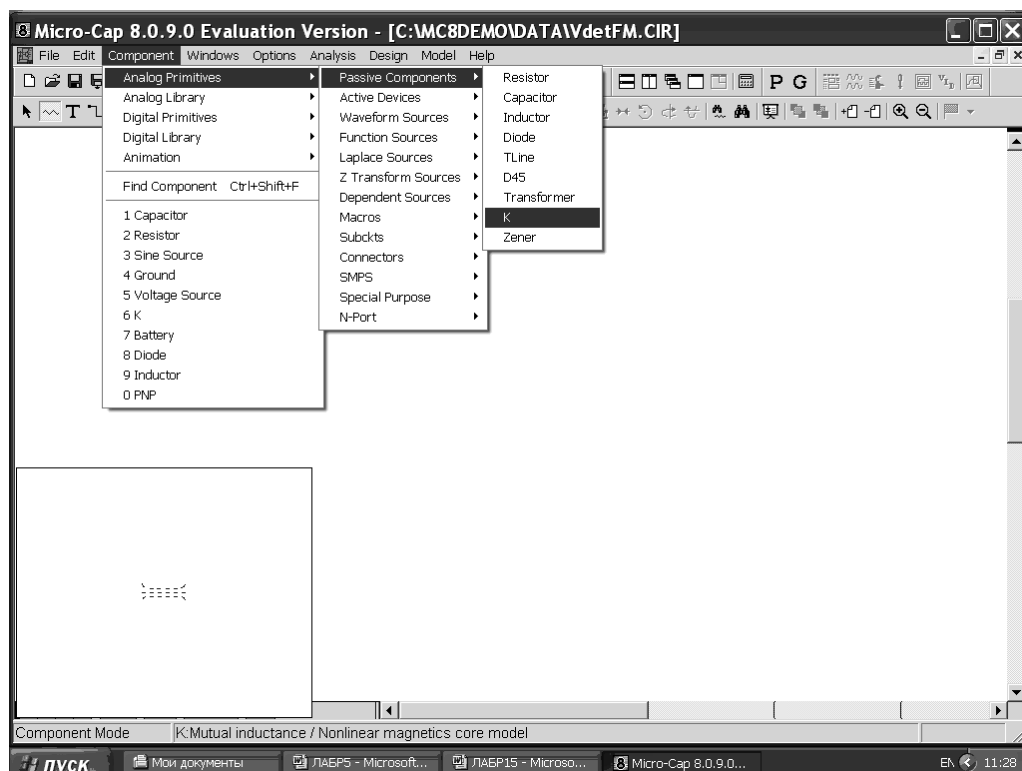


Рис. 5.6

щем описанием аналогичным описанию вводимых резисторов, конденсаторов в левой колонке содержатся: перечень индуктивностей (L1,L4), обладающих индуктивной связью (INDUCTORS) и величина связи (COUPLING). Значение коэффициента связи (COUPLING) для катушек L1 и L2, а так же L1 и L3 задается равной 0,05, а для L1 и L4 — 0,99. Строка MODEL не заполняется (модель ЧД предполагает использование воздушного трансформатора). Применение сердечника требует ввода его параметров (геометрических размеров, материала и др.) или выбора из, предлагаемого в правой колонке, списка типовых конструкций трансформаторов.

При вводе транзистора типа PNP, которого нет в списке основных компонентов окна схем, необходимо сначала выполнить команду Components в меню главного окна и на дополнительном меню, разворачивающемся вправо, выбрать Analog Primitives, а из предлагаемого перечня устройств выбрать Active Devices, а затем, на закладке активных компонентов, PNP (рис. 5.8).

В дальнейшем, при повторном вводе транзистора такого типа, выполняемая команда Components уже содержит данный тип транзистора на выпадающем меню и достаточно лишь активизировать в нем соответствующую строку.

При нажатии на левую кнопку мыши на ниспадающем меню (рис. 5.9) PNP Transistor выбирается позиционное обозначение (PART), начинающееся по умолчанию с буквы Q, затем его характеристика VALUE, определяющая активный режим, и официальное название транзистора MODEL. Активизаци-



ей строки в правой колонке меню можно выбрать тип транзистора из предложенного перечня.

Поскольку в библиотеке MC8, представленных в колонке справа, нет отечественных транзисторов, то необходимо ввести параметры модели транзистора 2Т363В. Для этого, после ввода позиционного обозначения транзистора (PART), характеристики, определяющей активный режим (VALUE, можно не вводить), выбирается строка MODEL (рис. 5.9) и нажатием на кнопку NEW задаете переход в режим ввода параметров новой модели транзистора.

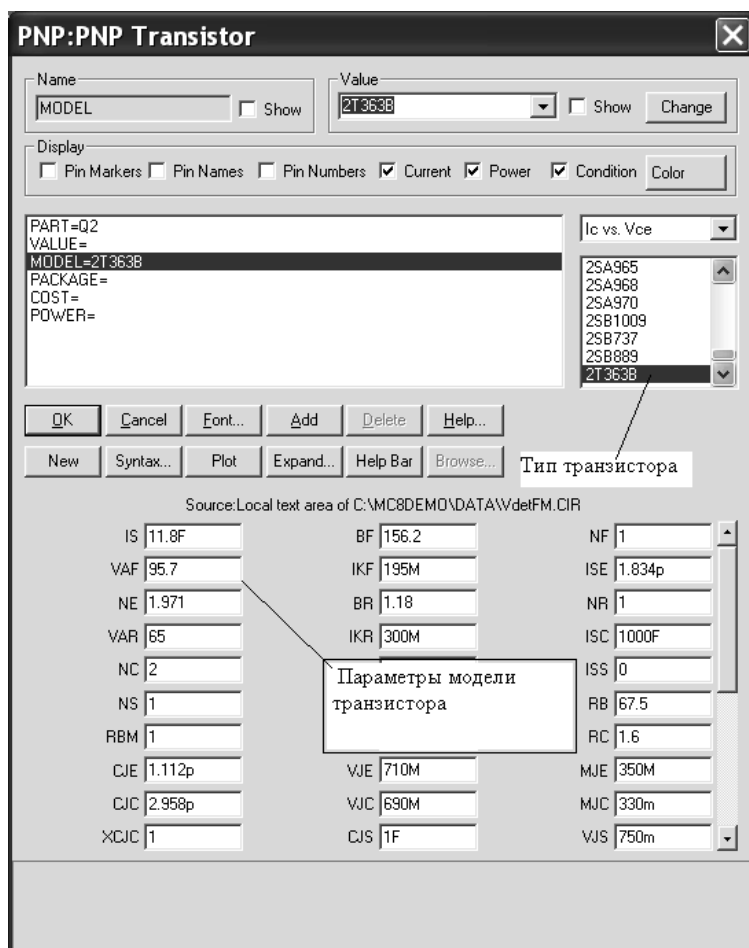


Рис. 5.9

В строке MODEL появляется надпись New Model1, что дублируется подсвеченной строкой в верхнем окне Value. Находящийся там курсор позволяет ввести название нового типа транзистора. Введя тип транзистора (2Т363В) затем приступаете к редакции параметров модели транзистора Гумеля — Пуна, представленных таблице параметров IS, BF, NF и т. д. Для этого курсор левой кнопкой мыши помещаете в одном из окон массива:

Source: Local text area of C:\DATA\VdetFM.CIR, где VdetFM — имя файла, использующегося для ввода принципиальной схемы смесителя и последующего анализа (имя задается пользователем). Содержащиеся в каждом окне числового массива значения удаляются «стрелкой» вверх клавиатуры и затем вводятся из описания модели транзистора 2Т 363В: IS = 11.8F, BF = 156.2, VAF = 95.7, IKF = 0.195, ISE = 1.834P, NE = 1.971, BR = 1.18, VAR = 65, IKR = 0.3, ISC = 1P, NC = 2, RB = 67.5, RC = 1.6, CJE = 1.112P, VJE = 0.71, MJE = 0.35, CJC = 2.958P, VJC = 0.69, MJC = 0.33, FC = 0.5, TF = 41.32P, XTF = 2, VTF = 10, ITF = 0.12, TR = 6.149n, EG = 1.11, XTB = 1.5, XTI = 3 (рис. 5.10). Смысл обозначений и способы определения указанных параметров можно выяснить в [2].

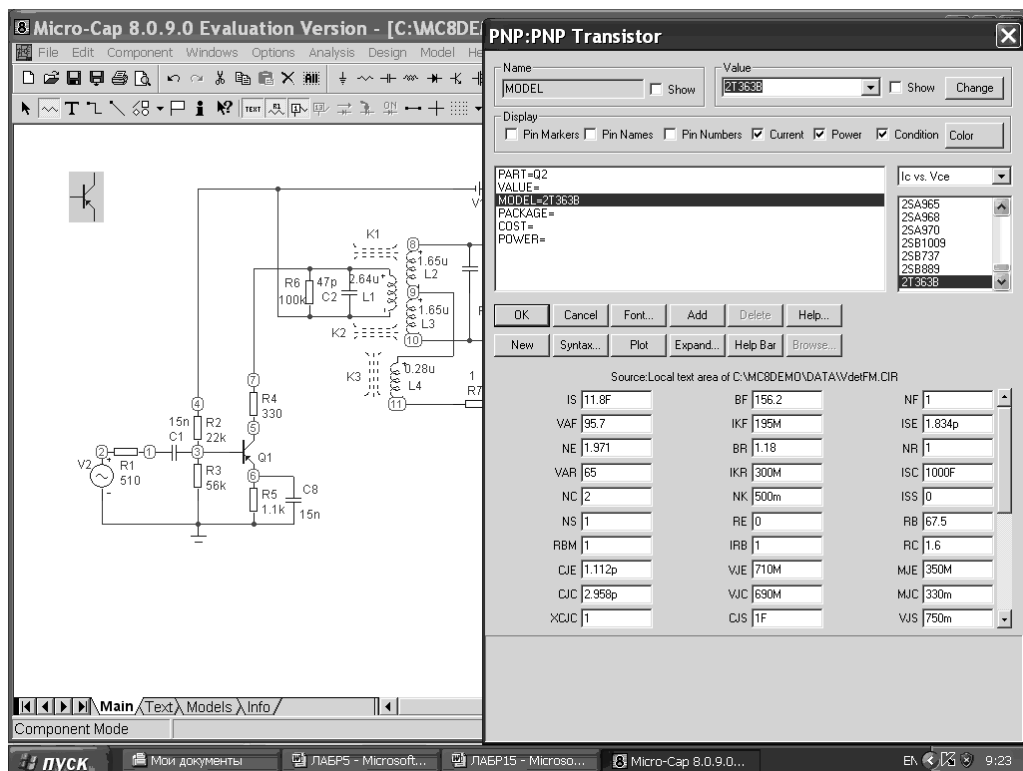


Рис. 5.10

Сведения о параметрах модели транзистора также можно ввести используя режим описания моделей. Для этого необходимо войти в режим Models из главного окна, щелкнув левой кнопкой мыши по надписи Models внизу главного окна (рис. 5.2), активизируя режим описания моделей используемых активных устройств (Active Devices). Содержание текстового файла (рис. 5.9) с параметрами транзистора 2Т 363В совпадает со сведениями представленными в таблице (рис. 5.11).

Отсутствующие некоторые параметры в текстовом файле по сравнению с рис. 5.9 принимаются по умолчанию и могут не вводиться.

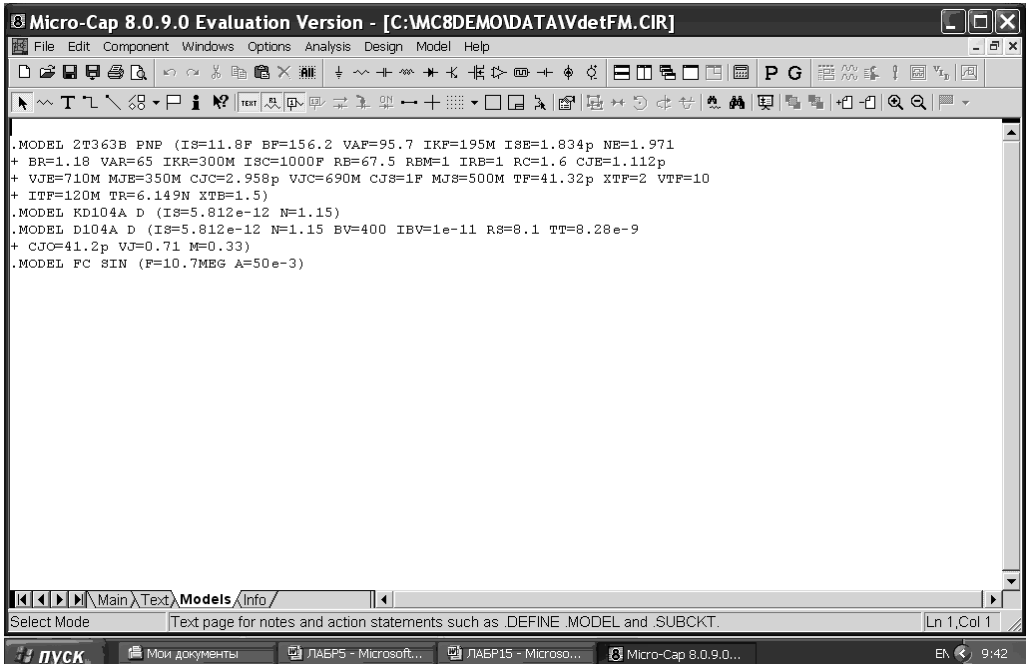


Рис. 5.11

Включение диода в принципиальную схему ЧД начинается с выбора на строке основных компонентов окна схем условного обозначения диода и нажатием на левую кнопку мыши. Появившийся символ диода устанавливаем в нужном месте принципиальной схемы и, нажав на левую кнопку мыши, на выпадающем меню Diode:Diode вводим параметры модели диода (рис. 5.12). Поскольку в библиотеке MC8, представленных в колонке справа, нет отечественных элементов, нажатием на кнопку New, при подсвеченной строке Model, активизируем режим редактирования параметров. Появление в окне Value надписи New Model1 (как и в строке MODEL) позволяет ввести тип диода Д104А, а помещение курсора в окна параметров диода — заменить, приведенные в окне, на требуемые (используя упрощенную модель диода LEVEL 1): $IS = 5.812E-12$, $N = 1.15$, $RS = 9.1$, $CJ0 = 41.2P$, $TT = 8.28E-9$, $M = 0.33$, $VJ = 0.71$, $FC = 0.5$, $BV = 300$, $IBV = 1E-11$, $EG = 1.11$, $XTI = 3$. Остальные параметры диода принимаются по умолчанию. Описание диода совокупностью параметров позволяет, используя возможности MC8, получить вольт-амперную характеристику (ВАХ) диода (прямую и обратную ветвь). Для получения, например, прямой ветви необходимо нажать кнопку расширения окна на строке над библиотекой диодов и выбрать If vs. Vf (ток прямой ветви в зависимости от прямого напряжения). Аналогично можно получить обратную ветвь диода, выбрав Ir vs. Vr, и затем, нажав кнопку Plot под левым окном подменю Diode:Diode.

Завершив ввод активных и пассивных компонентов принципиальной схемы, проверьте их на соответствие со схемой на рис. 5.1. При необходимости проведите коррекцию элементов схемы.

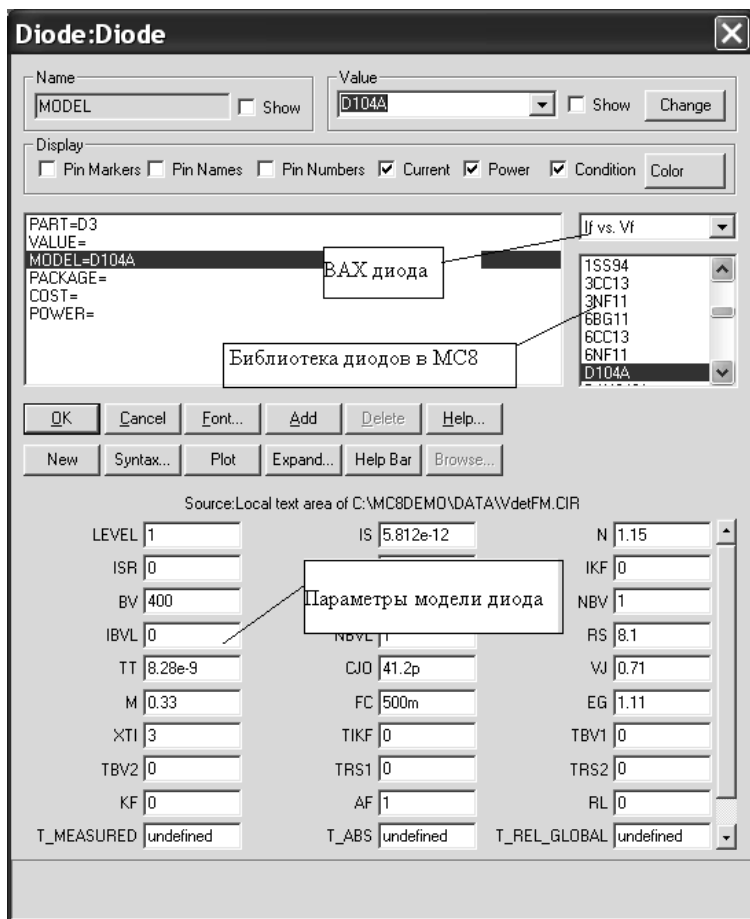


Рис. 5.12

Для получения частотных характеристик настроенного или расстроенного каскада УПЧ необходимо включить на его вход генератор гармонических колебаний.

Тип генератора можно выбрать, используя строку основных компонентов в главном окне, и затем выбрать из большого числа моделей генераторов с различной формой сигнала, с модуляцией или без модуляции и т. д. Поскольку можно ограничиться моделью генератора гармонических колебаний без какой-либо модуляции то, выбрав команду Component меню главного окна последовательно выбрать на выдвигающихся вправо подменю: Analog Primitives → Waveform Sources → Sine Source (рис. 5.13). Появляющееся изображение модели генератора и подменю параметров Sine Source: Sine Source позволяет задать его параметры (рис. 5.14).

Подменю Sine Source построено по традиционной форме, использовавшейся ранее при вводе резисторов, конденсаторов и др., поэтому назначение кнопок, пиктограмм и вводимых параметров известно.

Параметры генератора (частота, амплитуда и др.) отличны от предлагаемых в библиотеке MC8 поэтому ввод начинают с выбора названия компонен-

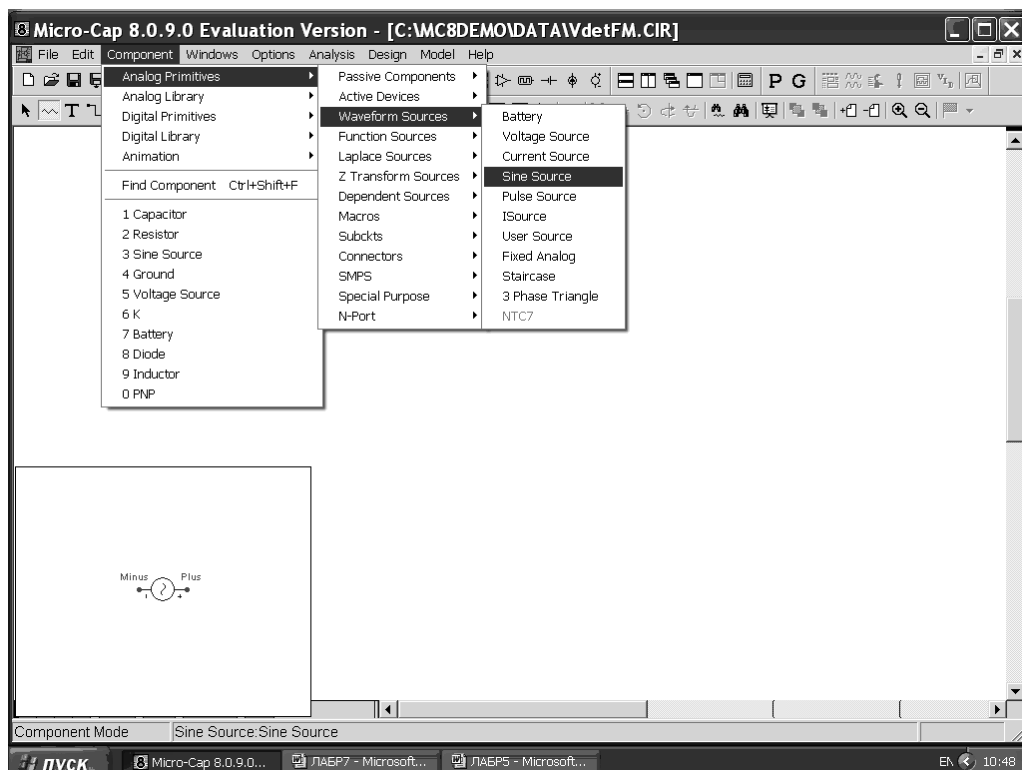


Рис. 5.13

та (PART предлагается V4), а в строке MODEL указать на ввод новой модели генератора, нажав кнопку New под левым окном. Ведя затем название генератора (например, FC) в окне Value установить последовательно курсор в окнах параметров генератора ввести требуемые параметры, организовав файл данных источника сигнала: Source Local text area of C:\MC8\DATA\VdetFM.CIR (рис. 5.14). В качестве параметров генератора задаются (рис. 5.15):

F — частота несущего колебания — 10,7 МГц;

A — амплитуда несущего колебания — 50 мВ;

DC — значение постоянной составляющей сигнала — 0 В;

PH — начальная фаза несущего колебания — 0 рад;

RS — внутреннее сопротивление генератора — $10 \cdot 10^{-3}$ Ом;

RP — период повторения (для сигнала, имеющего форму отрезка синусоиды) — 0 с;

TAU — постоянная времени затухания огибающей сигнала (при экспоненциальной форме затухания амплитуды сигнала) — 0 с.

После ввода параметров генератора FC можно наблюдать на экране монитора форму сигнала, действующего на входе усилителя (рис. 5.16), нажав на кнопку расширения окна над библиотекой моделей генераторов, и выбрав Voltage vs. Time и кнопку Plot.

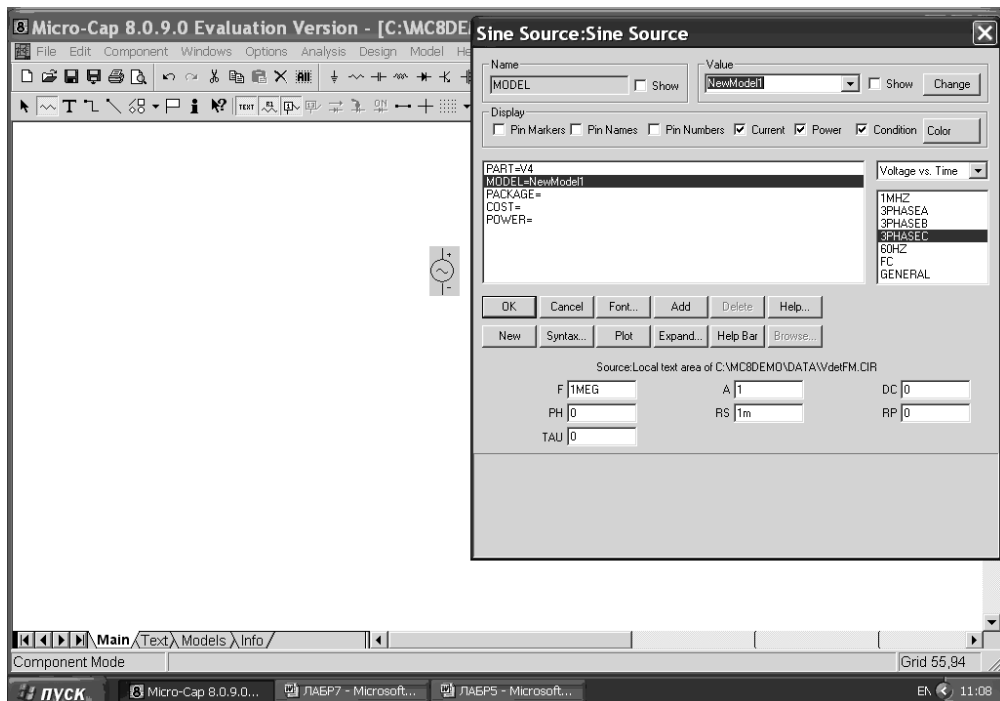


Рис. 5.14

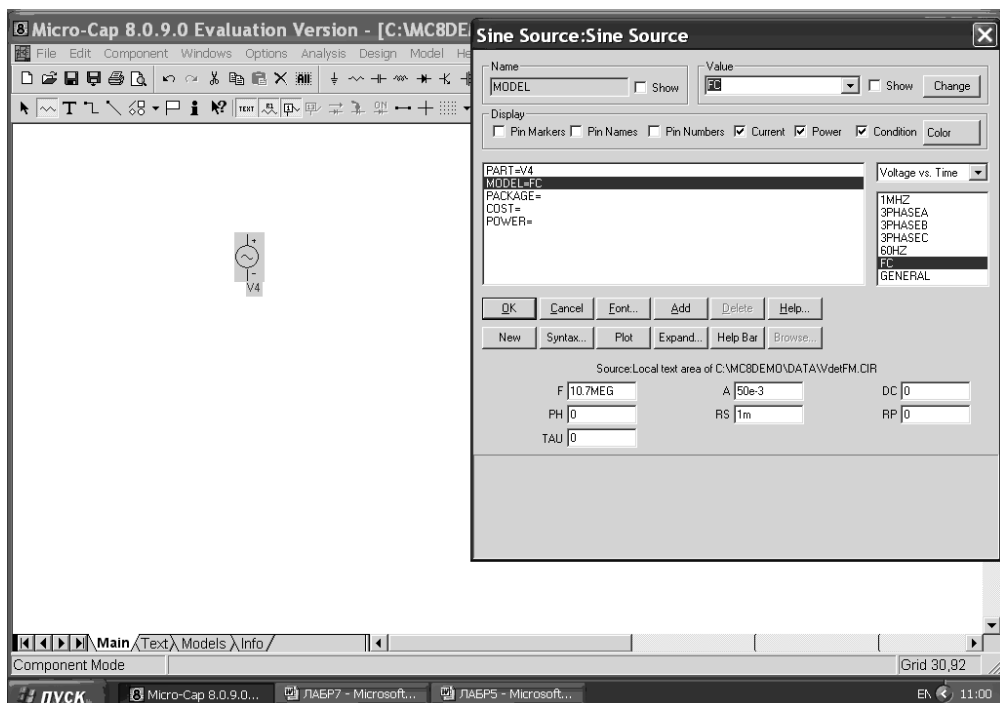


Рис. 5.15

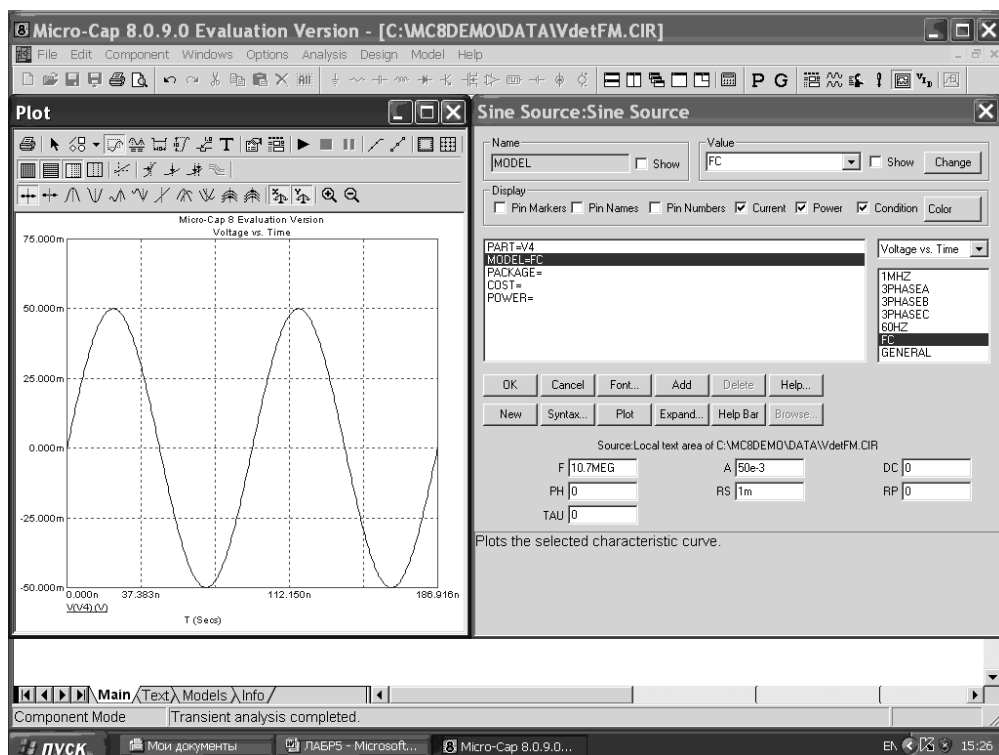


Рис. 5.16

Подключение батареи источника питания завершает ввод принципиальной схемы ЧД.

Выбрав нажатием на левую кнопку мыши пиктограмму батареи панели инструментов (рис. 5.2) переходят на выпадающем меню в режим задания параметров батареи (рис. 5.17).

Выбрав позиционное обозначение батареи на принципиальной схеме V1(PART) и величину создаваемого напряжения 6В (VALUE 6V), нажатием на кнопку ОК подтверждают правильность ввода параметров (PACKAGE, COST, POWER не вводятся). Появившееся изображение батареи устанавливают в принципиальную схему с учетом типа проводимости транзистора.

Общая электрическая шина («земля») обеспечивает протекание токов в цепях с разным количеством выводов (двухполюсники, трехполюсники, четырехполюсники) и различным функциональным назначением. «Земля» вводится установкой курсора на ее условное обозначение на панели инструментов главного окна и нажатием на левую кнопку мыши. Устанавливая курсор в виде символа «земля» в нужном месте схемы, повторным нажатием на левую кнопку мыши фиксируют его положение.

После завершения ввода элементов принципиальной схемы она должна иметь вид, изображенный на рис. 5.1 (размещение условно графического обозначения трансформаторов К может быть произвольным). Проверьте соответствие значения величин введенных вами элементов рис. 5.1 и при необходимости проведите коррекцию.

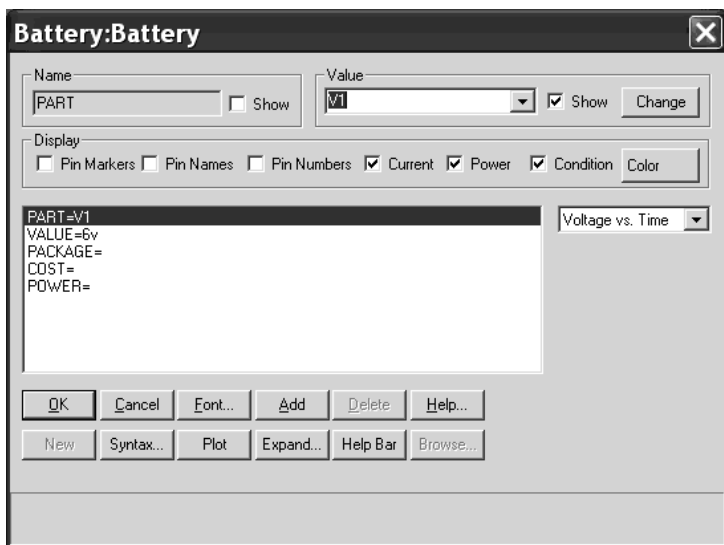


Рис. 5.17

Для выполнения п. 2.2.1 необходимо исключить влияние выходного контура детектора. Для этого его расстраивают шунтируя конденсатором большой емкости ($C_{15} = 250$ пФ). В этом случае принципиальная схема ЧД (рис. 5.1) приобретает вид (рис. 5.18).

Проведение анализа частотных свойств УПЧ предваряет нумерация узлов принципиальной схемы нажатием на пиктограмму Node Numbers (может отличаться от указанной на рис. 5.1). Вход в режим анализа происходит при активизации левой кнопкой мыши команды Analysis меню главного окна.

На выпадающей закладке выбирается режим анализа частотных характеристик АС. Нажатием левой кнопкой мыши при подсвеченной строке АС переходим к заданию условий анализа на выпадающем подменю AC Analysis Limits.

Нажатием левой кнопки мыши переходят к заданию пределов анализа, способа проведения анализа и представления на экране монитора результатов анализа.

В окне AC Analysis Limits (рис. 5.19) задается следующая информация:

Frequency Range — значения верхнего и нижнего пределов частот анализа;

Number of Points — количество точек разбиения интервала исследуемых частот на подинтервалы с равномерным разделением (Linear, в строке Frequency Range), логарифмическим (Log) или автоматическим (Auto), в которых производится расчет частотных характеристик и, полученные значения выводятся в форме таблицы (если это указывается). Выбор автоматического режима может приводить к существенным неточностям в расчете;

Temperature — диапазон изменения температур (может задаваться одно значение, при которой проводится анализ);

Maximum Change — максимально допустимое приращение функции на интервале шага по частоте (учитывается только при автоматическом выборе шага — активизация процедуры Auto Scale Ranges);

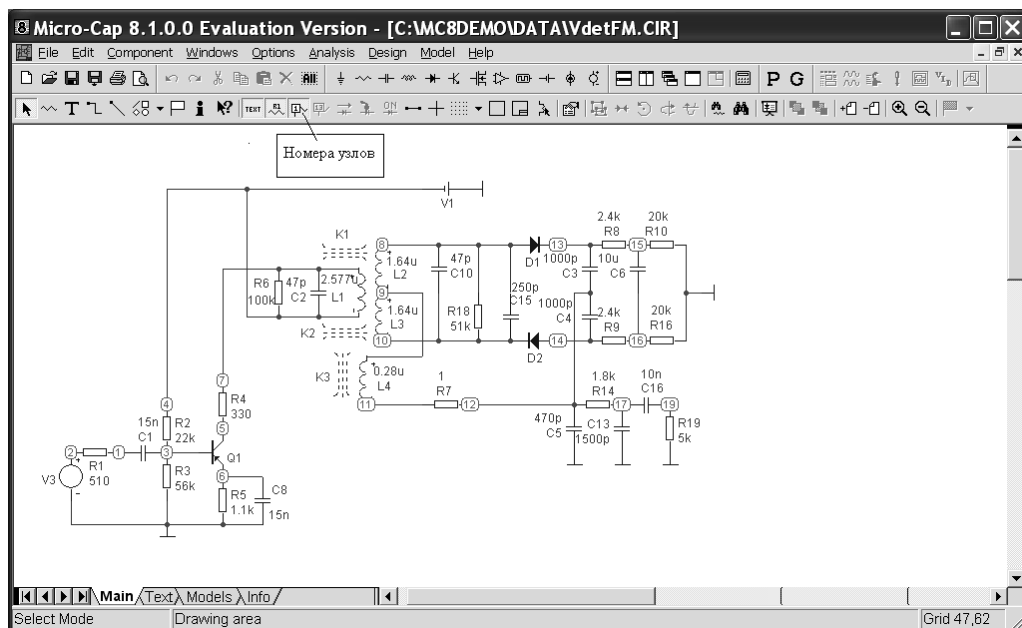


Рис. 5.18

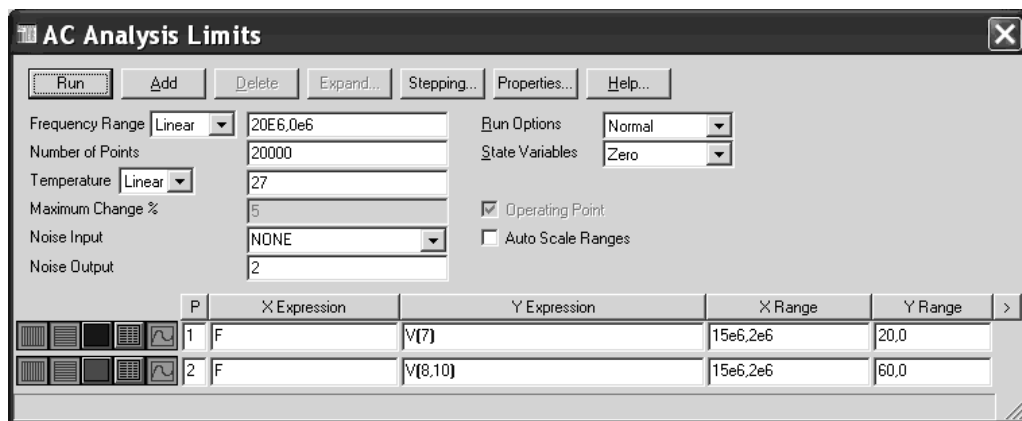


Рис. 5.19

Noise Input — имя источника шума, подключенного ко входу второго каскада;

Noise Output — номер(а) выходных зажимов, где вычисляется спектральная плотность напряжения шума;

Run Options — определяет способ хранения полученных результатов:

Normal — результаты расчетов не сохраняются;

Save — результаты сохраняются на жестком диске;

Retrieve — использование результатов расчета, хранящегося на жестком диске, для вывода на экран монитора;

State Variables — задание начальных условий интегрирования.

На экран монитора, в соответствии с рис. 5.19, выводится график коэффициента усиления (YExpression) в зависимости от частоты (XExpression) в узле 7 и разность напряжений в узлах 8 и 10 с пределами значений для каждой из них, определяемой форматом: максимальное значение выводимой переменной, ее минимальное значение и шаг сетки значений соответствующей оси (частота, коэффициент передачи). Характер изменения значений по осям — линейный, что выбирается нажатием двух левых крайних кнопок в строке выводимых значений. Для значений компонентов, указанных на рис. 5.18, производится расчет АЧХ каскада УПЧ практически без влияния детектора (первичный и вторичный контур сильно расстроены), нажатием кнопки Run. Результаты вычислений представлены на рис. 5. 20. Как видно из рисунка, резонансная частота отлична от 10,7 МГц (точное значение максимума АЧХ находится следующим образом: нажимается кнопка Peak, курсор располагается вблизи вершины АЧХ и еще раз нажимается кнопка Peak). Влияние контура детектора сказывается появлением выброса на АЧХ первичного контура. Разностное напряжение в узлах 8 и 10 ($V(8,10)$) определяет резонансную характеристику вторичного контура.

***Примечание:** для увеличения числа графиков выводимых на экран монитора необходимо нажать на кнопку Add, а для уменьшения — размещаете курсор в одном из окон удаляемой строки и нажимаете кнопку Del. Графики выводятся в одной системе координат при вводе в колонке P (Plot) одинаковой цифры с максимальным масштабом по осям.*

Подстройка резонансной частоты осуществляется использованием подрежима Stepping в окне AC Analysis Limits. Активизацией кнопки Stepping переходят в режим многовариантного анализа, позволяющего в расширенной версии MC8 изменять, по выбранному закону, параметры компонентов (активных и пассивных), параметры зависимых и независимых источников сигналов. При этом могут одновременно изменяться до двадцати параметров. В версии MC8demo возможно одновременное изменение лишь одного параметра одного компонента или модели. В качестве варьируемого компонента выбираем индуктивность первичного контура L1 нажатием на кнопку разворачивающегося окна в строке Step What и с помощью линейки прокрутки представить на экране монитора список компонентов. Индуктивность L1 подсвечивается курсором, а нажатие левой кнопки мыши переводит ее в категорию варьируемых (рис. 5.21).

Затем указываем нижний (From) и верхний (To) пределы его изменения индуктивности L1 и величину шага (Step Value) (рис. 5.22).

Затем в рамке (Step It), нажимая на кнопку Yes, подтверждаем вариацию параметров выбранного компонента. В рамке Method отмечаем кнопкой закон изменения компонента Linear (Linear — линейный, Log — логарифмический или List — в соответствии со списком). В рамке Parameter Type кнопкой помечаем вид варьируемого элемента: Component — компонент (Model — модель, например, источника сигнала).

В рамке Change (изменение) выбирается (помечается точкой) способ изменения шага при вариации параметра элементов: только во вложенных циклах программы (Step variables in nested loops) или всех подлежащих изменению

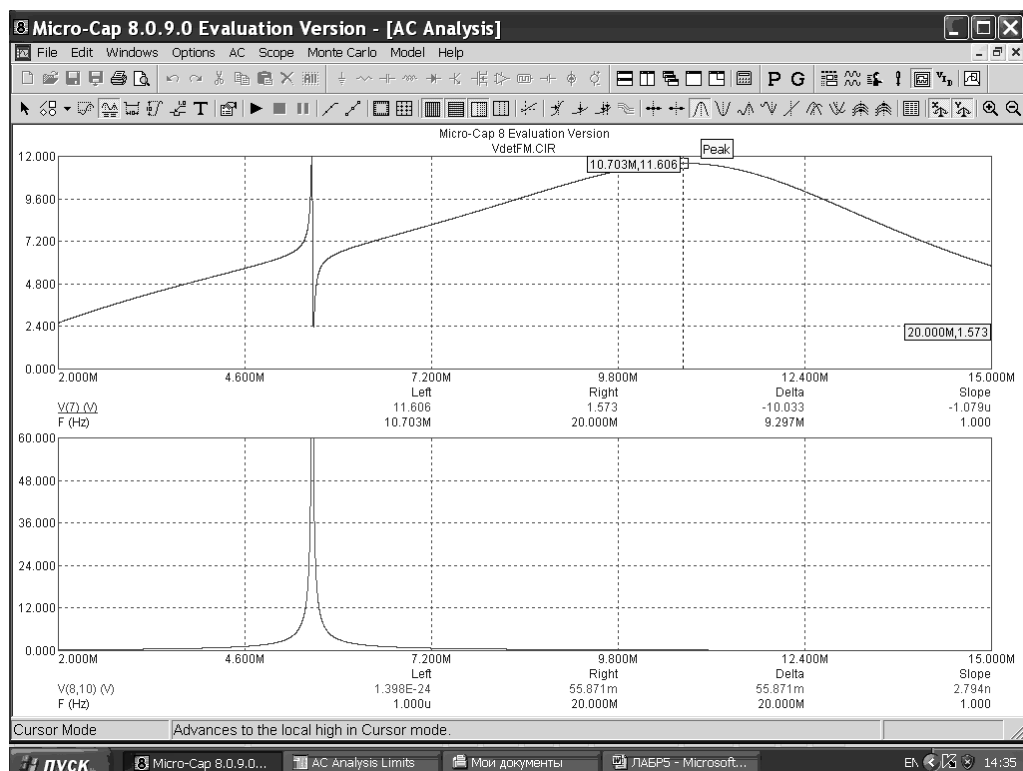


Рис. 5.20

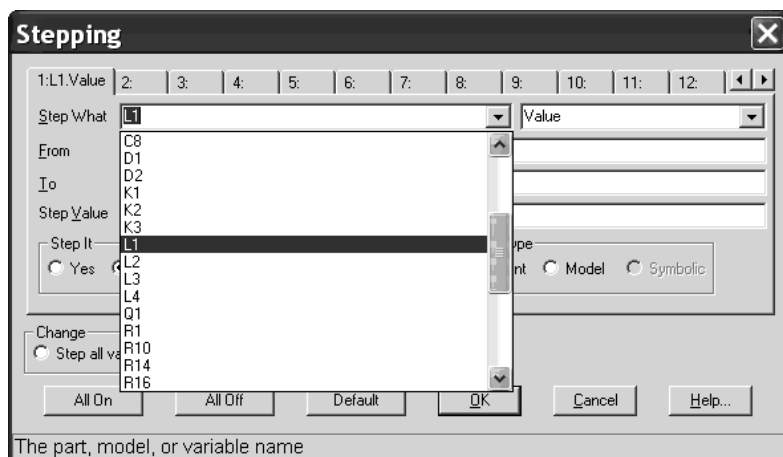


Рис. 5.21

параметров одновременно (Step all variables simultaneously). В первом случае существует возможность независимого выбора шага для каждого параметра. Во втором случае необходимо изменять варьируемые параметры с одинаковым шагом, что ограничивает анализ всего одним возможным вариантом. Кнопки в нижнем ряду All On, All Off включают режим варьирования (Step It)

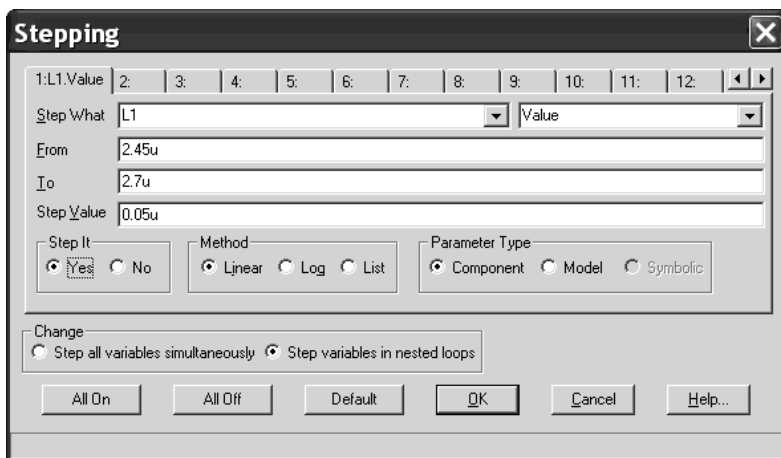


Рис. 5.22

перечисленных на всех закладках в режиме Stepping параметров. Кнопка Default по умолчанию задает изменение варьируемого параметра от половинного до двойного значения от его номинальной величины. Подтверждение выбранного режима анализа и вход в него осуществляется нажатием кнопки ОК. Для варианта значений индуктивности L1, указанного на рис. 5.22, получается семейство (рис. 5.23) кривых (последовательно войдя в режим AC и затем Run).

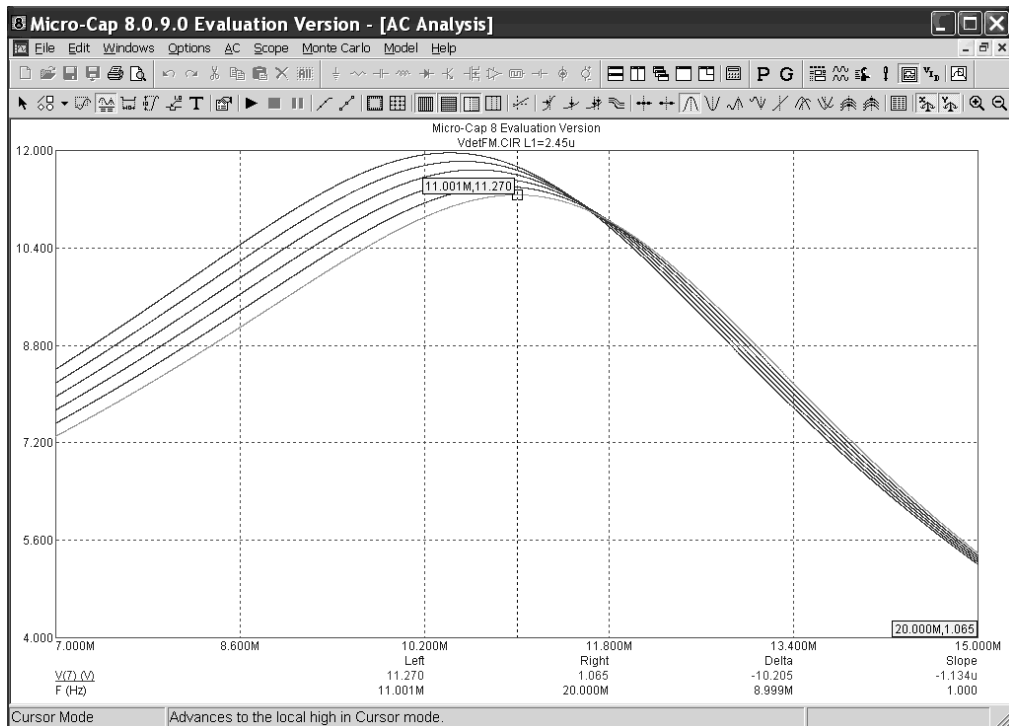


Рис. 5.23

Поскольку изменение резонансной частоты происходит в небольших пределах, то для достаточного заметного отличия АЧХ при различных значениях $L1$ изменены пределы анализа по частоте (введите коррекцию в подменю AC Analysis Limits — рис. 5.19). Для определения точного значения резонансной частоты первичного контура при пошаговом изменении индуктивности $L1$ необходимо последовательно выполнить (находясь в окне AC Analysis): нажать дважды на пиктограмму Peak (рис. 5.20), что поместит маркер с указанием максимального значения АЧХ и частоты, ей соответствующей, для одной из кривых. Значение параметра компонента указывается вверху семейства кривых, а соответствующая кривая выделяется цветом, нажать на пиктограмму Go To Branch (перейти на другой график) (рис. 5.23).

На выпадающем подменю (рис. 5.24) нажать кнопку разворачивающегося окна и курсором выбрать интересующее значение $L1$, нажать на кнопку Right (правый), затем закрыть подменю, нажав Close (при этом появляется второй, выделенный цветом график), двукратное нажатие на пиктограмму Peak помещает второй маркер на максимум второй выделенной цветом кривой.

Используя режим Stepping добиться отличия значения резонансной частоты контура каскада УПЧ от номинального 10,7 МГц не более чем на 10 кГц. Привести распечатку амплитудно-частотной характеристики для вычисленного значения $L1$, аналогичную рис. 5.20.

При выполнении п. 2.2.2 в первичном контуре устанавливается уточненное значение индуктивности $L1$, оставляя значения остальных компонентов

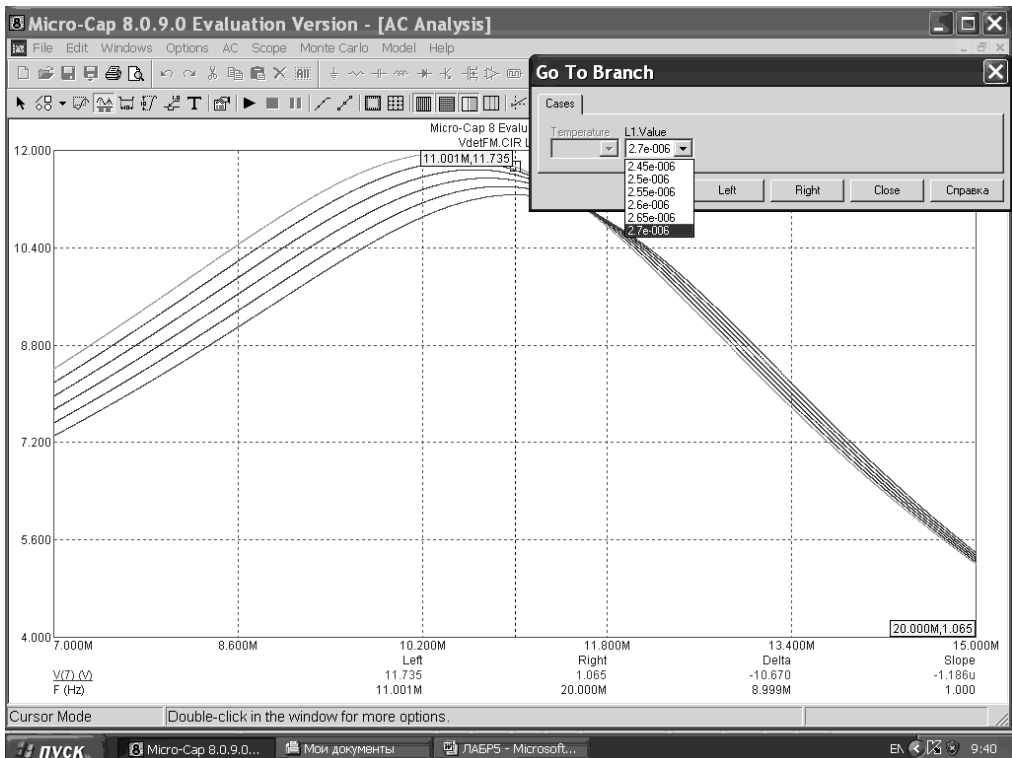


Рис. 5.24

принципиальной схемы ЧД как на рис. 5.1. Проводите расчет амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик, используя в качестве выходного, разностное напряжение на выходе ФСТ $V(8) - V(10)$. Характер выводимых на экран монитора зависимостей определяется подменю AC Analysis Limits (рис. 5.25).

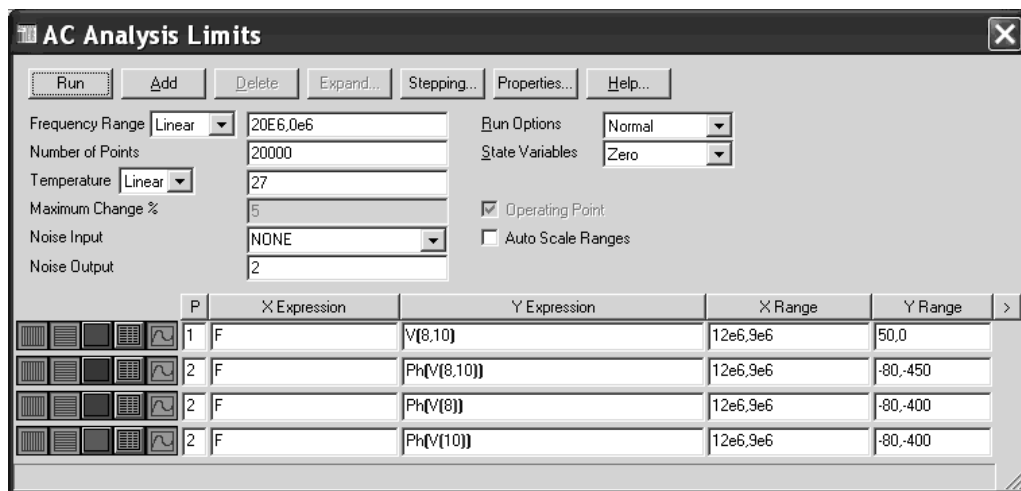


Рис. 5.25

Для некоторого значения величины индуктивности второго контура ($L2 + L3$, значения индуктивностей $L2 = L3 = 1,64$ мкГн) характер рассчитанных кривых имеет вид (рис. 5.26).

Используя маркер определите значение резонансной частоты на АЧХ контура (f_p) и фазового сдвига на этой частоте ($Ph(V(8,10))$), измерьте значения частоты, соответствующие максимуму (минимуму) каждой из ФЧХ в узлах 8 и 10 по ним определите по среднее значение частоты (f_{cp}) и величину фазового сдвига на ней ($Ph(f = f_{cp})$). Полученные результаты занесите в таблицу 1. Определение максимального и минимального значений фазы напряжений $V(8)$, $V(10)$ можно упростить, представив их в отдельных системах координат и используя маркер.

Таблица 1

L2, мкГн	f_p , МГц	$Ph(f = f_p)$, град	f_{cp} , МГц	$Ph(f = f_{cp})$, град	Π , кГц	K_r , %
1,64						
1,658						

Повторите эксперимент для величины индуктивности $L2 = L3 = 1,658$ мкГн. Установить новое значение индуктивностей второго контура можно используя процедуру удаления: активизируя режим редактирования Select Mode → нажать левую кнопку мыши, на удаляемом компоненте → нажать на пиктограмму удаления (ножницы) на панели инструментов. Затем, ис-

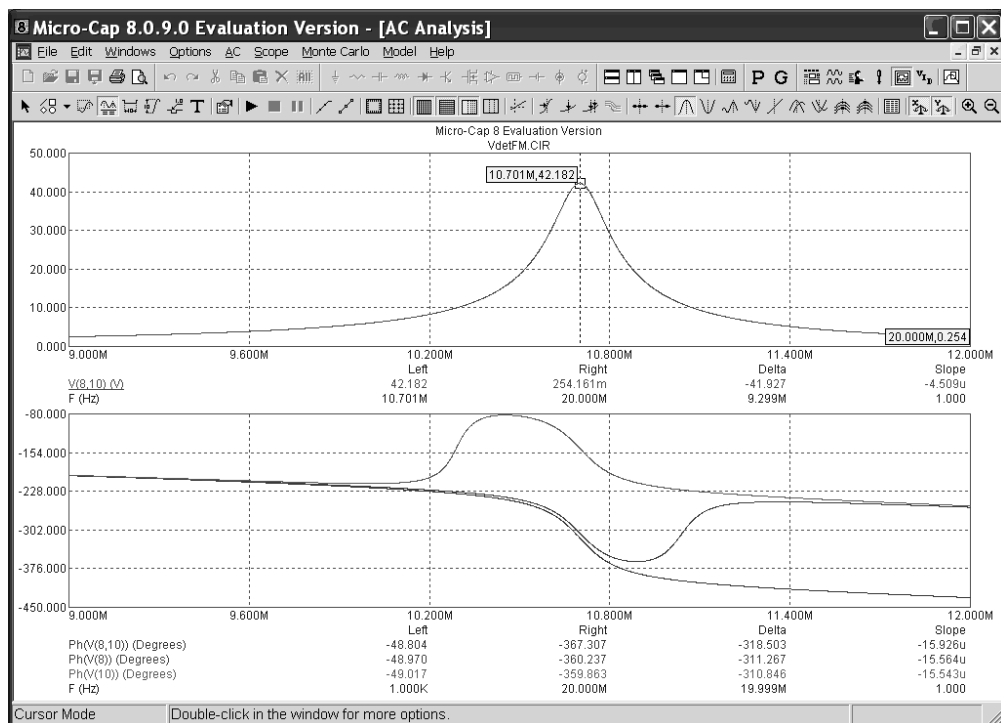


Рис. 5.26

пользуя строку основных компонентов (рис. 5.2), введите индуктивность с новым значением ее величины. Результаты моделирования занесите в таблицу 1.

Выполнение п. 2.2.3 основано на использовании методики, применявшейся при выполнении п. 2.2.1. Амплитудно-частотная характеристика каскада УПЧ, нагруженного на контур ЧД, для указанных на рис. 5.1 значениях компонентов получается при задании на подменю AC Analysis Limits пределов анализа (рис. 5.27).

Полоса пропускания каскада по уровню $0,707K_{\max}$ определяется после нахождения максимального значения АЧХ с помощью пиктограммы Peak (рис. 5.20) и, определенного по нему, требуемого уровня (рис. 5.28).

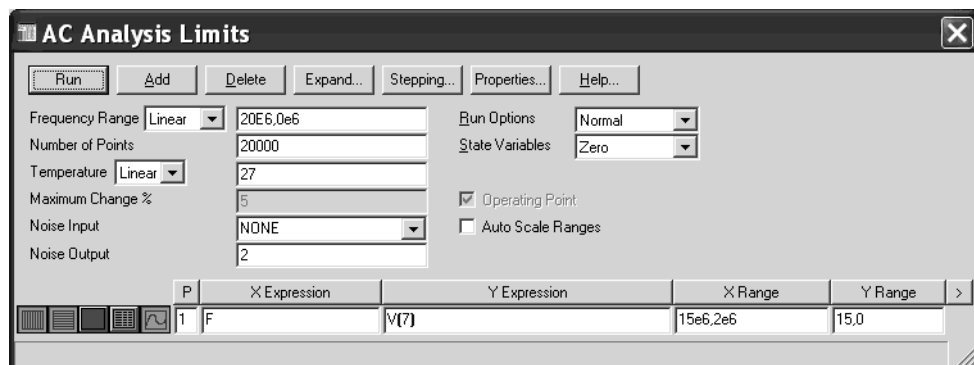


Рис. 5.27

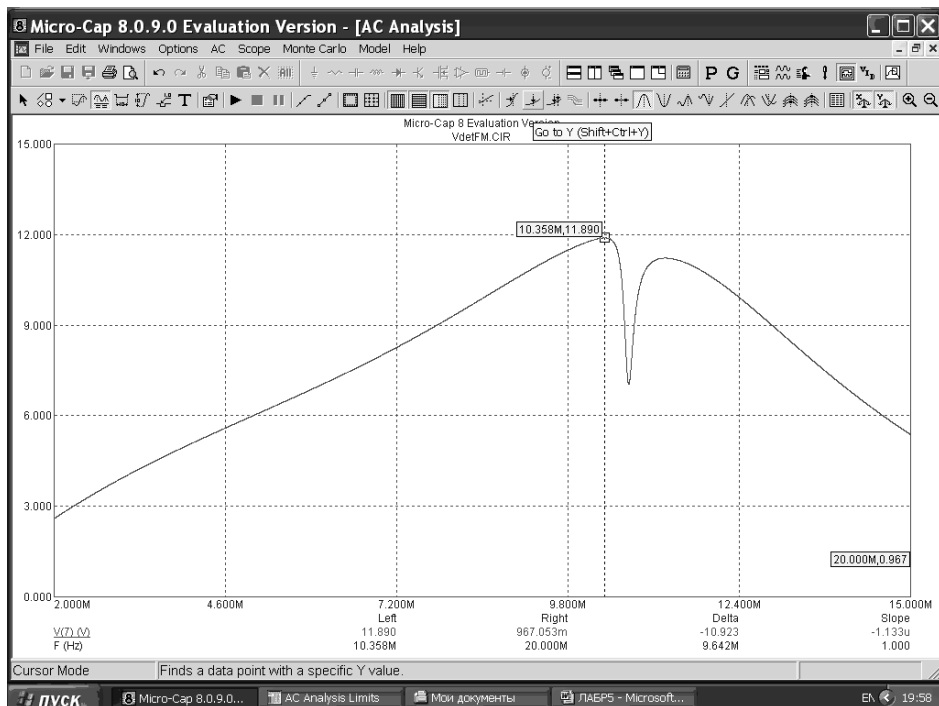


Рис. 5.28

Вычисленный уровень указывается на выпадающем подменю после нажатия пиктограммы *Go to Y*. На подменю *Go to Y* (рис. 5.29) в строке Value указывается значение $0.707Y_{\max}$ ($0,707 V(7)$) и нажатием на кнопку *Right* последовательно устанавливается правый маркер в точках, соответствующих указанному значению. Это позволяет легко определить значение полосы пропускания каскада УПЧ (П), отсчитав крайнее левое и крайнее правое, значения частот.

Установив значения $L2 = L3 = 1,658$ мкГн повторить эксперимент. Результаты свести в таблицу 1.

Исследование временных характеристик ЧД проводят при действии на входе ЧМ сигнала. Модель генератора ЧМ сигнала можно задать аналитическим выражением или использовать модели генераторов, входящих в библиотеку MC8, с соответствующей коррекцией.

Модель генератора выбирают во встроенной библиотеке, войдя в команду *Component* в меню главного окна и затем, на выдвигающихся вправо подменю, последовательно: *Analog Primitives* → *Waveform Sources* → *Voltage Source* (рис. 5.30). Нажатием левой кнопки мыши на активизированную строку *Voltage Source* входим в подменю задания параметров модели независимого источника.

Содержание верхней части подменю (рис. 5.31) *Voltage Source: Voltage Source* по содержанию аналогично использовавшихся ранее при вводе компонентов принципиальной схемы и источника гармонического сигнала. Ряд закладок, расположенных под функциональными кнопками, позволяет выби-

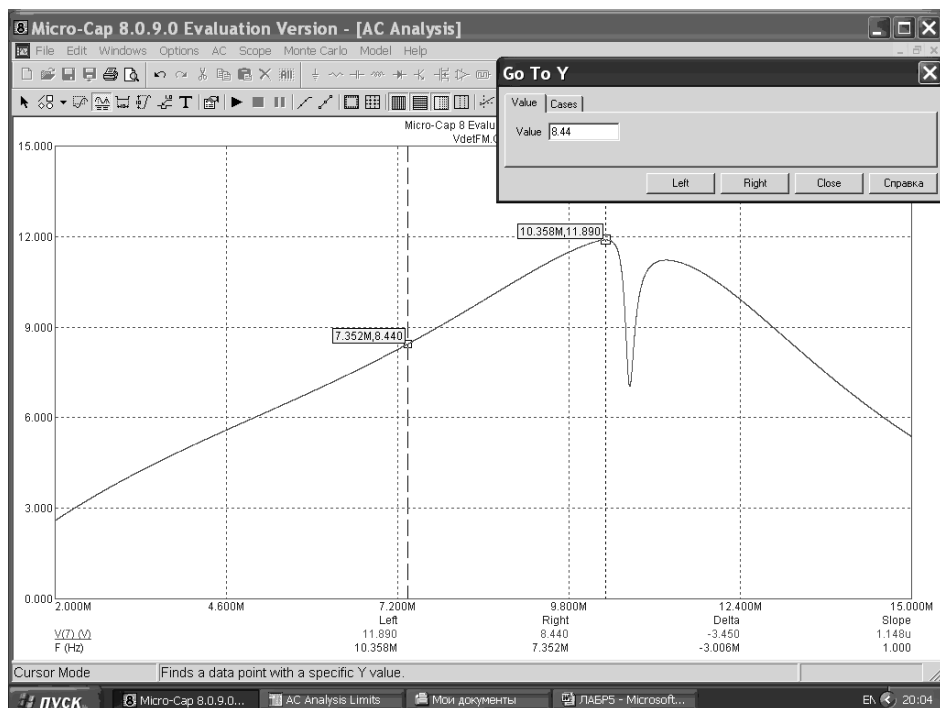


Рис. 29

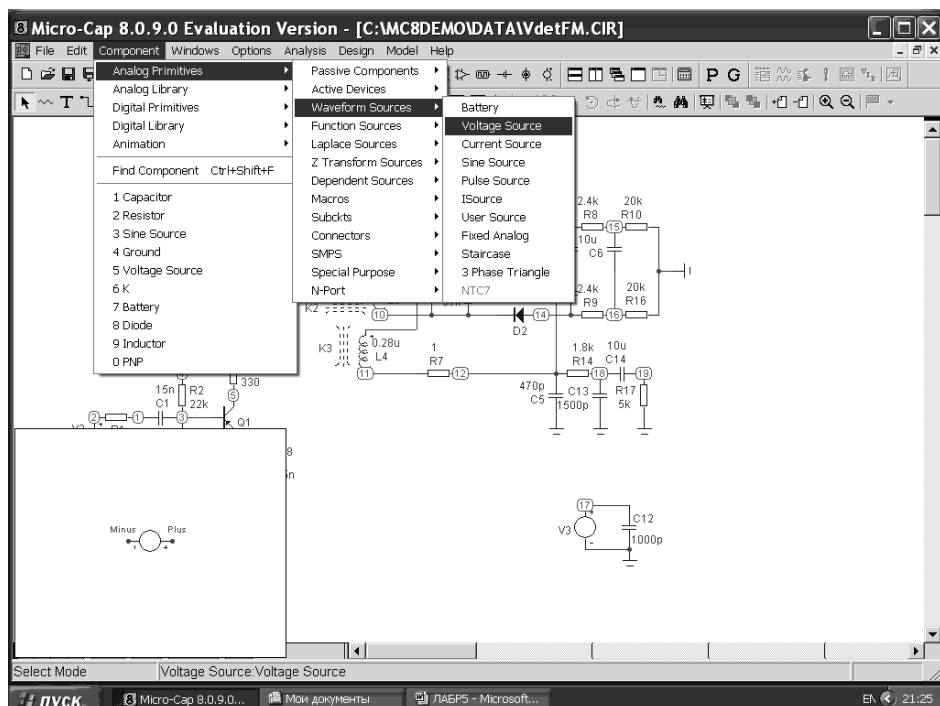


Рис. 5.30

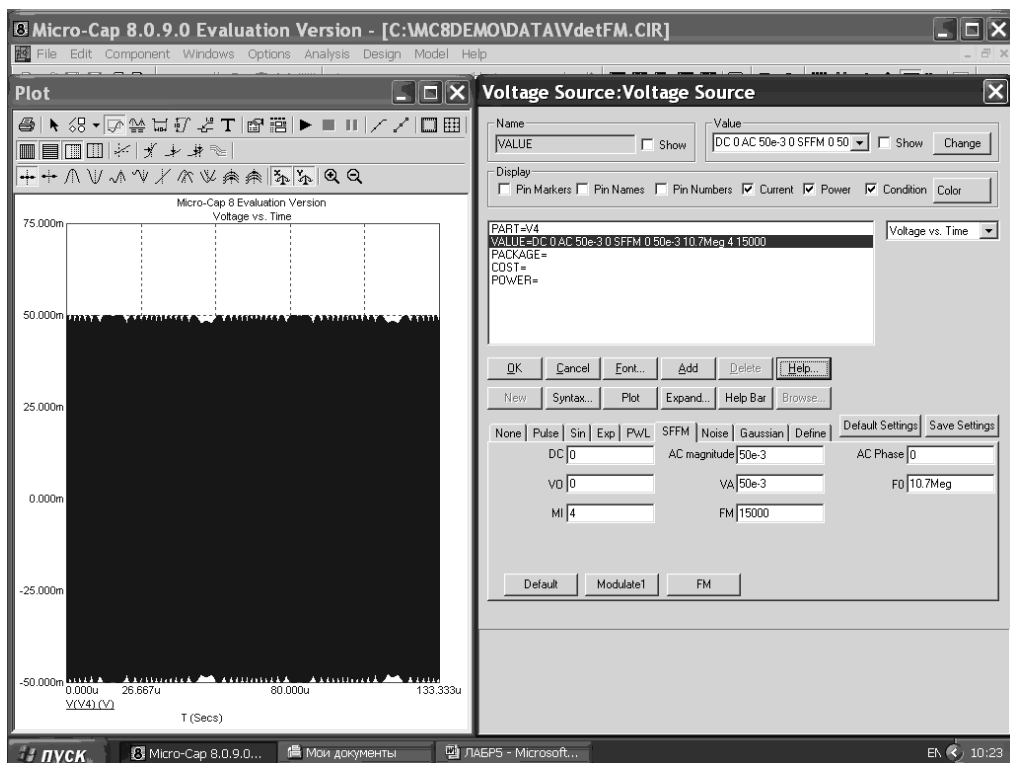


Рис. 5.31

рать модели источников различных типов сигналов (None — источник постоянного напряжения, заданной величины, Pulse — источник сигнала по форме близкой к прямоугольной с конечным временем нарастания и спада, Sin — источник гармонического сигнала, Exp — источник импульсного сигнала, процесс установления и спада которого, описывается экспонентой, PWL — Piece Wise Linear type — источник, форма сигнала которого описывается отрезками прямых, Noise — источник шумоподобного сигнала, Gaussian — источник импульсного сигнала, форма которого определяется законом Гаусса, Define — источник сигнала, закон изменения которого определяется пользователем). Закладка SFFM — Single Frequency FM type (источник ЧМ сигнала при модуляции несущей гармоническим сигналом) — открывает описание параметров источника, где:

DC — амплитуда напряжения, используемая при анализе свойств схемы на постоянном токе;

AC magnitude — амплитуда несущего колебания, используемая при моделировании процессов в частотной области;

AC phase — начальная фаза несущего колебания при моделировании процессов в частотной области;

V0 — напряжение смещения;

VA — амплитуда несущего колебания, используемая при анализе схемы во временной области;

F0 — частота несущего колебания;

MI — индекс модуляции;

FM — частота модуляции.

Выражение, определяющий выходное напряжение генератора:

$$v(t) = V0 + VA * \sin(2 * \pi * f0 * TIME + m_i * \sin(2 * \pi * f_m * TIME)),$$

где TIME — время анализа переходных процессов.

Нажатие на кнопку Default присваивает значения указанных параметров по умолчанию, Modulate 1 — модуляция несущей тоном с частотой fm, FM — вид модуляции (частотная).

Новые параметры, вместо значений, представленных программой по умолчанию, вводятся при помещении курсора в окно (рис. 5.31) соответствующего параметра (V0, VA и т. д.) и замене на требуемое значение. Осциллограмму сигнала генератора, включенного на входе детектора, и, использующегося для получения переходных характеристик в различных узлах ЧД, можно наблюдать на экране монитора, нажав на кнопку Plot (кнопка расширения окна содержит надпись Voltage vs. Time — временная зависимость напряжения).

Принципиальная схема дробного ЧД при включении на его входе генератора с ЧМ сигналом имеет вид (рис. 5.32).

Для выполнения п. 2.2.4 необходимо войти в режим анализа временных характеристик выбрав команду Analysis в меню главного окна и на выпадающем подменю — строку Transient (рис. 5.33).

На выпадающем подменю Transient Analysis Limits (рис. 5.34) указываем параметры, определяющие процедуру анализа и вид выводимых кривых.

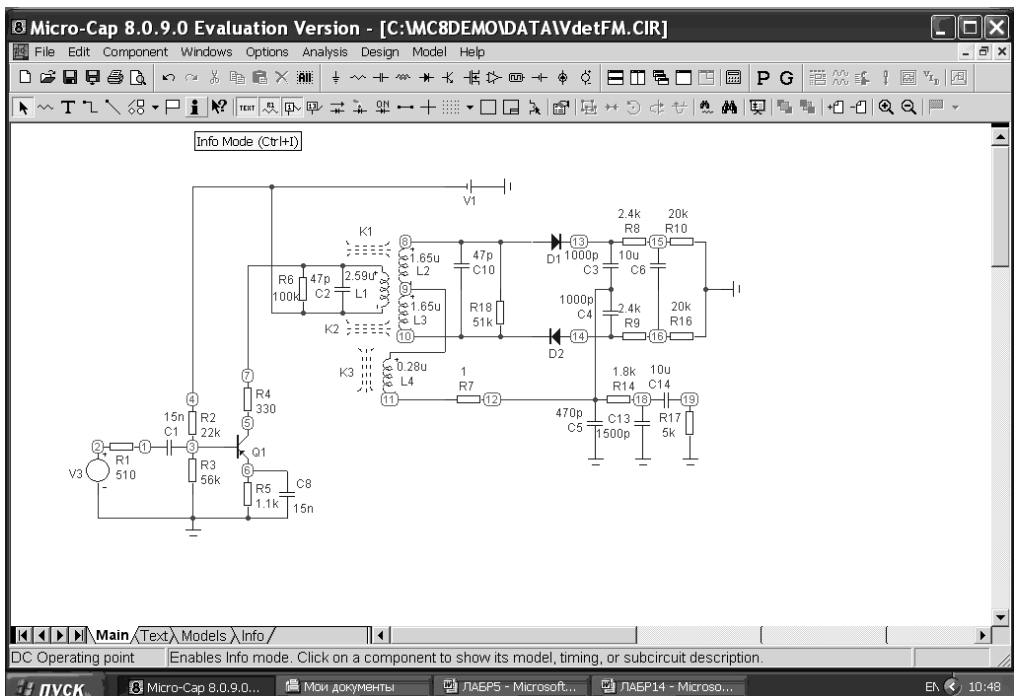


Рис. 5.32

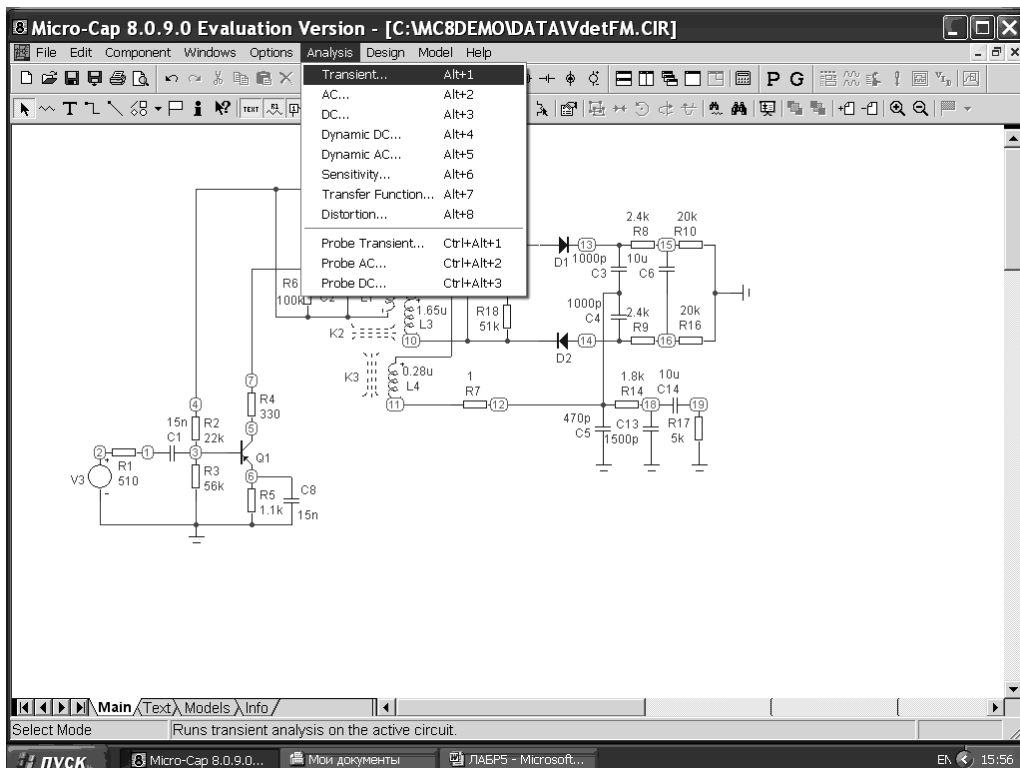


Рис. 5.33

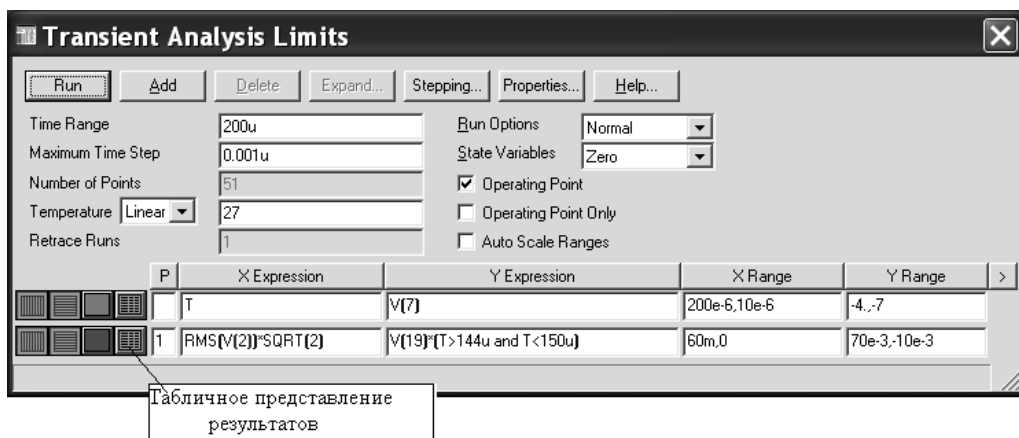


Рис. 5.34

Командные кнопки в верхнем ряду подменю означают:

Run — вход в режим анализа;

Add — добавить (строку внизу подменю) график, выводимый на экран монитора;

Delete — удалить (не выводить график) строку;

Expend — расширить объем текстовой информации размещаемой в диалоговом окне для редактирования или просмотра. Для использования этого признака курсор помещают в подлежащем редактированию текстовом поле, нажимают левую кнопку мыши и затем кнопку Expand;

Stepping — проводить анализ для ряда значений параметра выбранного компонента (модели);

Properties — вызывает диалоговое окно, которое позволяет управлять режимом анализа и вывода кривых на дисплей;

Help — режим помощи.

Левая колонка подменю определяет числовые пределы:

Time Range — верхний предел времени моделирования;

Maximum Time Step — максимальный шаг интегрирования;

Number of Points — число точек выводимых на печать (если задается такой режим);

Temperature — кнопка разворачивающегося окна определяет закон, по которому задается изменение температуры устройства в процессе анализа (пределы анализа задаются в строке справа);

Retrace Run — определяет кратность проводимого анализа (когда указывается опция Retrace в строке State Variables раскрывающегося окна).

В правом столбце подменю задаются опции кривых.

Run Options — на раскрывающемся окне выбираются режимы:

Normal — процесс моделирования заканчивается выводом на экран монитора (без записи на жесткий диск);

Save — процесс моделирования заканчивается записью результатов на жесткий диск в файл с расширением .TSA;

Retrieve — результаты моделирования, проведенного ранее, и записанного на диск, воспроизводятся на экране монитора как после процесса моделирования;

State Variables — на раскрывающемся окне выбираются начальные значения для процесса моделирования;

Zero — задаются нулевые значения напряжений в узлах и токи через индуктивности;

Read — в качестве исходных задаются предварительно записанные данные;

Leave — начальными являются текущие значения предыдущего расчета, а для первого расчета выбираются нулевые начальные условия;

Retrace — обеспечивает повторение расчета столько раз, сколько указано в строке Retrace Run;

Operating Point — нажатая кнопка против этой опции предвещает любой анализ расчетом по постоянному току;

Operating Point Only — нажатие кнопки обеспечивает расчет параметров устройства только по постоянному току;

Auto Scale Ranges — нажатая кнопка обеспечивает автоматический выбор масштаба для всех выводимых кривых;

Опции кривых

Две крайние слева пиктограммы, определяют изменение масштаба выводимой переменной вдоль оси X или Y, соответственно. Нажатие на пиктограмму позволяет выбирать линейный или логарифмический (Log/Linear) законы изменения по осям. Устанавливаемый порядок изменения масштаба действует только на одной строке.

Следующая пиктограмма на каждой строке позволяет выбирать цвет кривой, выводимой на экран. Нажатие на пиктограмму обеспечивает доступ к меню цвета, содержащему 64 цвета. Цвет пиктограммы соответствует выбранному цвету для кривой, выводимой на экран.

Последняя пиктограмма (Numeric Output) в нажатом положении формирует цифровой файл с расширением.TNO, в виде таблицы результатов расчета кривой. Число выводимых значений определяется цифрой, указанной в строке Number of Points числовых пределов.

Plot Group — колонка (P) определяет порядковый номер системы координат, в которой будет выводиться кривая. Одновременно может выводиться от 1 до 9 графиков в своей системе координат. Присвоение одной цифры нескольким строкам позволяет получать несколько графиков в одной системе координат.

Expressions — выражения, определяющие тип переменной (или выражения), выводимой по каждой оси. Допустимые при временном анализе переменные можно выбрать на выпадающем подменю, нажав правую кнопку мыши (рис. 5.35). По оси абсцисс (XExpression) обычно в качестве перемен-

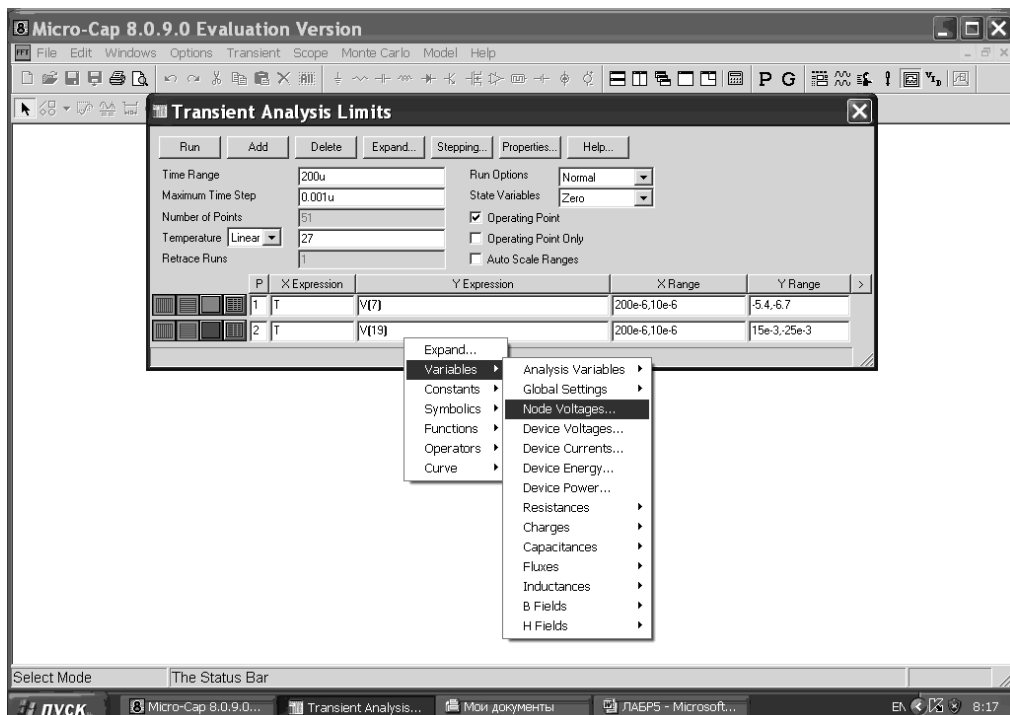


Рис. 5.35

ной выбирают время (T), а по оси ординат (YExpression) из предлагаемого перечня переменных (например, напряжений в узлах).

Пределы значений переменных, выводимых на экран, и шаг масштабной сетки указывается в колонках XRange, YRange, если не используется автоматический выбор пределов изменения переменных и шага сетки (нажата кнопка Auto Scale Ranges). Вначале указывается верхнее значение, затем нижнее. Шаг сетки можно не указывать.

Для указанных на рис. 5.34 и рис. 5.35 параметров моделирования начальный участок переходных характеристик, описывающий нестационарный процесс в узлах 7 и 19, на экран не выводится. Достаточно большой интервал моделирования (200 мкс) выбран для снижения влияния нестационарных процессов на спектр амплитуд выходного напряжения.

Результаты моделирования во временной области в узлах 7 и 19 принципиальной схемы ЧД (рис. 5.32) при действии на входе ЧМ сигнала представлены на рис. 5.36.

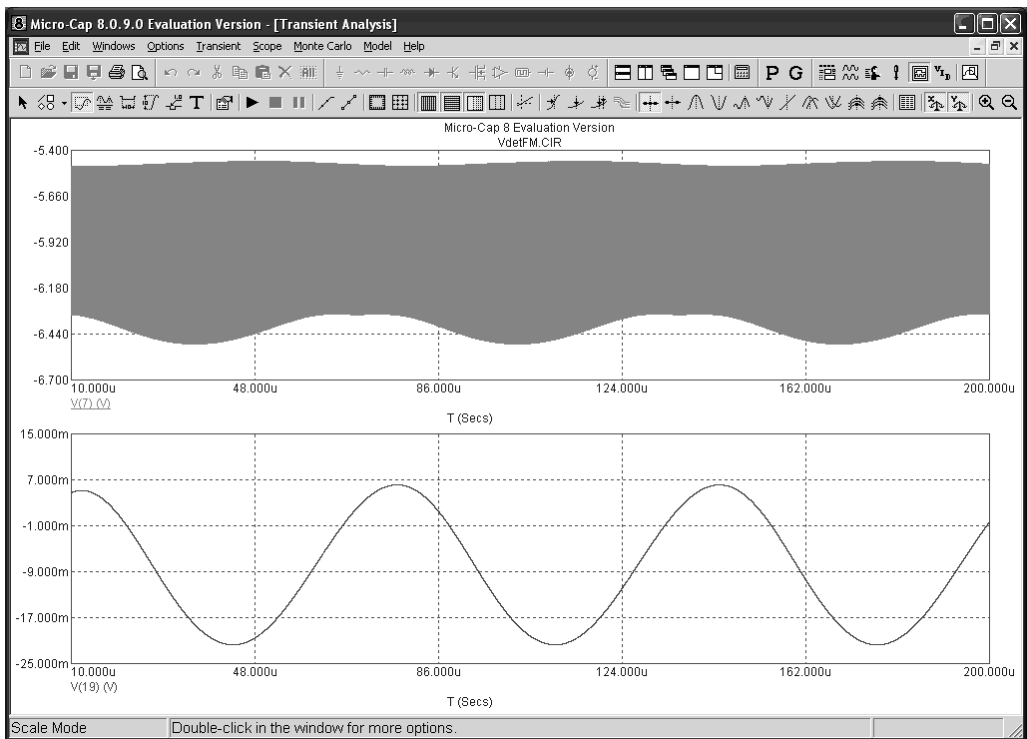


Рис. 5.36

Для получения амплитудного спектра выходного напряжения и определения коэффициента гармоник воспользуемся встроенной процедурой быстрого преобразования Фурье (FFT). По завершению процесса моделирования в окне главного меню выбираем команду Transient и на выпадающем подменю выбираем строку FFT Windows и режим добавления окна (Add FFT Window), содержащего частотные характеристики указанного процесса (рис. 5.37). На

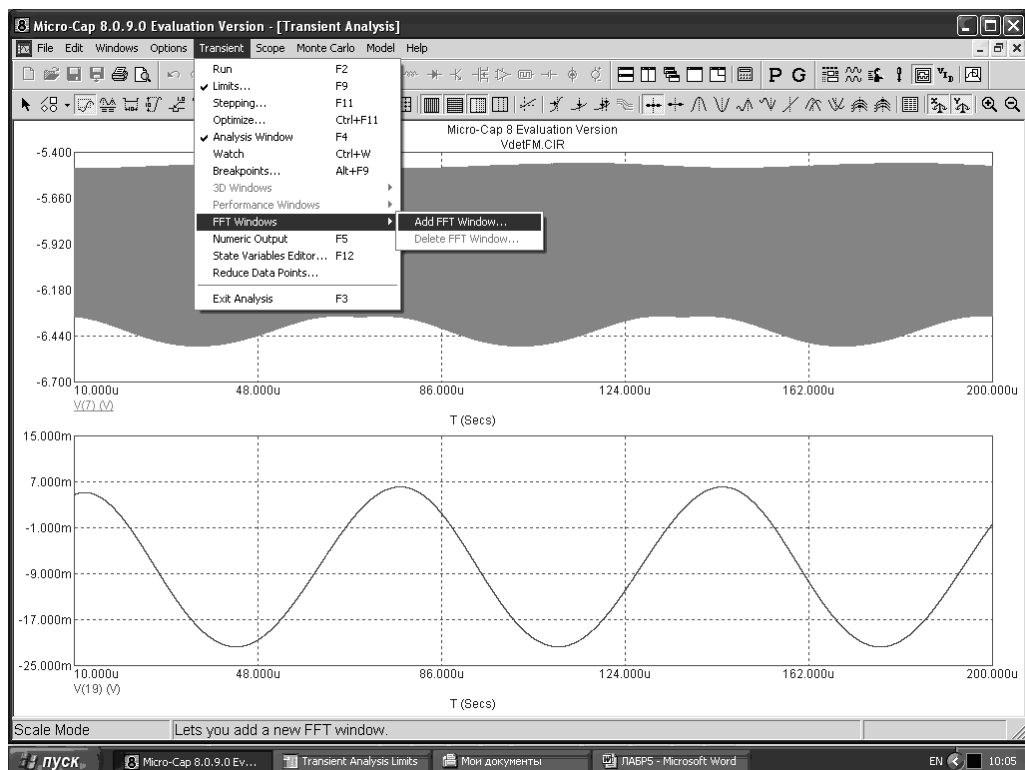


Рис. 5.37

выпадающем подменю Properties (свойства) выбираем закладку Plot (рис. 5.38). В левом окне (Curves) укажем спектр какого напряжения будем находить (Harm(V(19))). Для этого в рамке What To Plot (что выводить на рисунок) нажмем радиокнопку (Mag-амплитуда) и в раскрывающемся окне Expression выберем V(19). Выбрав режим вывода на экран (Show) амплитудного спектра (Curve) одним графиком (на раскрывающемся окне в рамке Plot Group выбирается цифра 1), в рамке Title указываем автоматическое присвоение спектру амплитуд в узле 19 обозначения Harm(19)). Нажав на кнопку Add, указываем на вывод перечисленных в окне зависимостей на экран монитора. Подтверждением завершения ввода информации является нажатие кнопки OK.

Спектр амплитуд выходного напряжения в узле 19 представлен на рис. 5.39.

Для оценки коэффициента гармоник воспользуемся маркером, нажав на пиктограмму Peak. Установив маркер вблизи значения модулирующей частоты (12—14 кГц на оси абсцисс), нажав на левую кнопку мыши определяем значение амплитуды первой гармоники в выходном сигнале (на частоте 15 кГц). Амплитуду второй гармоники можно определить таким же образом или использовать правый маркер. Для этого, оценив значение амплитуды первой гармоники, нажать на пиктограмму Go To X (рис. 5.40) и на закладке Go To X в рамке Value установить значение частоты второй гармоники (30 кГц) и правый маркер укажет значение амплитуды второй гармоники. Составляющими

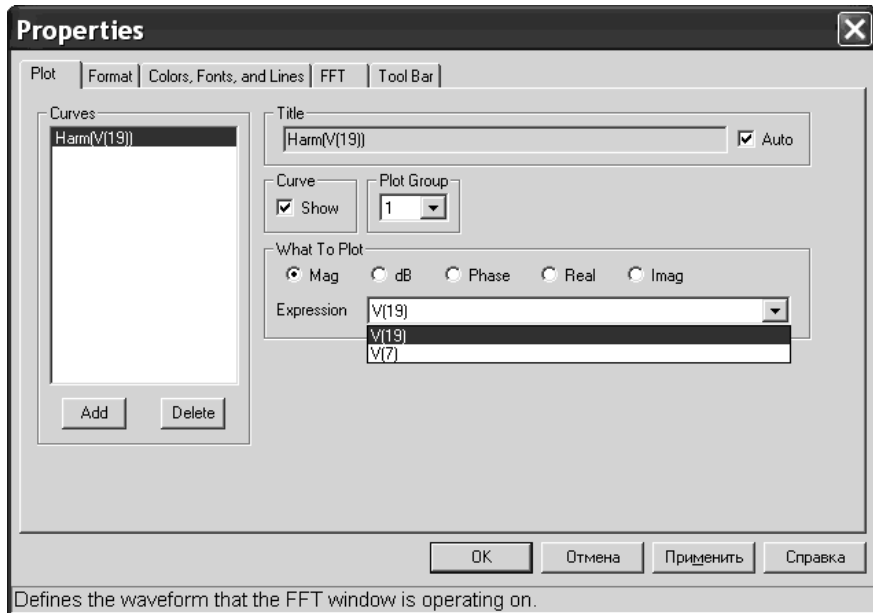


Рис. 5.38

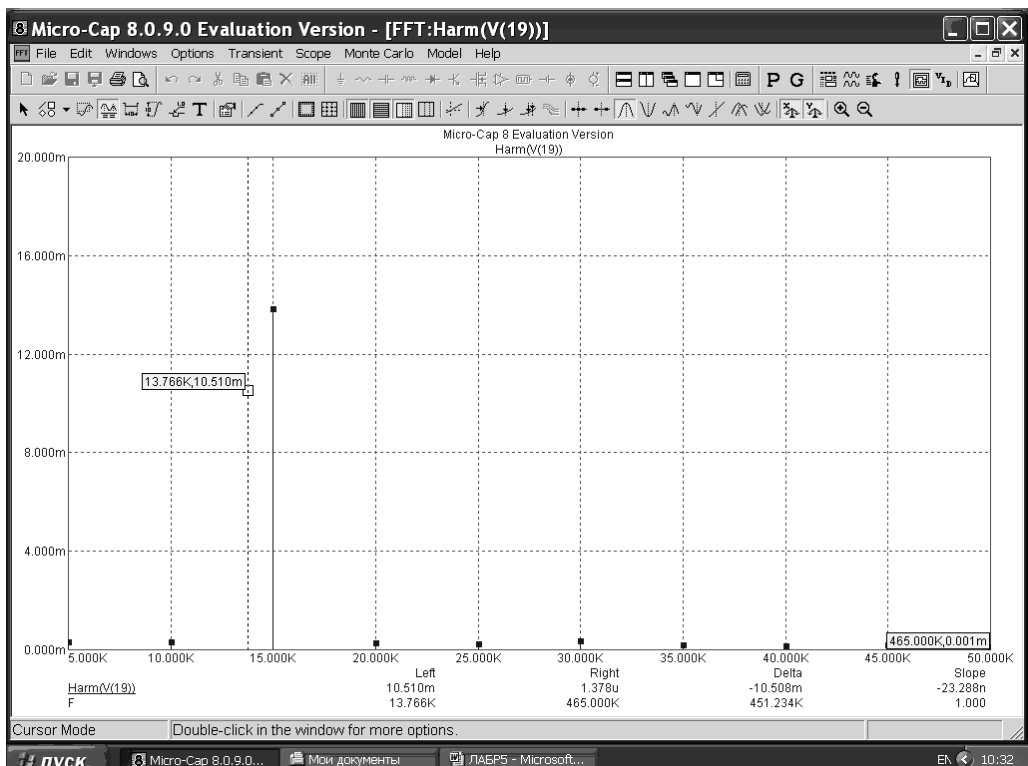


Рис. 5.39

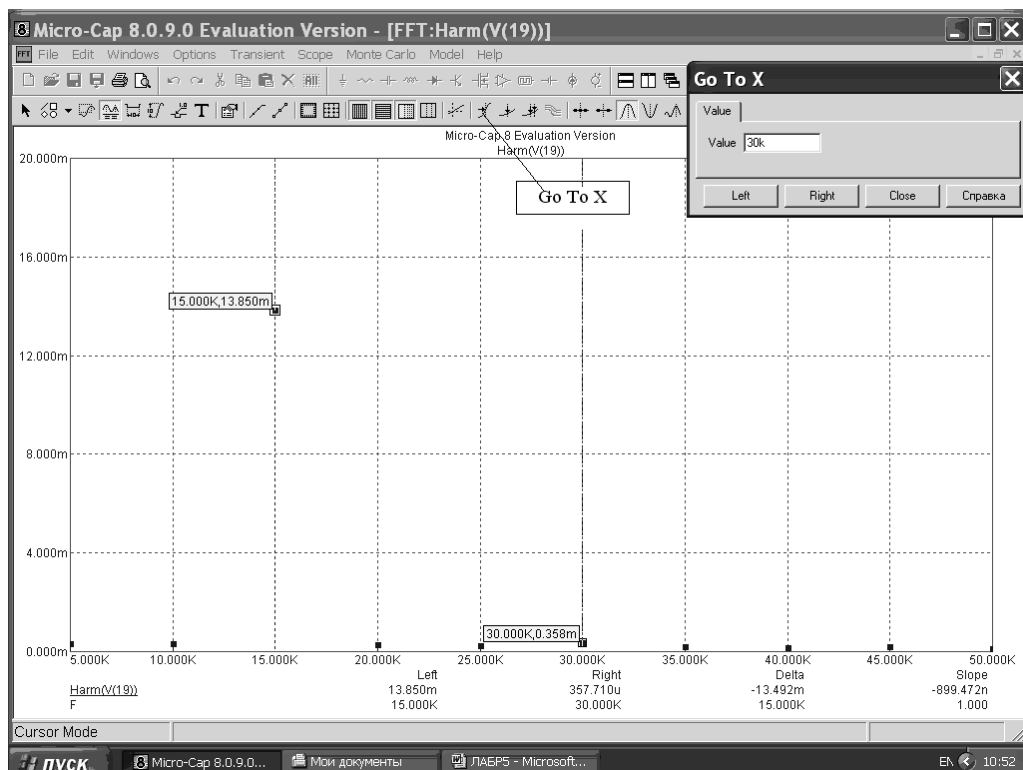


Рис. 5.40

спектра более высокой кратности можно пренебречь. Результаты занесите в таблицу 1.

Проделанные выше расчеты амплитудного спектра выходного напряжения проводились для условий, описанных на закладке FFT подменю Properties (рис. 5.41), где определяются верхний (Upper Time Limit) и нижний (Lower Time Limit) пределы анализа выходного напряжения во времени, а также число точек (Number of Points) на этом интервале (выбирается стандартным). Увеличение числа точек приводит к увеличению времени анализа переходных характеристик. Режим автоматического (Auto Scaling) выбора масштаба (Auto Scale First) по оси абсцисс (оси частот) определяет количество выводимых на экран монитора составляющих спектра амплитуд (10 гармоник) с включением постоянной составляющей (Include DC Harmonic) или без нее. Кнопка Default выводит на монитор ограничения, задаваемые программой по умолчанию, при которых проводится анализ. Нажатие на кнопку Set Default позволяет редактировать, вводимые по умолчанию ограничения, для конкретной схемы (следует пользоваться с осторожностью).

Вычислите значение коэффициента гармоник при значении индуктивности вторичного контура $L_2 = L_3 = 1,658$ мкГн. Результаты расчета занесите в таблицу 1.

Для выполнения п. 2.2.5 необходимо провести подобные расчеты при различных значениях коэффициента связи, указанных в задании, между катуш-

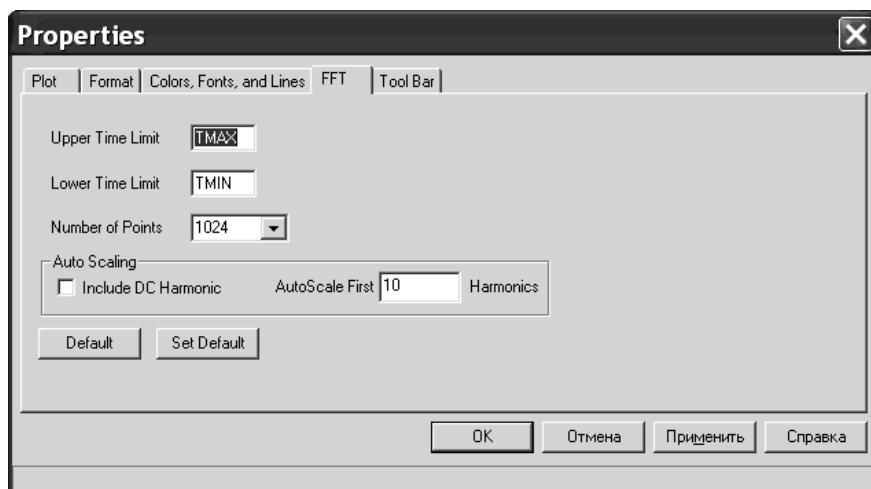


Рис. 5.41

кой индуктивности первичного контура (L1) и катушкой связи (L3). Новое значение коэффициента связи можно задавать используя пиктограмму Info Mode (рис. 5.32). Поместив курсор на пиктограмму, нажатием на левую кнопку мыши заменяем курсор символом I. Поместив его на обозначение трансформатора K3 и, нажав левую кнопку мыши на выпадающем меню параметров трансформатора, K: Mutual inductance/Nonlinear magnetics core model (рис. 5.7) активизируем в левом окне меню строку Coupling. Появившееся в рамке Value значение коэффициента связи, заменяется на новое и, нажатием кнопки ОК, подтверждается замена. Результаты моделирования вносим в таблицу 2.

Таблица 2

Изменяющийся параметр	Значение параметра	Амплитуда выходного напряжения, В
Коэффициент связи L1 → L4, $\kappa_{св}$	0,99	
	0,9	
	0,8	
	0,7	
Частота несущего колебания f, МГц	10,7	
	10,75	
	10,8	
	10,85	
	10,9	
	10,95	
	11,0	
	11,05	

Для выполнения п. 2.2.6 необходимо подать на вход каскада ЧД амплитудно-модулированный сигнал, моделирующий паразитную АМ. В качестве источника воздействия выберем независимый источник напряжения с 30 % АМ (без ЧМ). Для этого в меню главного окна выбираем команду Component и затем на выпадающих вправо подменю последовательно Analog Primitives → Function Sources → NFV (рис. 5.42).

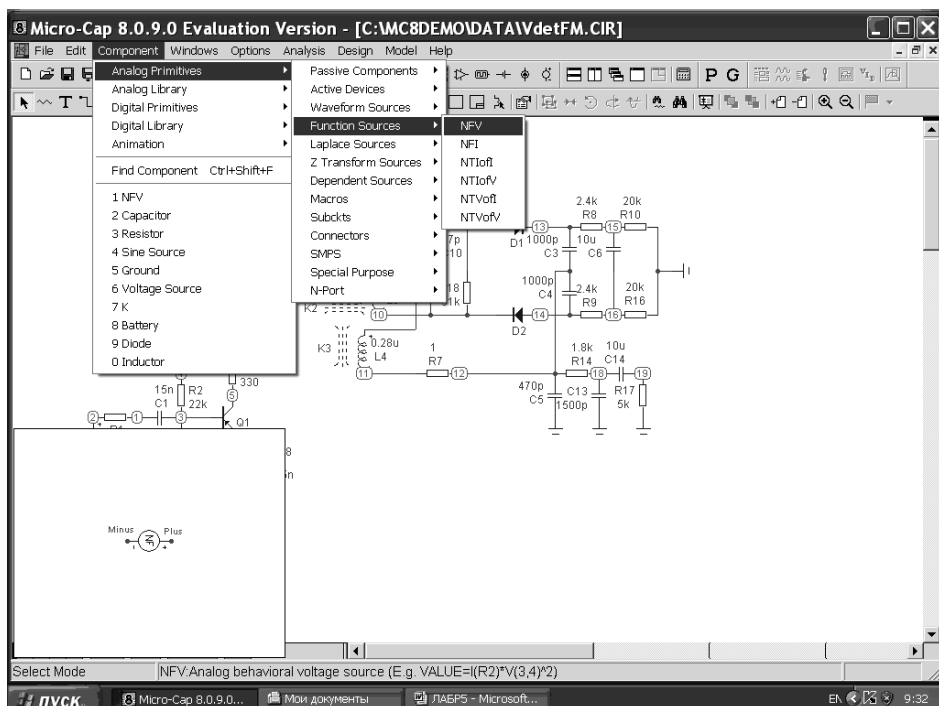


Рис. 5.42

На выпадающем подменю NFV: Analog behavioral voltage source (рис. 5.43), обладающем типовым описанием источника сигнала (рис. 5.14), в активной строке VALUE вводится аналитическое выражение, описывающее закон изменения амплитуды сигнала при модуляции тоном с частотой 1000 Гц и частотой несущего колебания 10,7 МГц. Строка DERIVATIVE (производная) принимается по умолчанию. Форма входного воздействия выводится на экран монитора при нажатии на кнопку раскрывающегося окна Plot (рис. 5.43).

Измерение амплитуды выходного колебания на нагрузке (V(19)) осуществляется в конце моделирования переходного процесса (Transient Analysis, рис. 5.36) с использованием маркеров, оценивающих максимальное и минимальное значение процесса на последнем периоде выходного сигнала (двойное значение амплитуды, рис. 5.44). Результаты моделирования заносятся в таблицу 2. Для изменения частоты несущего колебания входят в подменю параметров модели входного сигнала (NFV). В активированной строке VALUE заменяют значение частоты на требуемое, подтверждая это нажатием на кнопку ОК (возможна коррекция значений пределов анализа по времени и по ве-

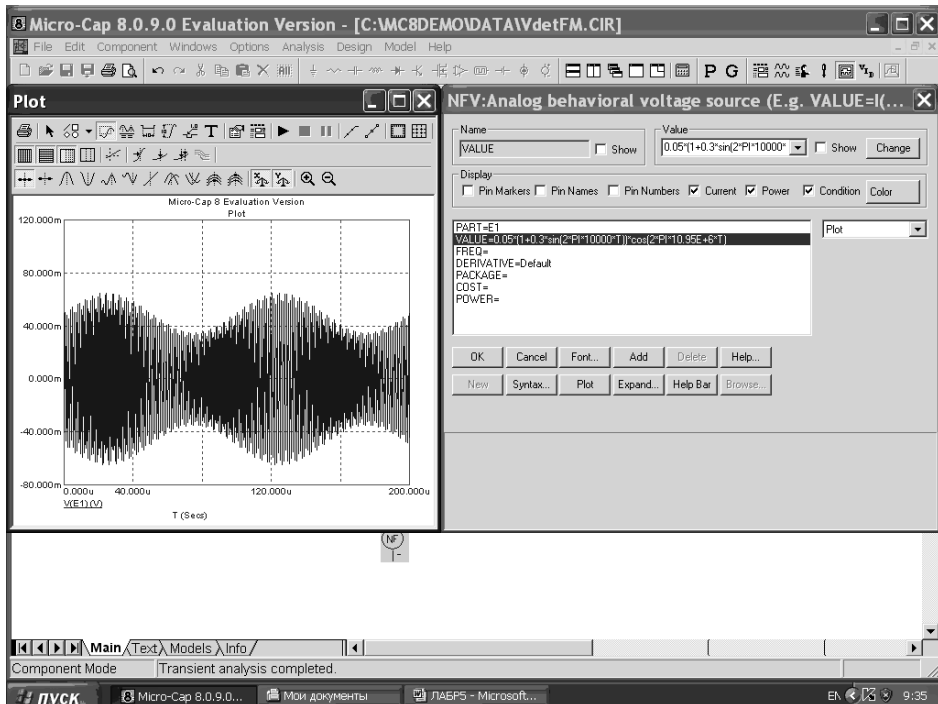


Рис. 5.43

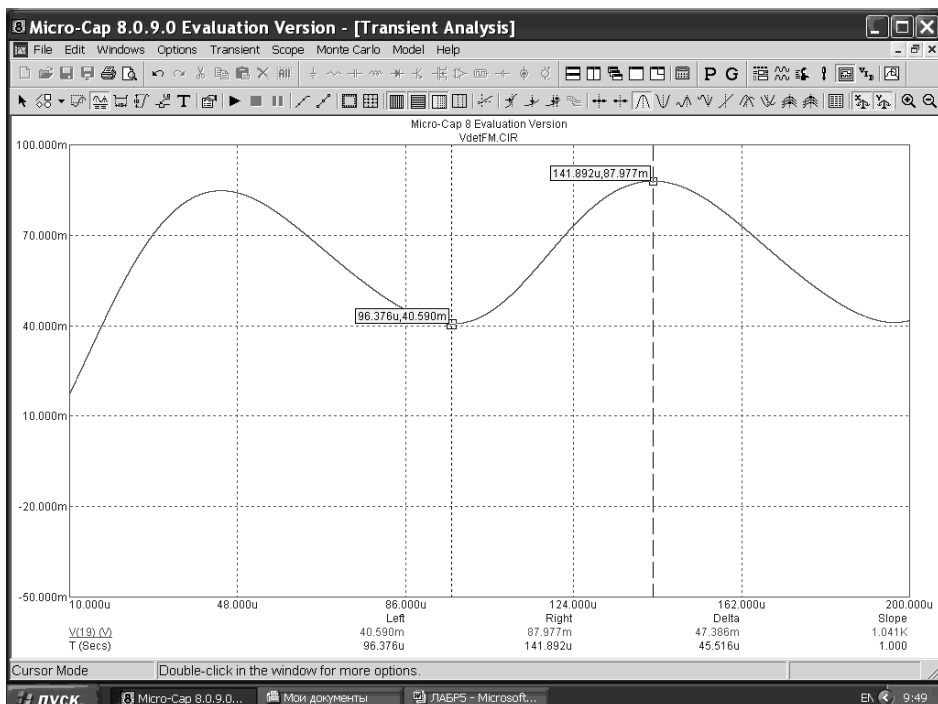


Рис. 5.44

личине выходного напряжения). Результаты моделирования заносятся в таблицу 2.

Для выполнения п. 2.2.7 необходимо включить на вход ЧД генератор ЧМ сигнала (рис. 5.30). Последовательно входя в режим Transient Analysis → Stepping нажатием на кнопку открывающегося окна в строке Step What активизируем строку V3, а в правом раскрывающемся окне выбираем sffm.va (амплитуда несущего колебания, при моделировании во временной области) для значения частоты несущего колебания $f = 10,7$ МГц (рис. 5.45).

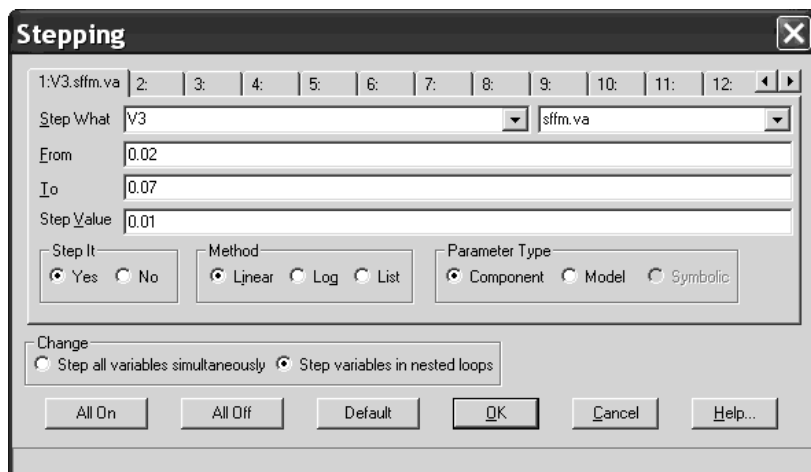


Рис. 5.45

Возвращаясь в подменю Limits меню Transient Analysis, указываем пределы анализа (по оси абсцисс будут откладываться значения амплитуды источника входного сигнала а по оси ординат — значения амплитуды сигнала на выходе ЧД на достаточно малом отрезке времени (рис. 5.46). (Следует заметить, что расчет сигнала на выходе ЧД для одного значения амплитуды входного сигнала составляет примерно минуту.)

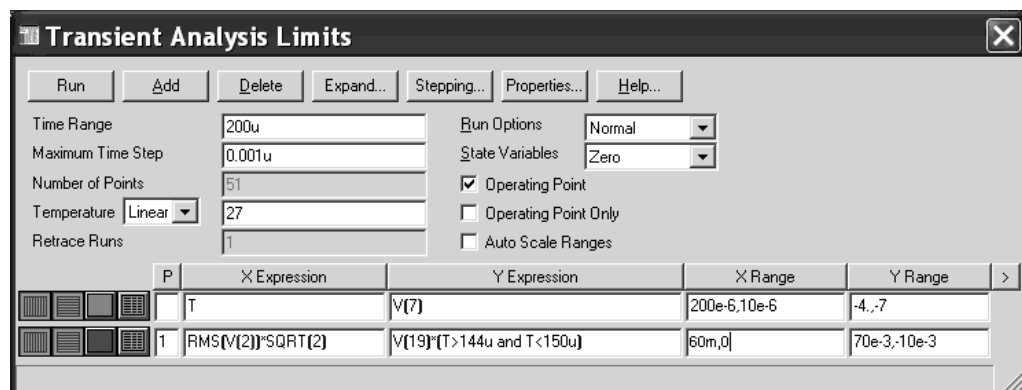


Рис. 5.46

Результирующей характеристикой будут дискретные отсчеты значений выходного напряжения, представляемой в отчете в виде распечатки, для указанных в Stepping значений амплитуд входного сигнала.

5 Содержание отчета

- 5.1. Цель работы.
- 5.2. Принципиальная схема исследуемого каскада.
- 5.3. Результаты расчета.
- 5.4. Графики, построенные по таблицам 1 и 2.
- 5.5. Распечатка результатов выполнения п. 2.2.7.
- 5.6. Краткие выводы.

6 Краткие теоретические сведения

Широкое применение частотно-модулированных (ЧМ) сигналов в современных радиотехнических системах и радиовещании связано с рядом преимуществ у таких сигналов по сравнению с амплитудно-модулированными (АМ): более высокая помехоустойчивость и лучшее использование мощности передатчика. Повышенная помехоустойчивость достигается за счет значительно большей ширины спектра ЧМ сигнала по сравнению с АМ сигналом, поэтому частотная модуляция используется в основном в УКВ и СВЧ диапазонах.

Мощность, приходящаяся на частоту несущего колебания, для реально используемых индексов модуляции значительно меньше соответствующей мощности в АМ сигнале. Кроме того, при частотной модуляции несущее колебание не содержит полезной информации и поэтому в радиотракте может быть применено ограничение сигнала по уровню для устранения паразитной АМ. Воздействие помех, проявляемое в форме угловой модуляции полезного сигнала, значительно меньше воздействия на амплитуду сигнала в АМ приемнике.

Выигрыш в отношении сигнал/помеха на выходе частотного детектора зависит от индекса модуляции. При одинаковом уровне воздействующих импульсных и флуктуационных помех выигрыш при использовании ЧМ по сравнению с АМ составляет

$$B_{\text{фл}} = \sqrt{3}\beta, B_{\text{имп}} = 2\beta, \quad (5.1)$$

где β — индекс модуляции.

Помехоустойчивость определяется теоретически бесконечным спектром ЧМ сигнала при $\beta \gg 1$. Реально ширину спектра ограничивают полосой частот, на границах которой, составляющие спектра удовлетворяют условию $A_k = 0,01 U_0$, где U_0 — амплитуда немодулированного колебания:

$$\Delta F_{\text{чм}} = 2F_{\text{max}} (1 + \beta + \sqrt{\beta}). \quad (5.2)$$

Отсюда видно, что для повышения помехоустойчивости необходимо увеличивать индекс модуляции, т. е. использовать значительно более широкопо-

лосные сигналы по сравнению с АМ ($\Delta F_{\text{ам}} = 2F_{\text{max}}$). Это в свою очередь требует широкой полосы у радиотракта приемника.

Уменьшение полосы приводит к возникновению линейных (недопустимое уменьшение коэффициента передачи в полосе пропускания) и нелинейных (новые спектральные составляющие) искажений. Напряжение на выходе частотного детектора определяется мгновенной частотой входного сигнала, зависящей от фазовых характеристик избирательных каскадов в основном тракта промежуточной частоты.

При гармонической модуляции несущего колебания с частотой $\Omega = 2\pi F$, мгновенная частота модулированного колебания

$$\omega(t) = \omega_n + \Delta\omega_d \cos \Omega t,$$

где $\omega_n = 2\pi f_n$ — центральная (несущая) частота; $\Delta\omega_d = 2\pi\Delta f_d$ — девиация (наибольшее отклонение) частоты. Отсюда фаза

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_n t + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t,$$

а напряжение ЧМ сигнала

$$u(t) = U \cos \varphi(t) = U \cos(\omega_n t + \beta \sin \Omega t) = U \cos(\omega_n + \beta \sin \Omega t)t, \quad (5.3)$$

где индекс модуляции $\beta = \Delta\omega_d / \Omega$.

Частотный детектор (ЧД) — устройство, предназначенное для формирования выходного напряжения в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала.

При действии на входе ЧД сигнала (рис. 5.47а), несущая которого модулирована по гармоническому закону (5.1), напряжение на нагрузке должно изменяться согласно рис. 5.47в.

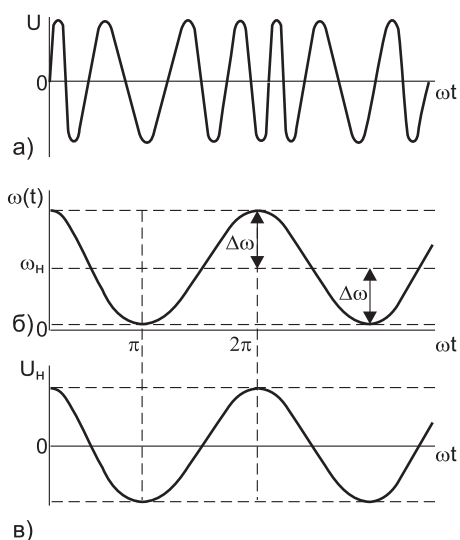


Рис. 5.47

Выходное напряжение является результатом перемножения составляющих спектра входного сигнала в нелинейном или параметрическом элементе (произведение составляющих спектра, описываемых тригонометрическими функциями, есть тригонометрическая функция с разностным или суммарным аргументом — частотами). Появляющаяся полезная частотная составляющая обладает постоянной амплитудой, так как амплитуда входного сигнала не изменяется. Поэтому использование одного нелинейного элемента недостаточно для детектирования ЧМ сигнала и его конструкцию необходимо дополнить элементом, обладающим частотной зависимостью, например сопротивлением, от частоты.

В конструкции ЧД сочетающей инерционный (частотно-зависимый) элемент и безинерционный (нелинейный, параметрический) на первом этапе производится преобразование изменения мгновенной частоты входного сигнала, например в изменение амплитуды, формирование амплитудно-частотно-модулированного (АЧМ) сигнала с последующим детектированием его на амплитудном детекторе (рис. 5.48).



Рис. 5.48

Общая структурная схема ЧД содержит на своем входе амплитудный ограничитель (АО), устраняющий паразитную амплитудную модуляцию ЧМ сигнала. По типу преобразования ЧМ сигнала частотные детекторы классифицируют на три группы:

- частотно-амплитудные, где ЧМ сигнал преобразуется в амплитудно-частотно-модулированное колебание с последующим детектированием в АД;
- частотно-фазовые, где ЧМ сигнал преобразуется в фазочастотное колебание с последующим детектированием на фазовом детекторе;
- частотно-временные, где ЧМ сигнал преобразуется в последовательность импульсов с переменной скважностью и последующим детектированием импульсным детектором.

Частотно-амплитудные по схеме преобразователя вида модуляции подразделяют на ЧД с расстроенным колебательным контуром и дифференциальные. Дифференциальные преобразователи включают частотные дискриминаторы на расстроенных или на настроенных связанных контурах и дробные детекторы.

К основным характеристикам, определяющим технические показатели ЧД, относятся:

— верность воспроизведения закона модуляции входного сигнала;

Верность оценивается коэффициентом нелинейных искажений сигнала k_r ,

$$k_r = \sqrt{(U_{2\Omega_m}^2 + U_{3\Omega_m}^2 + \dots)} / U_{\Omega_m}, \quad (5.4)$$

где U_{Ω_m} , $U_{2\Omega_m}$, $U_{3\Omega_m}$ — амплитуды гармоник частоты модуляции.

Для современных ЧД эта величина составляет 1—2 %. Величина нелинейных искажений определяется в основном статической детекторной характеристикой ЧД: зависимость напряжения на выходе ЧД от частоты немодулированного сигнала. Линейность статической детекторной характеристики в области частот от $f_n - \Delta f_{\text{дmax}}$ до $f_n + \Delta f_{\text{дmax}}$, где f_n , соответствующая нулю детекторной характеристики, обеспечивает минимум нелинейных искажений. Частота f_n называется переходной и для детекторов на связанных контурах или дробных равна частоте несущего колебания и резонансной частоте контуров детектора.

Нелинейность детекторной характеристики определяется в диапазоне рабочих девиаций ($f_{\text{д max}} \geq \Delta f_{\text{д}}$);

— коэффициент передачи детектора;

Коэффициент передачи детектора

$$K_{\text{чд}} = U_{\text{вых ст}} / U_{\text{вх}} = U_{\text{вых ст м}} / U_{\text{вх}} \sqrt{2} = S_{\text{чд}} \Delta f_{\text{д ст}} / \sqrt{2} U_{\text{вх}}, \quad (5.5)$$

где $U_{\text{вых ст}}$ — выходное напряжение, соответствующее стандартной девиации входного сигнала $\Delta f_{\text{д ст}}$; $S_{\text{чд}}$ — крутизна характеристики частотного детектора в линейной области; $U_{\text{вх}}$ — амплитуда напряжения на входе окончного каскада тракта промежуточной частоты (рис. 5.49).

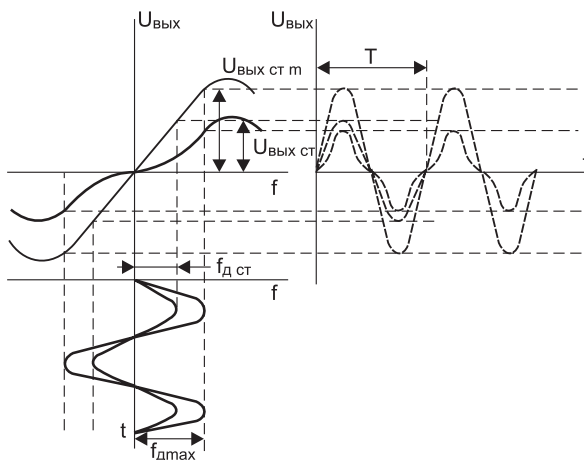


Рис. 5.49

$$S_{\text{д}} = \left| \frac{\partial U_{\text{вых д}}}{\partial f} \right| \approx \frac{\Delta U_{\text{вых 0}}}{\Delta f}. \quad (5.6)$$

Для достаточно малых девиаций $\Delta f_{\text{д}}$ крутизну можно считать величиной постоянной $S \cong \text{const}$.

— коэффициент подавления АМ;

Дифференциальные ЧД подавляют паразитную АМ входного сигнала в различной степени. Эта способность оценивается с помощью характеристики подавления АМ (рис. 5.50), определяющей зависимость остаточного выходного напряжения, от частоты несущей входного амплитудно-модулированного сиг-

нала. Коэффициент подавления АМ оценивает относительное подавление в наихудшей точке в полосе $\pm \Delta f_{\text{д max}}$

$$q_{\text{AM}} = U_{\text{вых ст}} / U_{\text{вых АМ max}} \quad (5.7)$$

или среднее подавления в этой полосе

$$q_{\text{AM}} = U_{\text{вых ст}} / (\sum_{i=1}^n U_{\text{вых АМ i}}) / n,$$

где $U_{\text{вых АМ i}}$ — отсчеты характеристики подавления АМ, взятые через равные частотные интервалы Δf_i ; n — количество отсчетов; $U_{\text{вых ст}}$ — стандартное выходное напряжение ЧМ сигнала. Для высококачественного приема частотно-модулированного сигнала необходимо иметь $q_{\text{AM}} \approx 20\text{--}30$ дБ. Указанное подавление паразитной АМ достигается применением дробного частотного детектора. При использовании других типов схем ЧД или при более высоких требованиях к величине q_{AM} , на входе ЧД устанавливают амплитудный ограничитель;

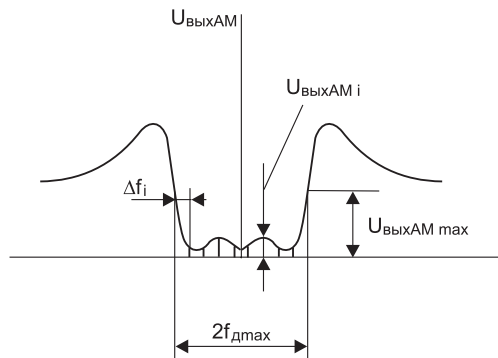


Рис. 5.50

— коэффициент амплитудно-частотных и фазочастотных искажений.

Неравномерность амплитудно-частотной характеристики детектора определяется комплексным сопротивлением нагрузки $Z_{\text{н}}$ и достигает наибольшей величины на верхней частоте модуляции F_{max} (рис. 5.51а).

Фазовые искажения в детекторе оцениваются по нелинейности фазо-частотной характеристики (рис. 5.51б). Поскольку ухо не реагирует на фазовые

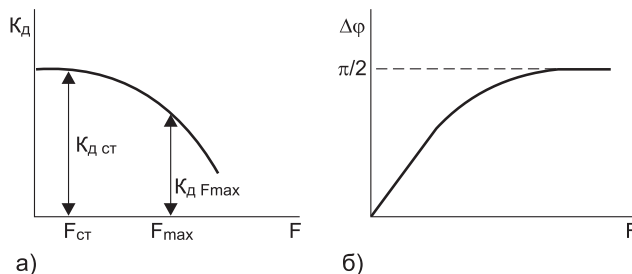


Рис. 5.51

искажения, то для приемников звуковых сигналов фазовые искажения не нормируются.

Исследуемая в лабораторной работе схема (рис. 5.1) дробного частотного детектора обладает рядом достоинств: резонансные контура ЧД настроены на среднюю частоту, равную частоте сигнала; подавление паразитной АМ на 20—30 дБ; низкий уровень нелинейных искажений ($\approx 2\%$). Это позволяет применять их в схемах приемников вплоть до нулевой группы сложности. Некоторое уменьшение напряжения на выходе дробного детектора по сравнению с детектором на связанных контурах практически не влияет на условия работы первого каскада усилителя низкой частоты.

Схема симметричного дробного частотного детектора представлена на рис. 5.52.

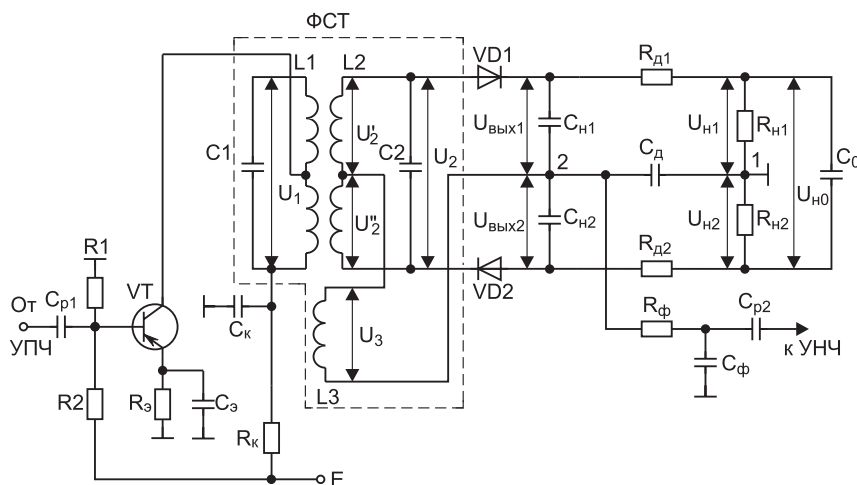


Рис. 5.52

Схема детектора содержит фазосдвигающий трансформатор (ФСТ) с двумя настроенными на частоту сигнала L_1C_1 и L_2C_2 контурами и два АМ детектора на последовательно включенных диодах VD1 и VD2. Выходное напряжение снимается со средней точки делителя напряжения, состоящего из резисторов $R_{н1}$ и $R_{н2}$, каждый из которых шунтирован конденсатором $C_{н1}$ и $C_{н2}$. Суммарное напряжение, с каждого плеча нагрузки $U_{н0} = U_{н1} + U_{н2} \approx \text{const}$, из-за конденсатора большой емкости C_0 . Величина емкости такова, что напряжение на нем не успевает реагировать на быстрые изменения амплитуды входного сигнала. Следовательно, выходное напряжение в процессе работы будет меняться как отношение напряжений $U_{н1}/U_{н2}$, определяемых делителем $R_{н1}, R_{н2}$. Отсюда название детектора: детектор отношения, дробный детектор.

Малая чувствительность к амплитудной модуляции детектируемого напряжения достигается выбором большой постоянной времени нагрузочной цепи

$$\tau_n = R_n C_n = (R_{н1} + R_{н2}) C_n \geq T_{AM}, \quad (5.8)$$

где T_{AM} — период колебаний огибающей.

Последовательное включение диодов VD1 и VD2 обеспечивает разделение цепей протекания постоянных и переменных токов. Фазосдвигающий трансформатор в ЧД использует понижающий трансформатор с коэффициентом трансформации $n_3 = \sqrt{L_1/L_3}$, что создает малое сопротивление нагрузки, обеспечивающей эффективное подавление АМ.

Связь между обмотками трансформатора L_1 и L_3 близка к стопроцентной. При этом для частоты сигнала равной резонансной частоте контуров $f_c = f_0$ на L_3 создается напряжение, вектор которого $\underline{U}_3$ синфазен с вектором $\underline{U}_1$. Напряжение на первом контуре $\underline{U}_1$ создает, совпадающую с ней по фазе, ЭДС $\underline{E}_2$ на втором контуре, и, вызывающую ток $\underline{I}_2$. Создаваемые им напряжения на полуобмотках катушки L_2 , будут равны $\underline{U}'_2 = \underline{U}''_2 = \underline{U}_2/2$ и противофазны. Напряжение $\underline{U}_3$ на L_3 можно считать опорным для второго контура, относительно которого изменяются фазы между напряжениями на полуобмотках катушки L_2 и на диодах VD 1 и VD 2.

Векторная диаграмма, поясняющая работу детектора для частоты входного сигнала $f_c = f_0$, представлена на рис. 5.53.

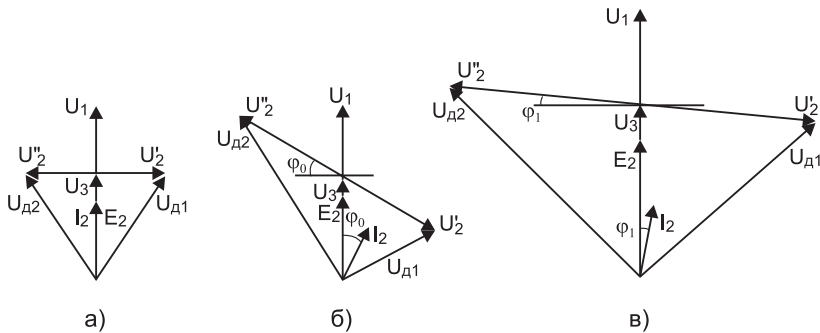


Рис. 5.53

На рис. 5.53 а) вначале откладываем вектор $\underline{U}_1$, затем синфазный с ним вектор напряжения $\underline{U}_3$, затем вектор наведенной во втором контуре ЭДС $\underline{E}_2 = j\omega M \underline{I}_{L1} = j\omega M \underline{U}_1 / (r_1 + j\omega L_1) \cong M \underline{U}_1 / L_1$, совпадающий по фазе с опорным напряжением $\underline{U}_3$. Ток во втором контуре, вызываемый ЭДС $\underline{I}_2 = \underline{E}_2 / (r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2))$, при резонансе $(\omega L_2 = 1/\omega C_2) \underline{I}_2 = \underline{E}_2 / r_2$ совпадает по фазе с опорным напряжением $\underline{U}_3$. Напряжение на втором контуре, равное напряжению $\underline{U}_2 = \underline{I}_2 / j\omega C_2$ на конденсаторе C_2 , отстает от тока $\underline{I}_2$ на 90° .

Напряжение $\underline{U}'_2$ на верхней полуобмотке L_2 , приложенное к VD1, отстает от напряжения $\underline{U}_3$ на 90° , а на нижней $\underline{U}''_2$ — опережает на 90° . Сложив векторы напряжений $\underline{U}_3$ с векторами $\underline{U}'_2$ и $\underline{U}''_2$ получим векторы напряжений, приложенных к диоду VD1 $\underline{U}_{d1} = \underline{U}_3 + \underline{U}'_2 = \underline{U}_3 - \underline{U}_2/2$ и диоду VD2 $\underline{U}_{d2} = \underline{U}_3 + \underline{U}''_2 = \underline{U}_3 + \underline{U}_2/2$.

При равенстве напряжений на диодах $\underline{U}_{d1}$ и $\underline{U}_{d2}$ через оба диода протекает единая постоянная составляющая тока I_0 , а напряжение $U_{n0} = I_0(R_{n1} + R_{n2})$. При этом $U_{\text{вых}} = 0$. Увеличение амплитуды входного сигнала приводит к пропорциональному увеличению всех векторов, сохраняя равенство $|\underline{U}_{d1}| = |\underline{U}_{d2}|$, т. е. амплитудная модуляция на выходе детектора отсутствует (5.9, 5.10).

Разделение цепей переменных составляющих каждого тока диода при общем постоянном токе приводит к тому, что при расстройке входного сигнала относительно резонансной частоты, выпрямленные напряжения $U_{н1} \neq U_{н2}$, а значит и углы отсечки тока различны $\theta_1 \neq \theta_2$, при неизменности постоянного тока диодов. Для условия $f > f_0$ (рис. 5.52) большему высокочастотному напряжению ($U_{д1} > U_{д2}$) соответствует большее смещение, и меньший угол отсечки ($\theta_1 < \theta_2$). Отсюда следует, что при изменении частоты входного сигнала изменяются углы отсечки токов диодов. Выпрямленное напряжение определяется напряжениями на конденсаторах $C_{н1}$, $C_{н2}$, C_0

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых2}} - U_{н0}/2, \quad (5.9)$$

$$\text{а } U_{н0} = U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}}.$$

Отсюда

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}})/2. \quad (5.10)$$

В первом приближении для АД $U_{\text{вых1}} = U_{д1} \cos \theta_1$, $U_{\text{вых2}} = U_{д2} \cos \theta_2$, тогда

$$U_{\text{вых}} = (U_{д2} \cos \theta_2 - U_{д1} \cos \theta_1)/2. \quad (5.11)$$

Как следует из (5.9), выходное напряжение определяется напряжениям на диоде и выпрямленным напряжением $U_{н0}$, зависящим от углов отсечки токов диодов. При достаточно большой величине емкости C_0 , когда скорости заряда и разряда конденсатора C_0 значительно меньше скорости изменения амплитуды сигнала, напряжение $U_{н0} = \text{const}$.

В этом случае не может быть пропорциональности между амплитудой входного сигнала и напряжениями $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ поскольку их сумма должна оставаться неизменной. Отсюда следует, что чем больше $U_{д1}$ и $U_{д2}$, тем меньше $\cos \theta_1$ и $\cos \theta_2$ и, следовательно, тем больше углы отсечки θ_1 и θ_2 . В тоже время, чем больше θ_1 и θ_2 , тем сильнее в соответствии с (5.12) шунтирующее действие диодных детекторов на колебательные контуры, т. к. входное сопротивление диодных детекторов

$$R_{\text{вх}} = \frac{\pi R_{\text{н}}}{\theta - \sin \theta \cos \theta} \quad (5.12)$$

При уменьшении амплитуды входного сигнала (при $U_{н0} = \text{const}$) слабее шунтирующее действие диодных детекторов и тем больше $\cos \theta_1$ и $\cos \theta_2$.

Векторная диаграмма, соответствующая случаю $f_c > f_0$ изображена на рис. 5.53б.

Положение векторов напряжений $\underline{U}_1$, $\underline{U}_3$, $\underline{E}_2$ аналогично резонансному случаю. Ток, создаваемый $\underline{E}_2$, будет отставать вектора ЭДС на угол ϕ_0 , т. к. $\underline{I}_2 = \underline{E}_2 / (r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2))$, а контур эквивалентен индуктивности. Напряжение $\underline{U}_2$ на конденсаторе отстает от тока $\underline{I}_2$ на 90° . Напряжение на верхней полуобмотке катушки L_2 равное $\underline{U}_2/2$ отстает от тока $\underline{I}_2$, а напряжение на VD_2 опережает ток $\underline{I}_2$ на 90° . Складывая вектора $\underline{U}_3$ и напряжения на индуктивности L_2 , получим векторы напряжений, действующих на диодах VD_1 и VD_2 . Как следует из (5.11), это приводит к появлению выходного напряжения, отличного от нуля. Для относительно быстрых, по сравнению с периодом модулирующей

щих колебаний, изменений амплитуды входного сигнала напряжение на C_0 остается постоянным.

При увеличении амплитуды входного сигнала $U_{вх1} > U_{вх0}$ увеличиваются напряжения на диодах $U_{д1}$ и $U_{д2}$ это приводит к увеличению углов отсечки и к уменьшению входного сопротивления АД (5.12). Падение нагруженной добротности второго контура вызывает уменьшение модулей I_2 , $\underline{U}'$, $\underline{U}''$ и уменьшению фазового сдвига между ЭДС и током вторичного контура $\phi_1 < \phi_0$ (рис. 5.53 в), что резко уменьшает разницу между напряжениями на диодах VD_1 и VD_2 $(U_{д1} - U_{д2})_1 < (U_{д1} - U_{д2})_0$ и, связанную с ней величину выходного напряжения (5.11). При гармоническом изменении огибающей входного сигнала амплитуда выходного напряжения будет повторять изменение амплитуды входного сигнала с обратной фазой. Это указывает на подавление амплитудной модуляции входного сигнала не только на резонансной частоте, а и на частотах во всей полосе усиления. Эффективное подавление АМ сигнала достигается симметрией схемы детектора. В конструкциях реальных ЧД причиной асимметрии может быть неидентичность половин катушки L_2 , различие параметров диодов и паразитная связь между катушками L_2 и L_3 . Выполняя часть нагрузки детектора в виде двух подстроечных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$, не шунтированных конденсаторами, можно увеличить симметричность характеристики детектирования и улучшить подавление амплитудной модуляции. Значение напряжения низкой частоты, обусловленное воздействием на входе ЧД сигнала с паразитной АМ, определяется глубиной АМ сигнала и коэффициентом передачи ЧД по напряжению низкой частоты. Поскольку входное сопротивление ЧД (5.12) зависит от угла отсечки (амплитуды входного сигнала), то при возбуждении детектора генератором тока (малое входное сопротивление детектора) глубина модуляции сигнала на диоде значительно ниже, чем у входного сигнала. Поэтому нагрузкой детектора должно быть малое сопротивление для частоты сигнала и сопротивление по постоянному току должно быть значительно больше сопротивления на частоте модуляции, $R_{н1} > R_{н\text{ АМ}}$. В детекторе отношений это обеспечивается включением входа УНЧ (нагрузки) между точками 1 и 2.

При действии на входе детектора отношений (рис. 5.52) немодулированного сигнала выпрямленный ток $I_{вп}$ протекает через диод VD_1 от контура к нагрузке, а через диод VD_2 — от нагрузки к контуру. Пусть за счет быстрого изменения напряжения на вторичном контуре ток обоих диодов изменился на некоторую величину $\Delta I_{вп}$. При возрастании напряжения на диоде VD_1 приращение тока $\Delta I_{вп}$ совпадает с направлением тока $I_{вп}$. В тоже время напряжение на диоде VD_2 уменьшилось, значит уменьшился выпрямленный ток, что эквивалентно протеканию приращения выпрямленного тока $\Delta I_{вп}$ также от контура к нагрузке.

По переменному току резисторы $R_{н1}$ и $R_{н2}$ включены параллельно, т. к. конденсатор C_0 представляет собой короткое замыкание для токов низкой частоты и нагрузкой каждого детектора АМ является сумма $R_{н1} + R_{вх\text{ унч}}$. Падение напряжения на этой нагрузке при протекании тока $2\Delta I_{вп}$

$$U_n = 2\Delta I_{вп} (R_{вх\text{ унч}} + R_{н1}/2) = \Delta I_{вп} (2R_{вх\text{ унч}} + R_{н1}) \quad (5.13)$$

Уравнение (5.13) позволяет построить эквивалентную схему детектора отношений для токов низкой частоты (рис. 5.54).

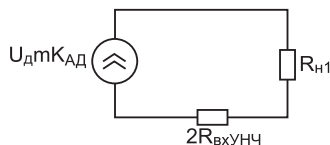


Рис. 5.54

Напряжение низкой частоты на нагрузке ($R_{\text{вх унч}}$) будет равно

$$U_{\text{вх унч}} = U_d K_{Ad} m 2R_{\text{вх унч}} / (2R_{\text{вх унч}} + R_{н1}), \quad (5.14)$$

где U_d — напряжение на входе амплитудного детектора; K_{Ad} — коэффициент передачи амплитудного детектора по низкой частоте; m — глубина амплитудной модуляции преобразованного входного ЧМ сигнала. Для входного сигнала, обладающего девиацией Δf_c , определяемой обобщенной относительной расстройкой $\xi = \Delta f_c Q_n / Q_0$, значение глубины амплитудной модуляции

$$m = \frac{(\sqrt{1 + (\xi + \psi)^2} - \sqrt{1 + (\xi - \psi)^2}) \sqrt{1 + \psi^2}}{2\sqrt{1 + \psi^2 - \xi^2} + 4\xi^2} \quad (5.15)$$

где Q_n — нагруженная добротность колебательного контура; Q_0 — ненагруженная добротность, без учета влияния на контур подключенных элементов; ψ — параметр связи.

Формула (5.15) определяет изменение амплитуды напряжения на диодах, которое в общем случае зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала, но вследствие противофазности изменения напряжения на диодах, реакции диодов на контур будут компенсироваться. Это позволяет определять глубину модуляции преобразованного напряжения по формуле (5.15), без учета свойств источника сигнала.

При этом сопротивление нагрузки детектора по постоянному току будет меньше сопротивления нагрузки по току низкой частоты.

Напряжения на первом и втором контурах полосового фильтра определяются соотношениями:

$$U_1 = U_{\text{вх}} m_k \frac{|Y_{21}|}{(g_k + g_{\text{вх}}/2)(1 + \psi^2)}, \quad (5.16)$$

$$U_2 = U_{\text{вх}} m_k \frac{|Y_{21}|}{(g_k + g_{\text{вх}}/2)(1 + \psi^2)}, \quad (5.17)$$

где ψ — параметр связи; m_k — отношение напряжения на коллекторе к напряжению на первом контуре.

Для оптимально реализованного фазосдвигающего трансформатора $L_3 = L_1 k_{\text{св}}^2 / 4$, $U_3 = U_1 / 2$, а напряжение на диоде U_d — геометрическая сумма напряжений U_3 и $U_1 / 2$, тогда из уравнений (15), (16) имеем

$$U_d = U_{\text{вх}} m_k \frac{|Y_{21}|}{(2g_k + g_{\text{вх}})(1 + \psi^2)}, \quad (5.18)$$

откуда значение амплитуды напряжения на входе оконечного каскада УПЧ

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_d (2g_k + g_{\text{вх}}) \sqrt{1 + \psi^2}}{m_k |Y_{21}|}, \quad (5.19)$$

Определяя коэффициент передачи частотного детектора как отношение напряжения на входе каскада УНЧ (5.14) к напряжению на входе оконечного каскада УПЧ (18) с учетом (5.17) получим

$$K_{\text{чд}} = \frac{2K_{\text{АД}} |Y_{21}| m_k R_{\text{вх ун}} m}{(2g_k + g_{\text{вх}})(2R_{\text{вх уп}} + R_1) \sqrt{1 + \psi^2}}, \quad (5.20)$$

где g_k — активная составляющая проводимости ненагруженного колебательного контура, а $g_{\text{вх}}$ — активная составляющая входной проводимости ЧД.

Значение коэффициента передачи частотного детектора увеличивается (5.19) с ростом входного сопротивления УНЧ. Максимальное значение коэффициента передачи ЧД совпадает с оптимальным режимом работы для детектора АМ сигнала. При этом для малых амплитуд входного воздействия ВАХ детектора АМ можно считать экспоненциальной $i = i_0(\exp(\gamma u_d) - 1)$. В этом случае коэффициент передачи детектора АМ на низкой частоте определяется соотношением

$$K_{\text{АД}} = \frac{J_1(B_c)}{J_0(B_c)} / (1 + v/(A + B_c K_d)), \quad (5.21)$$

где $A = \gamma i_0 R_1$, $B_c = 1,41 \gamma u_d$, K_d — коэффициент передачи АД по постоянному току, J_0 , J_1 — функции Бесселя нулевого и первого порядков, v — отношение сопротивления нагрузки детектора по постоянному току к сопротивлению нагрузки по переменному току

$$v = R_1 / (2R_{\text{вх унч}} + R_1).$$

Для известной величины $R_{\text{вх унч}}$, определяемой из условия минимума шумов или согласования по рис. П.1 определяем входное сопротивление амплитудного детектора $R_{\text{вх}} = 1/g_{\text{вх}}$ и коэффициент передачи АД по постоянному току K_d .

7 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

7.1. Нарисуйте принципиальную схему дробного ЧД.

7.2. Нарисуйте принципиальную схему ЧД на связанных контурах. Объясните различие схем.

7.3. Нарисуйте структурную схему ЧД и объясните принцип работы.

7.4. Чем отличаются по принципу обработки сигнала ЧД на расстроенных и ЧД на связанных контурах?

7.5. Для чего необходима катушка связи в дробном ЧД?

7.6. Почему исследуемый детектор называется дробным? Подтвердите соотношением напряжений, действующих в схеме.

7.7. Каково назначение конденсатора Сб в принципиальной схеме дробного (рис. 5.1) ЧД?

7.8. Какой вид имеет векторная диаграмма дробного ЧД?

7.9. От чего зависит степень подавления паразитной АМ в дробном ЧД?

7.10. Каково соотношение резонансных частот контуров в УПЧ и ЧД? К чему приводит их различие?

8 ЛИТЕРАТУРА

1. Радиоприемные устройства / Под ред. Н. Н. Фомина. М.: РиС, 2003. 512 с.

2. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP V. М.: СОЛОН, 1997. 273 с.

3. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М. К. Белкин, В. Т. Белинский и др. / под ред. М. К. Белкина. Киев: «Вища школа», 1988. 447 с.

4. Проектирование радиоприемных устройств / С. М. Клич, А. С. Кривенко и др. / под ред. А. П. Сиверса. М.: СР, 1976. 486 с.

5. <http://WWW.spectrum-soft.com/demoform.shtm> (адрес в Internet для получения студенческой версии ССМ МС).

ПРИЛОЖЕНИЕ

Характеристика германиевого точечного диода, аппроксимированная экспонентой $i = i_0(\exp(\gamma u_d) - 1)$ содержит коэффициенты, определяемые примерно как: $i_0 = 3 \text{ мкА}$, $\gamma = 29 \text{ 1/В}$.

Входное сопротивление усилителя низкой частоты $R_{\text{вх унч}}$ выбираем равным 5 кОм, в соответствии с рис. П.1.

Амплитуду напряжения на диодах принимаем равной 200 мВ, а раствор детекторной характеристики $2\Pi = 450 \text{ кГц}$, для частоты входного сигнала равной промежуточной частоте и резонансной частоте контуров $f_0 = 10,7 \text{ МГц}$.

Затухание ненагруженных колебательных контуров $d_{\text{э0}} = 1/Q_0$ выбираем равным 0,01 ($Q_0 = 100$), а параметр связи $\psi = 2$.

Затухание нагруженных колебательных контуров определяется соотношением

$$d_{\text{э}} = 3\Pi/f_0\psi = 1/Q_{\text{э}}.$$

Для известных значений параметров колебательных систем и рабочей частоты определяем значение конструктивной емкости колебательных контуров

$$C_k = 1/2\pi f_0 d_{\text{э}} d_{\text{э0}} (Q_{\text{э0}} - Q_0).$$

Эквивалентная емкость контуров, включающая в себя также емкость монтажа и емкость диода, определяется:

$$C_{кз} = C_k + C_m + C_d/2,$$

где $C_m = 5\text{--}10$ пФ, а значение емкости диода C_d определяется из справочника.

Индуктивность колебательных контуров определяется соотношением

$$L_k = 1/(2\pi f_0)^2 C_{кз}.$$

Значение вспомогательной индуктивности L_3 определяется при условии обеспечения максимальной конструктивно достижимой величине связи между катушками L_1 и L_3 ($k_{св} = 0,99$) и, коэффициента трансформации, выбираемого в пределах $n_3 = 3,5\text{--}4,5$, для приемников первой и высшей группы сложности.

Значение коэффициента передачи ЧД определяется по формуле (5.20) для выбранной аппроксимации ВАХ диода и соотношения (5.21).

Нормированные значения коэффициента передачи по постоянному току и входного сопротивления АД [4] от уровня входного сигнала приведены на рис. П.1.

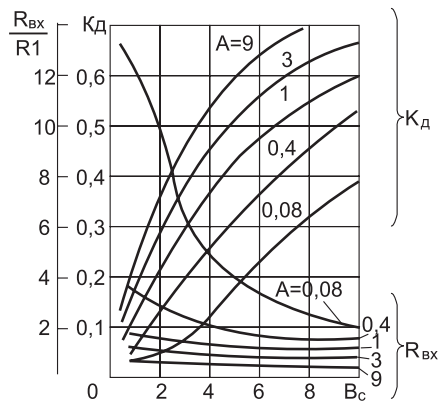


Рис. П. 5.1.

Лабораторная работа № 6

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ГЕТЕРОДИНА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

1 Цель работы

Изучение принципов построения гетеродина радиоприемников на биполярном транзисторе; машинное моделирование гетеродина, выполненного по схеме емкостной трехточки, и, влияния на его параметры элементов схемы, с применением системы схемотехнического проектирования Micro Cap 8 (МС 8).

2 Задание

2.1 Расчетная часть

Используя сведения о параметрах транзистора, приведенных в приложении, и принципиальную схему (рис. 6.1) рассчитать:

- амплитуду первой гармоники тока коллектора;
- амплитуду импульса тока коллектора.

2.2 Экспериментальная часть

Для компьютерной модели гетеродина на биполярном транзисторе, реализующей принципиальную схему (рис. 6.1) получить:

2.2.1. Временную зависимость напряжения на выходе эмиттерного повторителя Q1.

2.2.2. Временную зависимость коллекторного тока транзистора Q2.

2.2.3. Амплитудный спектр напряжения на выходе эмиттерного повторителя. Оценить значение рабочей частоты гетеродина.

2.2.4. Амплитудный спектр напряжения на выходе эмиттерного повторителя для ряда значений емкости C3 (15—30 пФ) контура гетеродина.

2.2.5. Временную зависимость и амплитудный спектр тока коллектора для различных значений резистора R5 (100—1000 Ом).

2.2.6. Амплитудный спектр напряжения на выходе эмиттерного повторителя и оценить значение рабочей частоты при изменении температуры окружающей среды на $\pm 50^\circ$.

3 Описание принципиальной схемы

Исследуется принципиальная схема (рис. 6.1), содержащая генератор на биполярном транзисторе КТ326В (Q2), реализованный по схеме с емкостной обратной связью, и буферный каскад на таком же транзисторе (Q1). Элементы контура генератора, обеспечивающие рабочую частоту: C6, C7 и индуктивность первичной обмотки трансформатора с учетом пересчитанной в контур вторичной обмотки (подключенной ко входу эмиттерного повторителя). Для указанных в принципиальной схеме элементов рабочая частота составляет примерно 12 МГц. Настройка (подстройка) на требуемую частоту достигается изменением значений емкости C3. Реализованная схема генератора обеспечивает достаточно высокую стабильность частоты колебаний, благодаря применению сравнительно слабой связи контура с транзистором. Для этого выбираются относительно большой величины емкости конденсаторов C6, C7. Одновременно большая емкость контура уменьшает влияние нестабильных емкостей р-п-переходов на частоту колебаний. Буферный каскад в реальных радиоприемных устройствах служит для снижения взаимного влияния параметров преобразователя и гетеродина. Эмиттерный повторитель является достаточно мощным источником переменной составляющей тока на сравнительно малом эквивалентном сопротивлении нагрузки R10, создавая на нем падение напряжения ~200мВ, что удовлетворяет требованиям к реальным гетеродинам. Применение трансформатора с малым коэффициентом трансформации (~0,03) улучшает межкаскадную развязку.

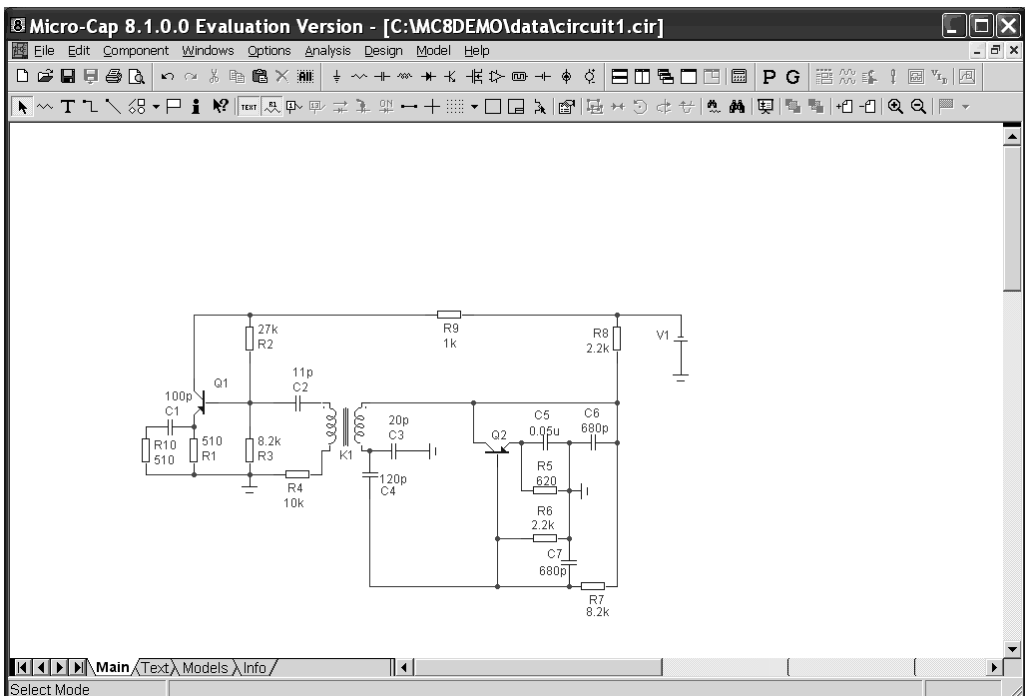


Рис. 6.1

Остальные элементы выполняют вспомогательные функции. Так R8 и R5 обеспечивают требуемое напряжение в коллекторной цепи транзистора Q2 ($U_{к0} = 5$ В), R5 и C5 — цепочка температурной стабилизации режима по постоянному току за счет отрицательной обратной связи во входной цепи. Резисторы делителей напряжения питания во входной цепи R6 и R7, вместе с резистором в цепи эмиттера R5, обеспечивают режим работы транзистора, задавая $U_{бэ0}(I_{б0})$ и, для выбранного $U_{кэ0}$, величину постоянной составляющей коллекторного тока $I_{к0}$ ($I_{к0} = 2,7$ мА).

В схеме эмиттерного повторителя на транзисторе Q1 резистор R9 определяет в основном напряжение питания в цепи коллектора $U_{кэ0}$, делитель R2 и R3 вместе с R1 создают требуемое $U_{бэ0}$ и $I_{бэ0}$, т. е. $I_{к0}$ ($I_{к0} = 1,5$ мА). Резистор R10 выполняет роль сопротивления нагрузки, и C2 является разделительным конденсатором, воздушный трансформатор K1 вместе с R4 обеспечивают требуемую амплитуду входного воздействия для неискаженного усиления.

4 Методические указания по выполнению работы

4.1 Расчетная часть

Энергетический расчет гетеродина для критического режима транзистора Q2 и параметров, указанных в приложении, проводится с учетом величин элементов принципиальной схемы ($I_{к0} = 2,7$ мА, $U_{кэ0} = 3,6$ В).

Примечание: необходимую для расчета критическую крутизну определяют по статическим выходным характеристикам, взятым из справочника или полученным по известным параметрам модели транзистора в разделе 4.2.

4.2 Машинное моделирование

Временные характеристики гетеродина, его амплитудный спектр в характерных точках принципиальной схемы исследуются с применением системы схемотехнического моделирования Micro Cap 8 (MC 8).

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами работы операционной системы WINDOWS 98 (или более поздними версиями);
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии по, указанному в п. 8 настоящего описания, адресу получить инсталляционные файлы студенческой версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CD дисках.

Демонстрационная версия содержится в ZIP-файле (ее можно раскрыть программой PKUNZIP). Запуск программы осуществляется программой SETUP.EXE. После завершения установки формируется папка Micro Cap8 Working Demo для быстрого запуска MC8. В подкаталог MC8demo\data заносятся файлы схем, имеющие расширение .CIR, и библиотеки математических моделей компонентов в файлах с расширением .LBR.

После установки и запуска программы mc8demo.exe в верхней части экрана монитора появляется окно главного меню с панелью команд (рис. 6.2).

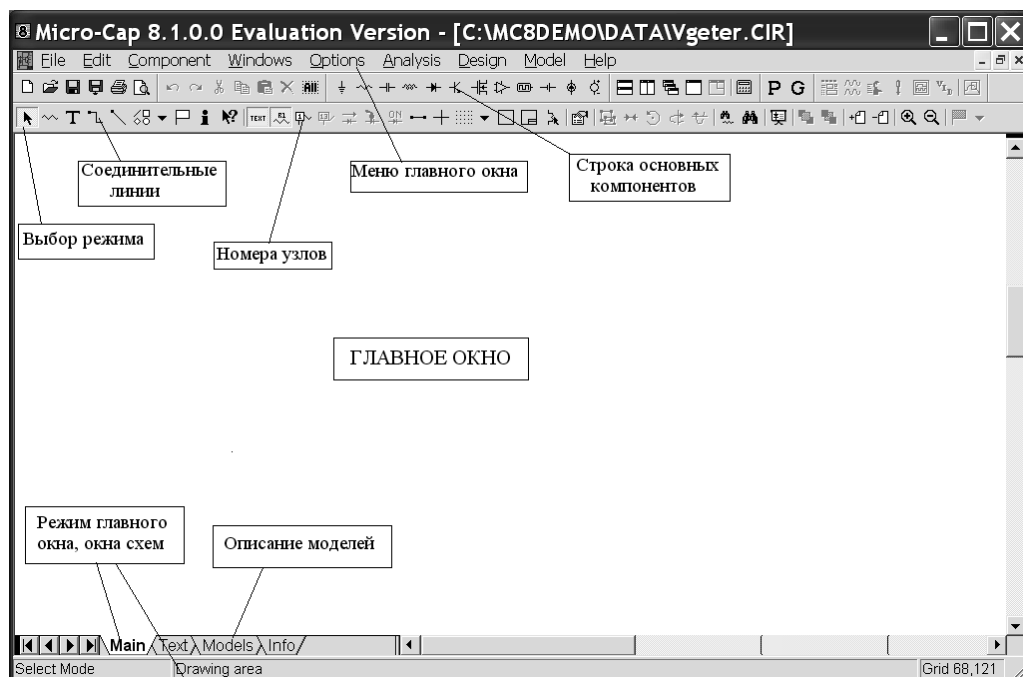


Рис. 6.2

Меню главного окна представлено второй строчкой сверху. Оно состоит из команд: File, Edit, Components, Windows, Options, Analysis, Help. Верхняя строчка главного окна в подкаталоге \DATA укажет присвоенное ЭВМ или, выбранное Вами имя вводимой схемы с расширением .CIR, которое используется для описания схемы во внутреннем формате MC8 (вначале ЭВМ присваивает формируемой схеме имя CIRCUIT с некоторым порядковым номером, которое при выходе из программы можно заменить на любое другое).

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы) выбираются курсором (рис. 6.2), активируются левой кнопкой (например, резистор) мыши и затем помещаются в выбранном месте главного окна при повторном нажатии на левую кнопку. Удерживая нажатой левую кнопку можно вращать компонент, щелкая правой. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и на ниспадающем меню Resistor предлагается присвоить ему позиционное обозначение (PART), указать его величину (VALUE), а так же другие, не используемые при выполнении лабораторной работы, параметры. Присвоенные значения могут изображаться вместе с компонентом в главном окне, если подсвеченный параметр помечен галочкой Show (рис. 6.3). При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	10^6	10^3	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}	10^{-15}
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15



Рис. 6.3

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена: 5 PF или 5 P, или 5E-12.

Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие кнопки ОК. Если неверно введены какие-либо сведения, то нажатие кнопки Cancel отменяет всю введенную информацию о компоненте.

При необходимости коррекции отдельных элементов принципиальной схемы необходимо сначала его удалить. Для этого вначале активизируют режим редактирования элементов и компонентов схемы (Select Mode, рис. 6.2). Затем, подводя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым светом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в меню EDIT, на выпадающем подменю выбирают CUT (рис. 6.4) и удаляют необходимый атрибут схемы. Альтернативным вариантом при удалении компонентов является применение пиктограммы CUT (или Ctrl-X) на панели инструментов (ножницы), которая активизируется только при нажатии кнопки Select Mode (рис. 6.2).

При вводе транзистора типа PNP, которого нет в списке основных компонентов, необходимо сначала выполнить команду Components в меню главного окна и на дополнительном меню, разворачивающемся вправо, выбрать Analog Primitives, а из предлагаемого списка устройств выбрать Active Devices, а затем, на закладке активных компонентов, PNP (рис. 6.5).

В дальнейшем, при повторном вводе транзистора такого типа, выполняемая команда Components уже содержит данный тип транзистора на выпадающем меню и достаточно лишь активизировать в нем соответствующую строку.

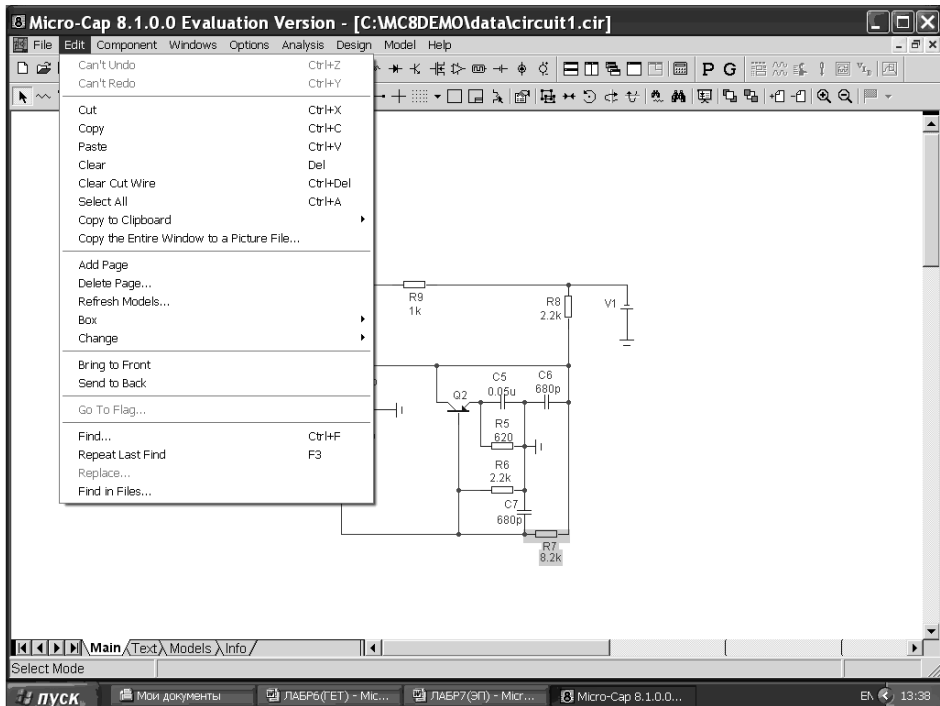


Рис. 6.4

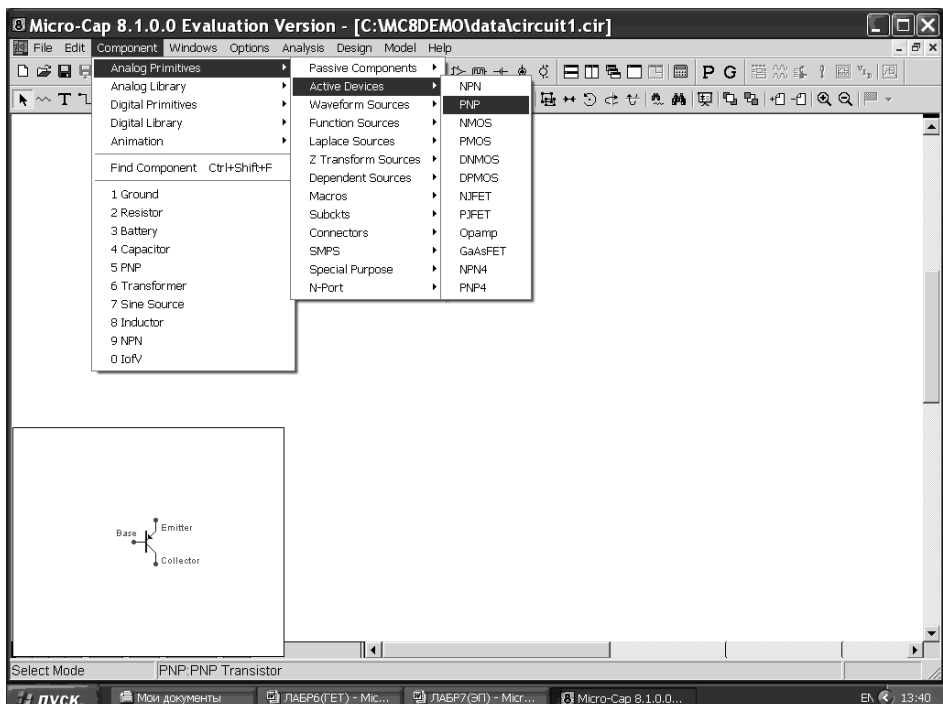


Рис. 6.5

При нажатии на левую кнопку мыши на ниспадающем меню PNP Transistor (рис. 6.5) выбирается позиционное обозначение компонента, начинающееся по умолчанию с буквы Q, затем его характеристика VALUE, определяющая активный режим, тип транзистора MODEL, тип корпуса PACKAGE, стоимость COST и значение рассеиваемой на транзисторе мощности POWER.

Поскольку в библиотеке MC8 нет отечественных транзисторов, то необходимо ввести параметры модели Гумеля — Пуна транзистора KT326B, представляемых в массиве Source: Local text area of C:\DATA\Vgeter.CIR (массив circuit1.cir, рис. 6.6).

PNP:PNP Transistor

Name: ☐ Show

Value: ☐ Show

Display: ☐ Pin Markers ☐ Pin Names ☐ Pin Numbers ☒ Current ☒ Power ☒ Condition

PART=Q3
VALUE=
MODEL=KT326B
PACKAGE=
COST=
POWER=

Вспомогательные характеристики

IC vs. Vce

2SA965
2SA968
2SA970
2SB1009
2SB737
2SB889
KT326B

Source: Local text area of C:\MC8DEMO\data\circuit1.cir

IS	16.64F	BF	99.06	NF	1
VAF	115	IKF	.6751	ISE	54.12P
NE	2.527	BR	1.75	NR	1
VAR	63	IKR	.52	ISC	12.5F
NC	2	NK	500m	ISS	0
NS	1	RE	0	RB	52.4
RBM	0	IRB	0	RC	1.85
CJE	3.375P	VJE	.75	MJE	.35
CJC	4.089P	VJC	.69	MJC	330m
XCJC	1	CJS	0	VJS	750m

Рис. 6.6

Для этого, после ввода выбранного позиционного обозначения транзистора (PART), характеристики, определяющей активный режим (VALUE, можно не вводить), выбирается строка MODEL, в которой указывается имя выбранного из библиотеки MC8 транзистора, активизацией соответствующей строки. Нажатием на кнопку NEW определяете переход в режим ввода параметров новой модели транзистора. В строке MODEL появляется надпись New Model1,

что дублируется в верхней строке Value. Находящийся там курсор позволяет ввести, выбранный Вами тип транзистора, или ввести новый. Введя тип транзистора, затем приступайте к редакции параметров модели Гумеля — Пуна, биполярного транзистора описанного в таблице параметров. Для этого курсор левой кнопкой мыши помещаете в одном из окон массива: Source:Local text area of C:\DATA\Vgeter.CIR, где Vgeter- имя файла, использующегося для ввода принципиальной схемы гетеродина и последующего анализа (на рис. 6.6, circuit 1). Содержащиеся в каждом окне числового массива значения удаляются «стрелкой» на клавиатуре и затем вводятся из описания модели транзистора КТ 326В.

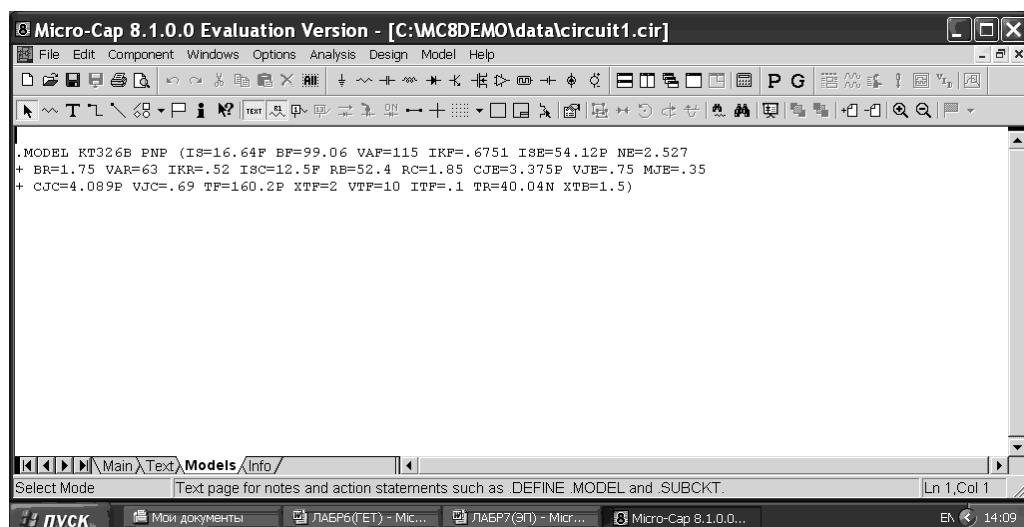


Рис. 6.7

Смысл, заключенный в аббревиатурах приведенных параметров, и условия, при которых они получены, расшифровывается в пособиях по применению программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ [2].

Сведения о параметрах модели транзистора также можно ввести используя режим описания моделей. Для этого необходимо войти в режим Models из главного окна, щелкнув левой кнопкой мыши по надписи внизу главного окна (рис. 6.2), активизируя режим описания моделей используемых активных устройств (Active Devices). Содержание текстового файла (рис. 6.7) с параметрами транзистора КТ 326В совпадает со сведениями представленными в файле: Source:Local text area of C:\Data\Vgeter.CIR (рис. 6.6). Отсутствие некоторых параметров модели транзистора в текстовом файле обусловлено присвоением их значений по умолчанию либо переходом ЭВМ к упрощенной модели Эберса — Молла.

Применение нелинейной модели биполярного транзистора Гумеля — Пуна требует задания всех параметров числового массива Data\Vgeter.CIR подменю PNP Transistor (рис. 6.6).

Система схемотехнического моделирования МС8 позволяет получать ряд вспомогательных характеристик (рис. 6.6), используя параметры введенной модели транзистора КТ326В.

Перечень вспомогательных характеристик выводится на экран монитора при нажатии на кнопку расширения окна (рис. 6.8):

- семейство выходных (I_c vs V_{ce}) характеристик $I_k = f(U_{кэ})$;
- зависимость коэффициента усиления (DC Current Gain) по постоянному току $I_k/I_b = f(I_k)$;
- зависимость напряжения насыщения (V_{ce} saturation voltage) от коллекторного тока $V_{кэ} = f(I_k)$;
- зависимость коэффициента усиления по постоянному току от частоты (β vs Frequency) $I_k/I_b = f(F)$.

Активизировав левой кнопкой мыши необходимую строку, получаем на экране монитора выбранную зависимость, нажатием кнопки Plot. Выбрав строку I_c vs V_{ce} получаем семейство статических выходных характеристик

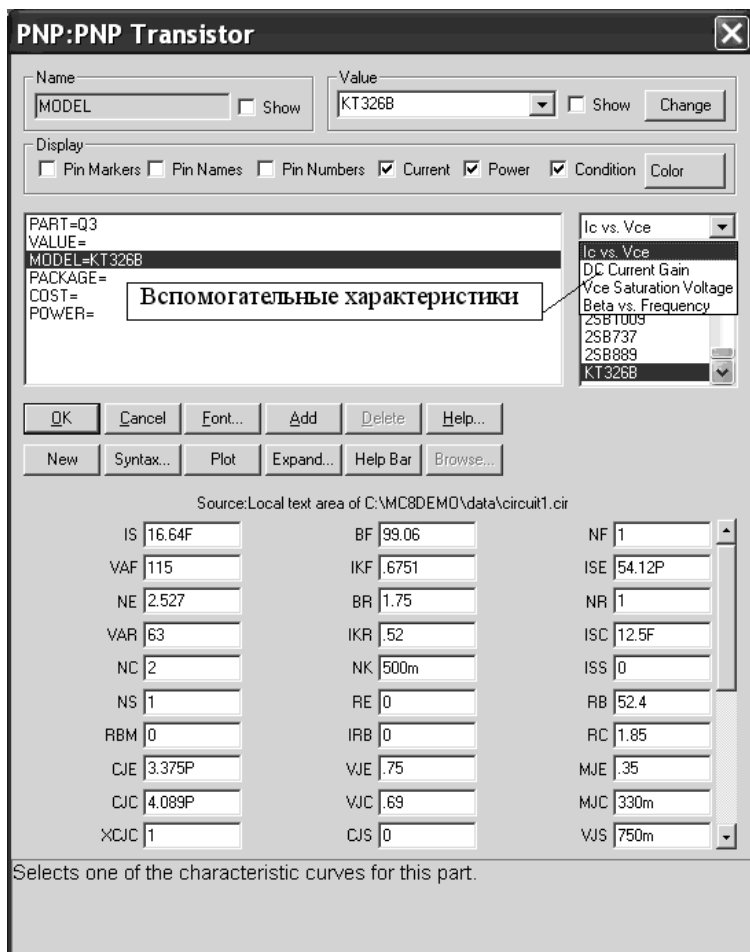


Рис. 6.8

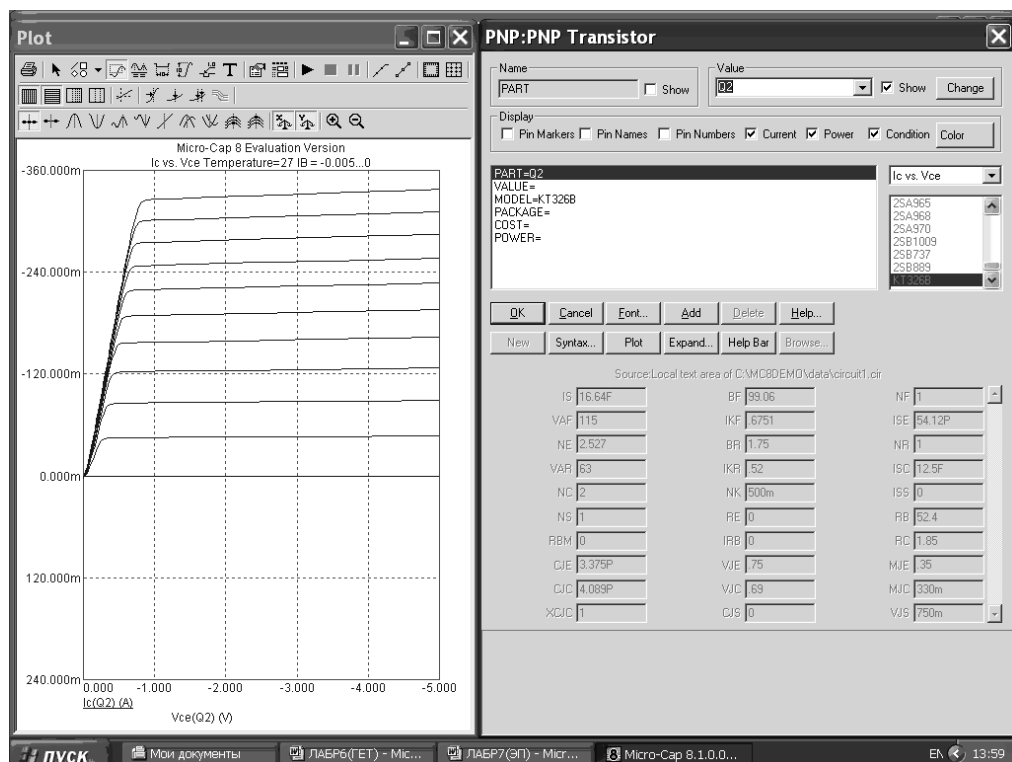


Рис. 6.9

(рис. 6.9). Это семейство кривых используйте для определения критической крутизны.

Выбрав в окне схем пиктограмму источника питания (батарейку) на строке основных компонентов левой кнопкой мыши, устанавливаем графическое изображение источника питания с учетом типа проводимости транзистора, в схему. Величина напряжения источника питания принимается равной 12 В в подменю Battery:Battery (рис. 6.10).

Соединительные линии между элементами схемы прочерчивают используя кнопку ввода ортогональных проводников Wire Mode (изображение линии) на панели инструментов (рис. 6.2). Установив курсор в нужном месте главного окна (окна графического редактора), нажимаете левую кнопку мыши и, удерживая ее, «прочерчиваете» линию до соединения с выбранным компонентом или линией. Отпустив ее, фиксируете положение линии.

Согласующий трансформатор K1 (без потерь и ферритового или металлического сердечника, рис. 6.1) вводится выбором на второй строке окна главного меню команды Component с последующим выбором на выпадающем подменю Analog Primitives и на выдвигающемся вправо подменю, Passive Components с последующим выбором Trans-former (рис. 6.11).

Появляющееся графическое изображение трансформатора устанавливается в нужном месте принципиальной схемы с соблюдением полярности. При нажатии левой кнопки мыши положение трансформатора фиксируется и, на появляющемся подменю, вводятся параметры трансформатора (рис. 6.12).

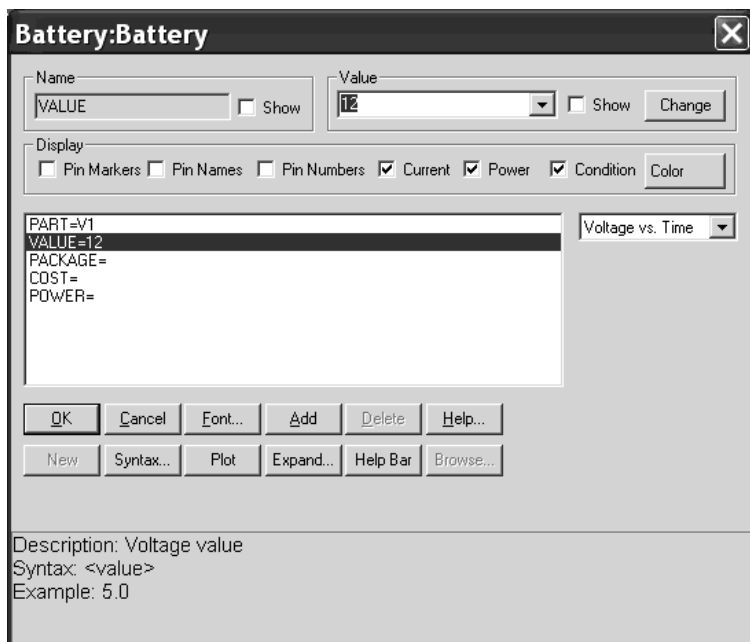


Рис. 6.10

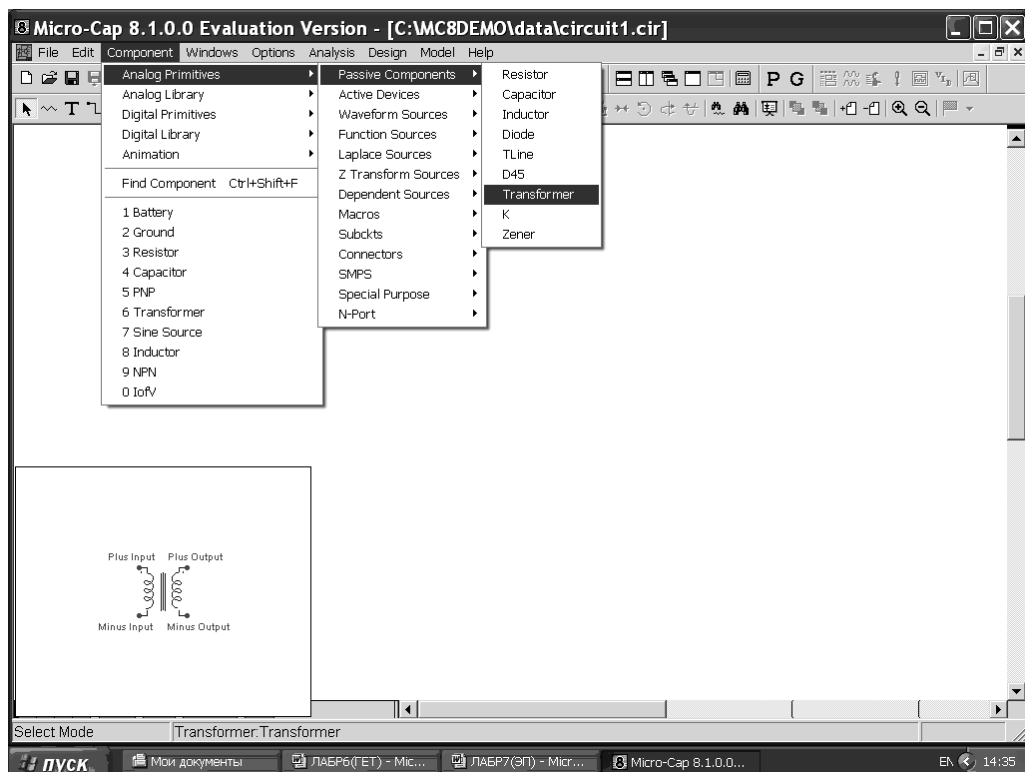


Рис. 6.11

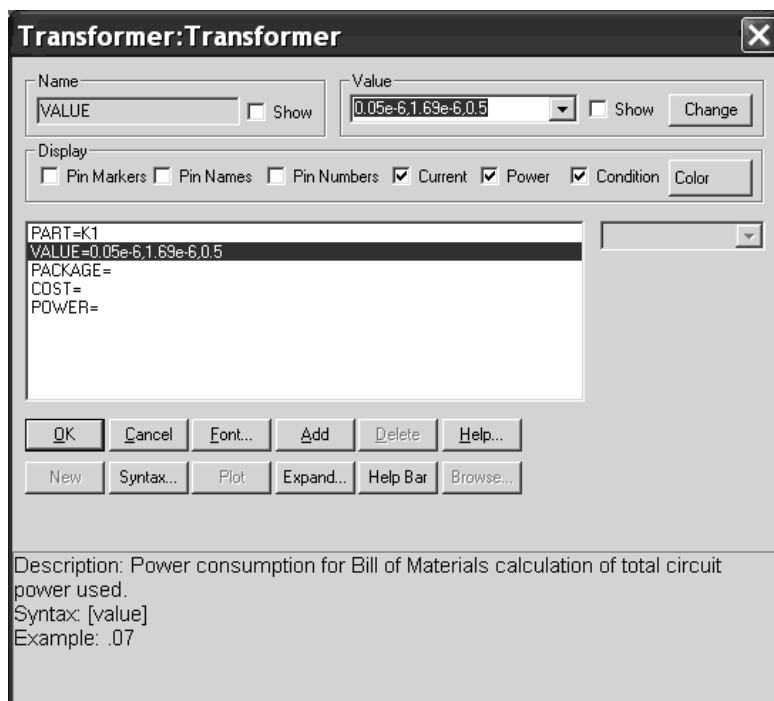


Рис. 6.12

В строке PART вводится позиционное обозначение трансформатора (буква К с некоторым порядковым номером), а в строке VALUE значения индуктивностей первичной и вторичной обмоток трансформатора и коэффициент связи между обмотками. Пояснения к принятым обозначениям и вводимым параметрам можно найти нажав кнопку Syntax (рис. 6.12).

Закончив ввод компонентов принципиальной схемы и, проверив их значение, нажатием пиктограммы Node Numbers (номера узлов) определяют узлы принципиальной схемы устройства (рис. 6.13) и переходят в режим анализа свойств схемы. Режим анализа схемы по переменному току предваряет оценка рабочих режимов транзисторов по постоянному току.

Обеспечение режима работы транзисторов в соответствии с рекомендациями п. 4.1 достигается при выборе элементов схемы, приведенных на рис. 6.1. Проверка указанных режимов проводится с использованием режима Dynamic DC. Для того в меню главного окна схем выбирают команду Analysis, а на дополнительном, разворачивающемся вправо подменю, Dynamic DC (рис. 6.14).

На выпадающей закладке Dynamic DC Limits по умолчанию указываются значения напряжений в узлах принципиальной схемы, что реализуется выбором режима Place Text (помечается), для выбранной температуры (рис. 6.15) Temperature List (или списка значений). В строке Slider Percentage Step Size (величина изменения значения помеченного резистора) указывается прирост величины сопротивления в процентах при нажатии на кнопку Up Arrow клавиатуры или ее уменьшения, при нажатии на стрелку Down Arrow.

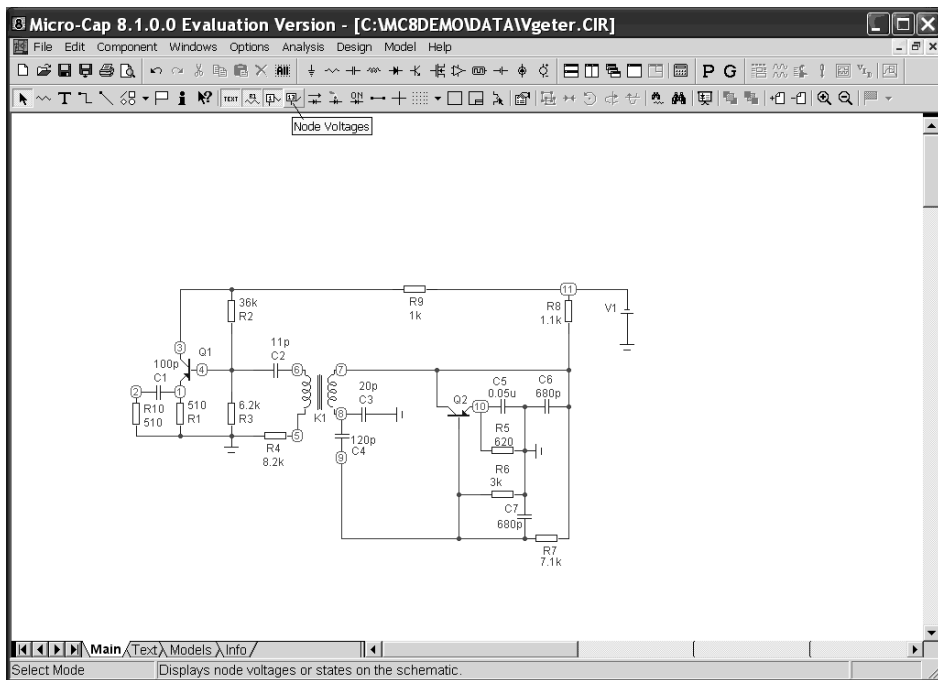


Рис. 6.13

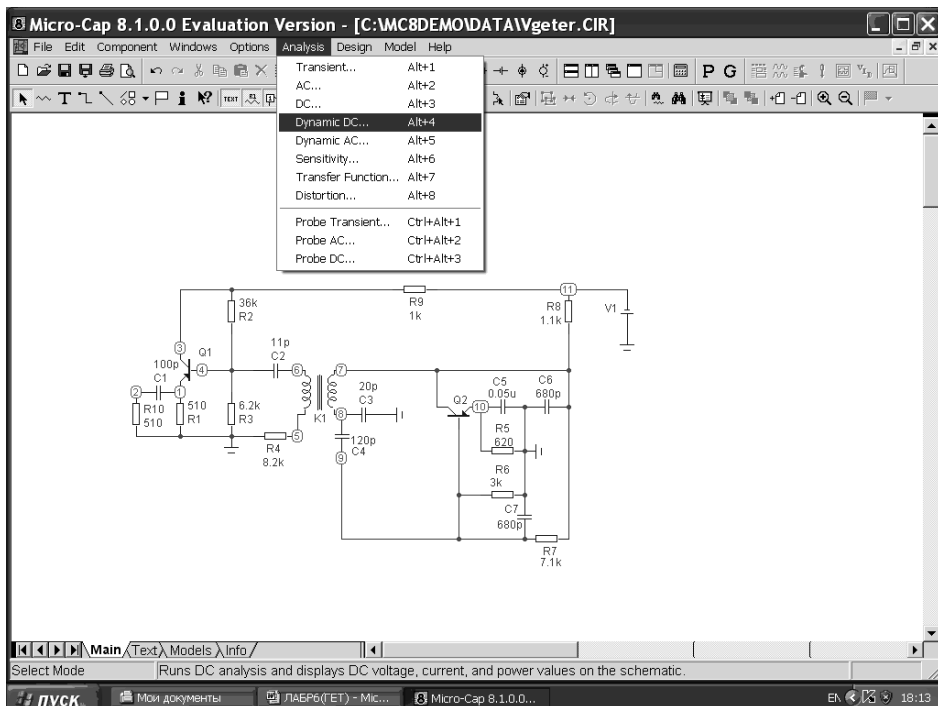


Рис. 6.14

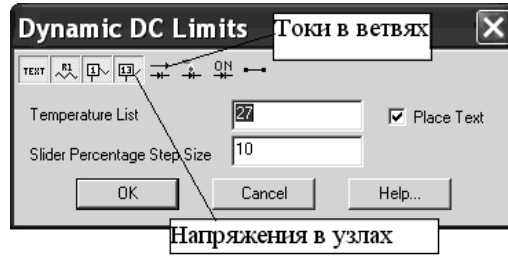


Рис. 6.15

Активизация пиктограммы Text размещает в рамке окна схем сведения :

- об условиях анализа (анализ по постоянному току);
- значение температуры при проведении эксперимента (27 °C);
- тип выводимых сведений (значения напряжений в узлах, токов в ветвях и др.).

Активизированные следующие пиктограммы позволяют выводить в окно схем названия и значения элементов схемы, номера узлов, а так же напряжения в узлах и токи в ветвях и мощность, выделяемую на элементах схемы.

Повторным нажатием на пиктограмму напряжений в узлах отменяем вывод на экран монитора значений напряжений, а активизацией пиктограммы — отображения токов в ветвях, выводим на монитор значения постоянных токов в ветвях. Подтверждаем выбранный вариант выводимых параметров нажатием кнопки ОК. Убеждаемся в соответствии требуемых по заданию и рассчитанных (рис. 6.16) значений токов (при расхождении больше чем на 0,05 мА необходимо проверить правильность параметров введенных компонентов и их соединение).

Выбрав соответствующие узлы, входят в режим анализа переходных характеристик, используя в меню главного окна команду Analysis и подменю Transient (рис. 6.17) (или сочетание клавиш Alt+1).

В подменю Transit Analysis Limits выбираем пределы анализа во временной области таким образом, чтобы исключить временной участок, соответствующий нестационарному процессу, в узле 2, на нагрузке эмиттерного повторителя.

Моделирование проводится в течение 100 мкс, что задается в окне Time Range, величина максимального шага интегрирования принимается 1 нс (Maximum Time Step), значение рабочей температуры принимается равным комнатной 27°C (Temperature). Способ изменения (в данном случае не имеет значения) — линейный (Linear). Способ сохранения результатов расчетов выбирается обычный (Normal) — без записи на жесткий диск и без использования в дальнейших расчетах результатов моделирования

Начальные значения переменных (напряжения на конденсаторах, токи через индуктивности) State Variables принимаются равными нулю (Zero). Помечая «галочкой» Operating Point обеспечиваем расчет значений постоянных составляющих напряжений и токов в узлах и ветвях принципиальной схемы. Помечая Operating Point Only ограничиваем расчет только величинами постоянных составляющих напряжений в узлах и токов в ветвях. На начальных этапах машинного эксперимента затруднен выбор требуемого масштаба выводимых

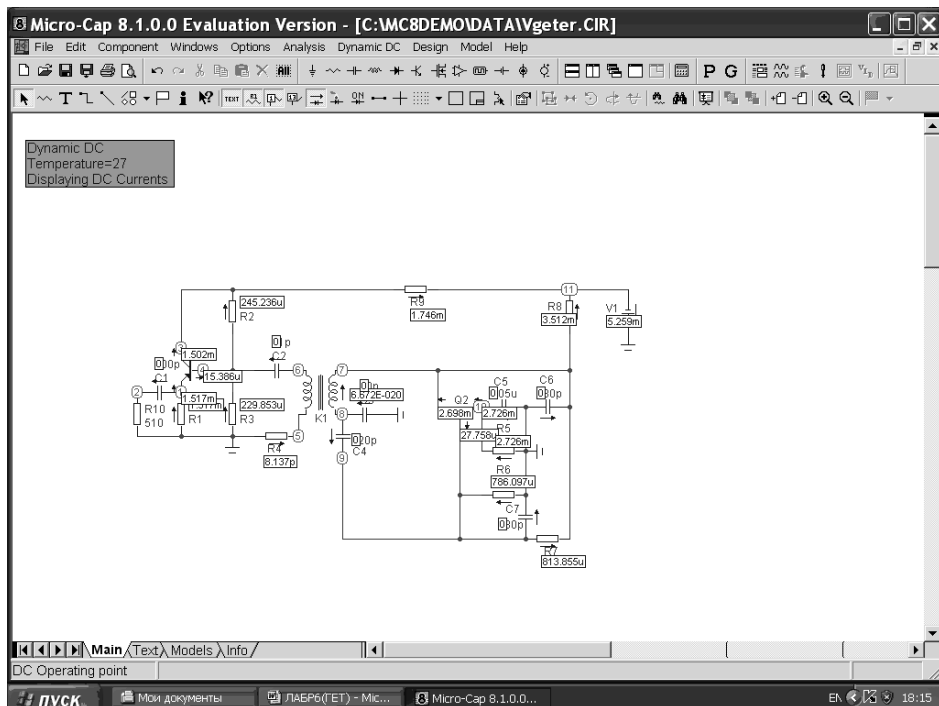


Рис. 6.16

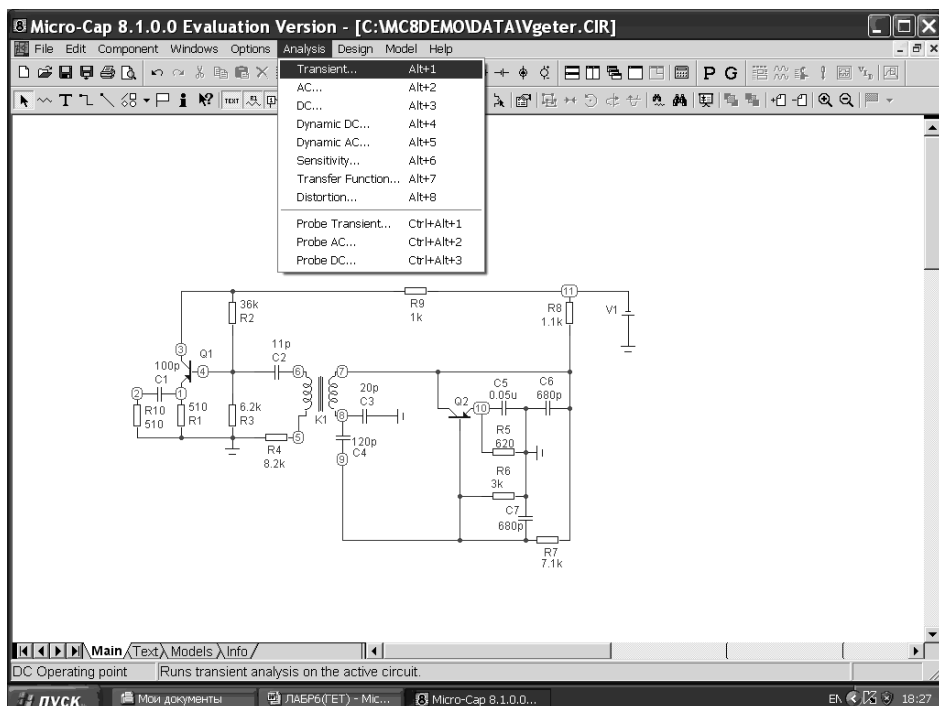


Рис. 6.17

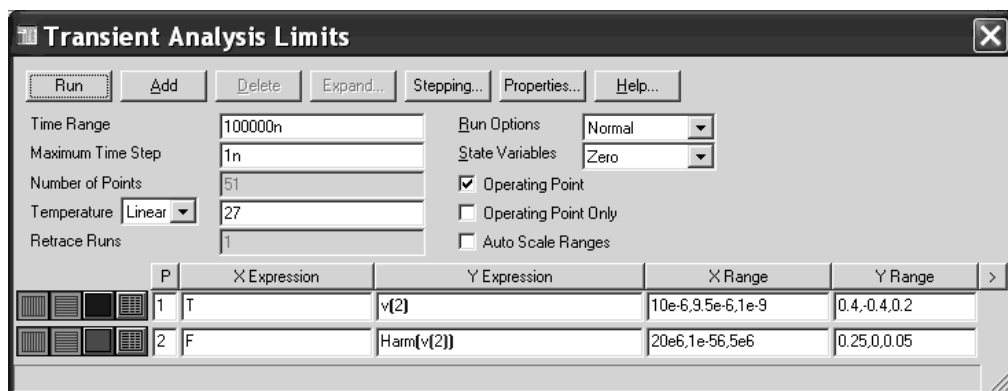


Рис. 6.18

мых на экран кривых ЭВМ и, в этом случае, помечают Auto Scale Ranges (автоматический выбор масштаба). Приведенные на рис. 6.18 сведения проказывают, что на экран будет выводиться два отдельных графика (P). В первом графике по оси абсцисс откладывается время (T) только (XExpression) в интервале (XRange) 9,5 — 10 мкс с интервалом для сетки через 1 нс. По оси ординат откладывается напряжение в узле 2 (YExpression V(2)). Пределы выбраны (YRange): максимальное значение 0,4 В, минимальное значение — 0,4 В, с шагом сетки 0,2 В.

Спектр напряжения в узле 2 получается применением процедуры прямого преобразования Фурье к полученной временной зависимости. Параметры преобразования (временной интервал, количество учитываемых гармоник и др.) задаются из подменю Transient Analysis Limits (рис. 6.18) нажатием на кнопку Properties (свойства) с последующим выбором закладки FFT (прямое преобразование Фурье). На закладке FFT (рис. 6.19) необходимо ввести:

- верхний предел временного анализа (Upper Time Limit);
- нижний предел временного анализа (Lower Time Limit);

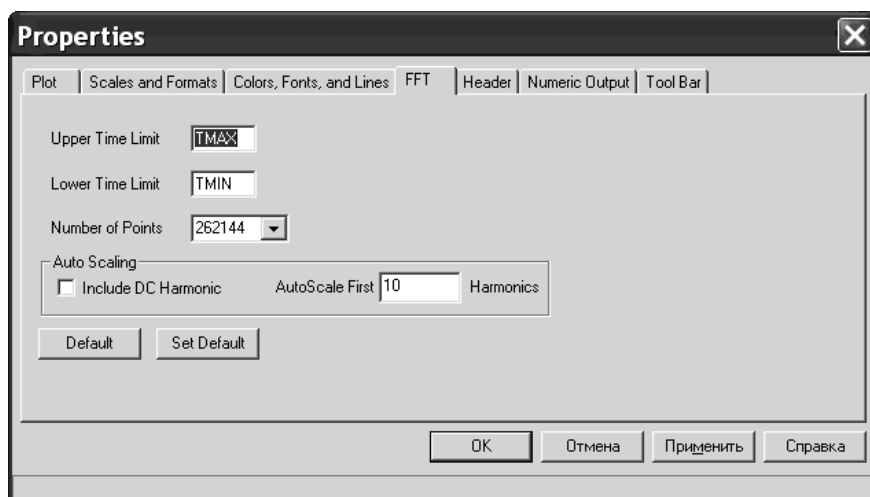


Рис. 6.19

- количество точек на временной зависимости, используемых для выполнения дискретного преобразования Фурье (Number of Points, задается активизацией строки после нажатия кнопки раскрытия окна);
- число учитываемых гармоник (в рамке Auto Scaling) с (помечается галочкой) постоянной составляющей или без нее.

Примечание: увеличение количества точек для вычисления спектра приводит к увеличению времени расчета; слишком малое число выборок снижает точность расчета и может приводить даже к неверным результатам. Для условий (рис. 6.19) время анализа составляет 15–20 с.

Второй (рис. 6.18) график (P) отражает на экране монитора амплитудный спектр (YExpression) напряжения в узле 2 Harm(V(2)). По оси абсцисс в этом случае откладывается частота (XExpression F) в пределах от нуля (1E-56) до 20 МГц с интервалом для сетки 5 МГц. Амплитуда гармоник (YRange) выводится на экран в пределах от нуля до 0,25 В с интервалом 0,05 В.

Пример временной и спектральной характеристик напряжения в узле 2 для указанных пределов представлен на рис. 6.20.

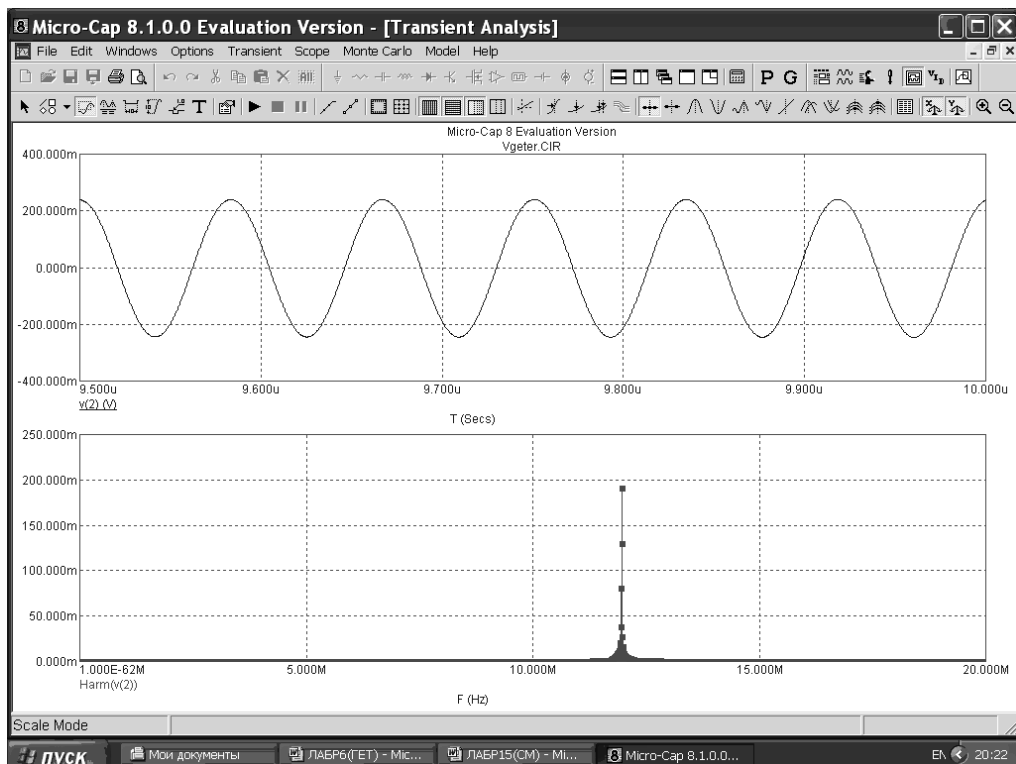


Рис. 6.20

Амплитудный спектр тока транзистора Q2 генератора получаем аналогично предыдущему, введя в качестве элемента, с которого снимается форма тока, резистор R11 (рис. 6.21).

В этом случае, последовательно входя в меню Analysis главного окна и затем в режим Transit, на выпадающем подменю Transit Analysis Limits задают

Переходные характеристики и амплитудный спектр выходного напряжения гетеродина для различных значений емкости С3 получают, используя описанную ранее методику (рис. 6.18, 6.20). В подменю Transient Analysis Limits, нажатием кнопки Stepping входят в режим пошагового изменения выбранного параметра.

Активизацией режима Stepping переходят в режим многовариантного анализа, позволяющего в расширенной версии МС8 изменять, по выбранному закону, параметры компонентов (активных и пассивных), параметры зависимых и независимых источников сигналов. При этом могут одновременно изменяться до двадцати параметров. В ниспадающем меню (рис. 6.22) выбор варьируемого компонента осуществляется нажатием на кнопку раскрытия окна в строке What Step (рис. 6.23).

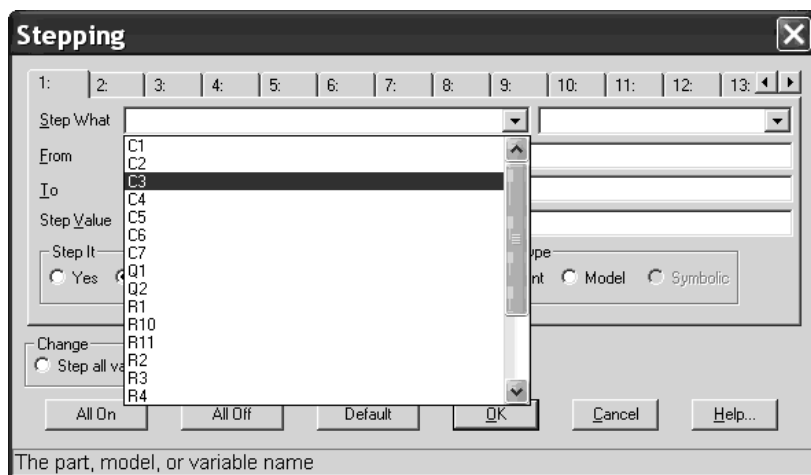


Рис. 6.23

Нажатием на левую кнопку мыши производим выбор компонента и затем указываем нижний (From) и верхний (To) пределы его изменения и величину шага (Step Value). Затем в рамке (Step It), нажимая на кнопку Yes, подтверждаем вариацию параметров выбранного компонента. В рамке Method отмечаем кнопкой закон изменения (Linear — линейный, Log — логарифмический или List в соответствии со списком). В рамке Parameter Type кнопкой помечаем вид варьируемого элемента: Component — компонент или Model — модель.

В рамке Change (изменение) выбирается (помечается точкой) способ изменения шага варьируемых элементов: в каждом из вложенных циклах программы (Step variables in nested loops) или всех подлежащих изменению параметров одновременно (Step all variables simultaneously). В первом случае существует возможность независимого выбора шага для каждого параметра. Во втором случае необходимо изменять варьируемые параметры с одинаковым шагом, что ограничивает анализ всего одним возможным вариантом. Кнопки в нижнем ряду All On, All Off включают режим варьирования (Step It) перечисленных на всех закладках в режиме Stepping параметров. Кнопка Default предлагает, как возможные, использовать текущие значения варьируемого параметра. Подтверждение выбранного режима анализа и вход в него осуществ-

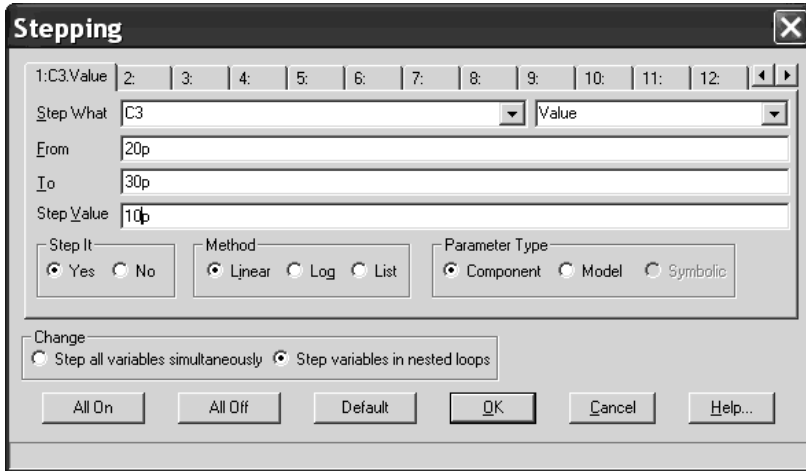


Рис. 6.24

ляется нажатием кнопки ОК. Для варианта значений емкости $C3$, указанного на рис. 6.24 получается семейство (рис. 6.25) кривых (последовательно войдя в режим Transient и затем Run).

Проделайте аналогичный машинный эксперимент изменяя значения емкости $C3$ от 15 пФ до 30 пФ с шагом в 5 пФ. Определите точное значение час-

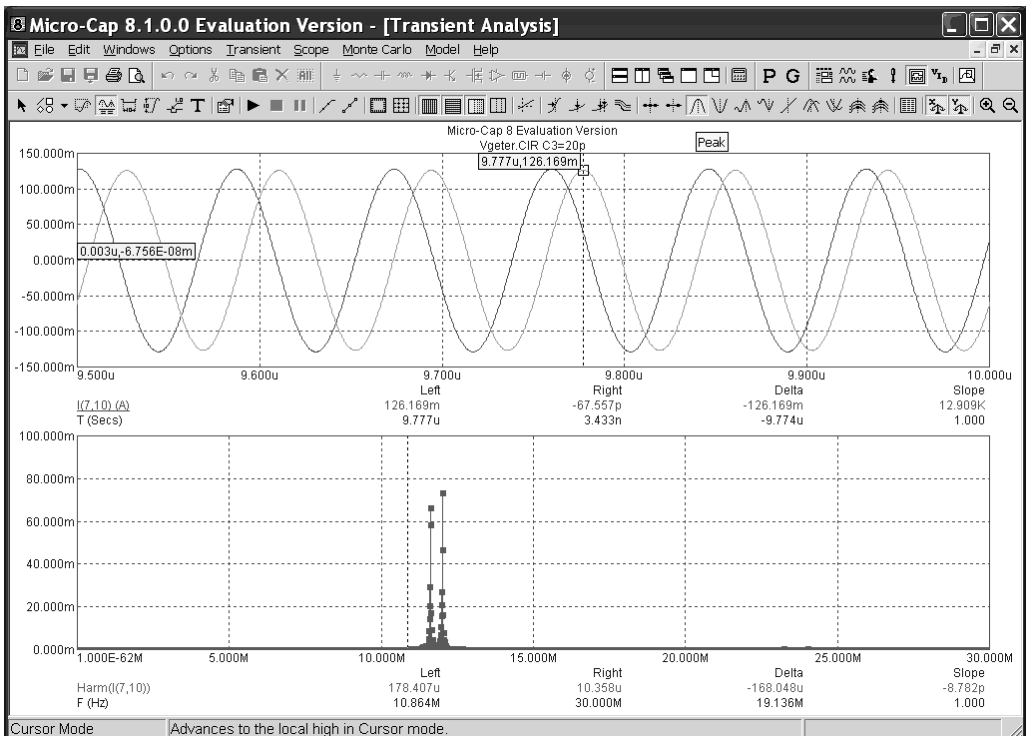


Рис. 6.25

тоты, соответствующее каждому значению емкости. Точное значение генерируемой частоты определяют активизацией кнопки Peak на панели инструментов (рис. 6.25). При этом выделяется цветом (обычно серым) одна из кривых на первом рисунке и появляются метка с указанием наибольшего значения выделенной переменной в некоторый момент времени. Активизируя окно второго графика получаем максимальное значение амплитуды первой гармоники, на выделенной цветом кривой, амплитудного спектра. Возвратившись в первое окно, активизируя другую кривую, и, проделав указанную выше последовательность действий, получим точное значение частоты для другого условия (например, другой температуры, рис. 6.23).

Исследование влияния резистора R5 цепи делителя напряжения во входной цепи транзистора Q2 генератора проводят аналогично предыдущему эксперименту, выбирая в качестве варьируемого компонента R5 с шагом в 100 Ом в режиме Stepping (рис. 6.26).

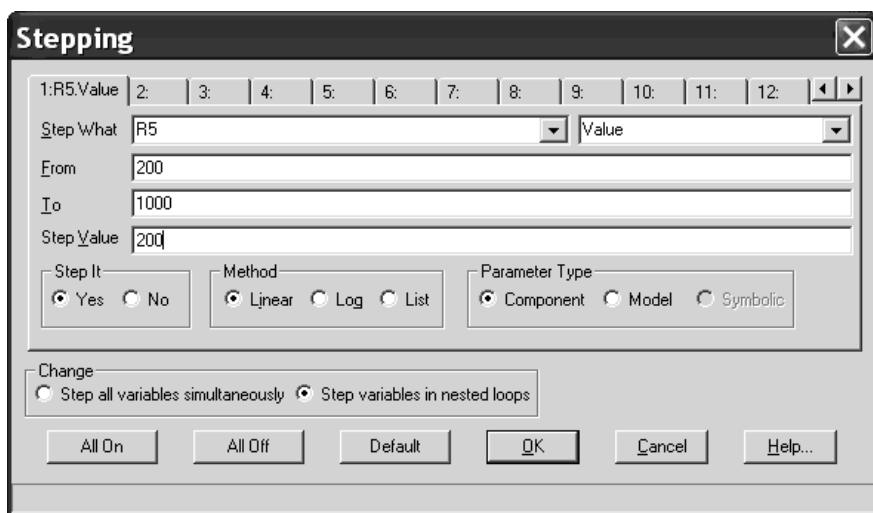


Рис. 6.26

В отчете привести полученные в этом эксперименте зависимости.

Исследование влияния температуры окружающей среды на свойства гетеродина проводят во временной области с использованием спектральных характеристик выходного сигнала. Для этого в меню главного окна выбирают Analysis, подрежим Transient и, на выпадающем подменю (рис. 6.27), нажав кнопку List в строке Temperature задают значения температуры, при которых будут производить исследование. Диапазон изменения температур задается в формате: наибольшая, наименьшая в градусах Цельсия.

При изменении температуры изменяются параметры компонентов, имеющие ненулевой температурный коэффициент, а также ряд параметров полупроводниковых приборов.

Пример расчета временных зависимостей и амплитудного спектра тока коллектора транзистора Q2 для значений температуры, указанных на рис. 6.27, приведен на рис. 6.28.

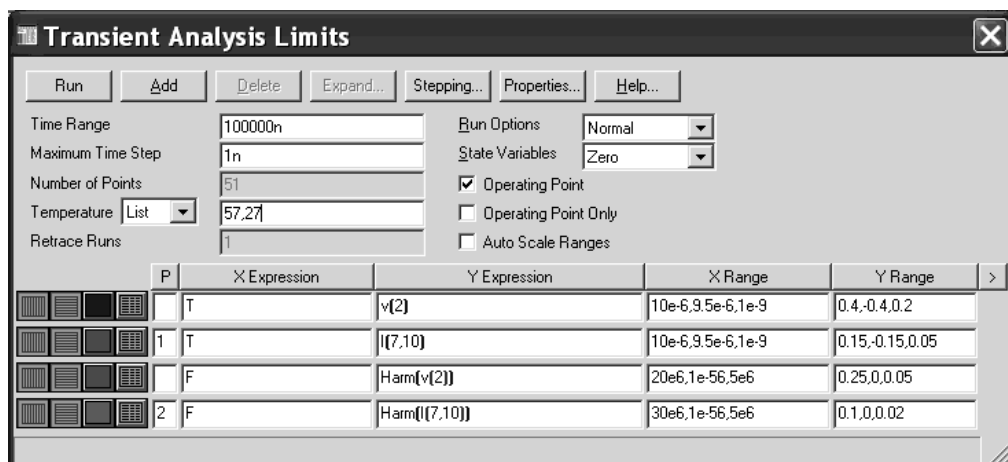


Рис. 6.27

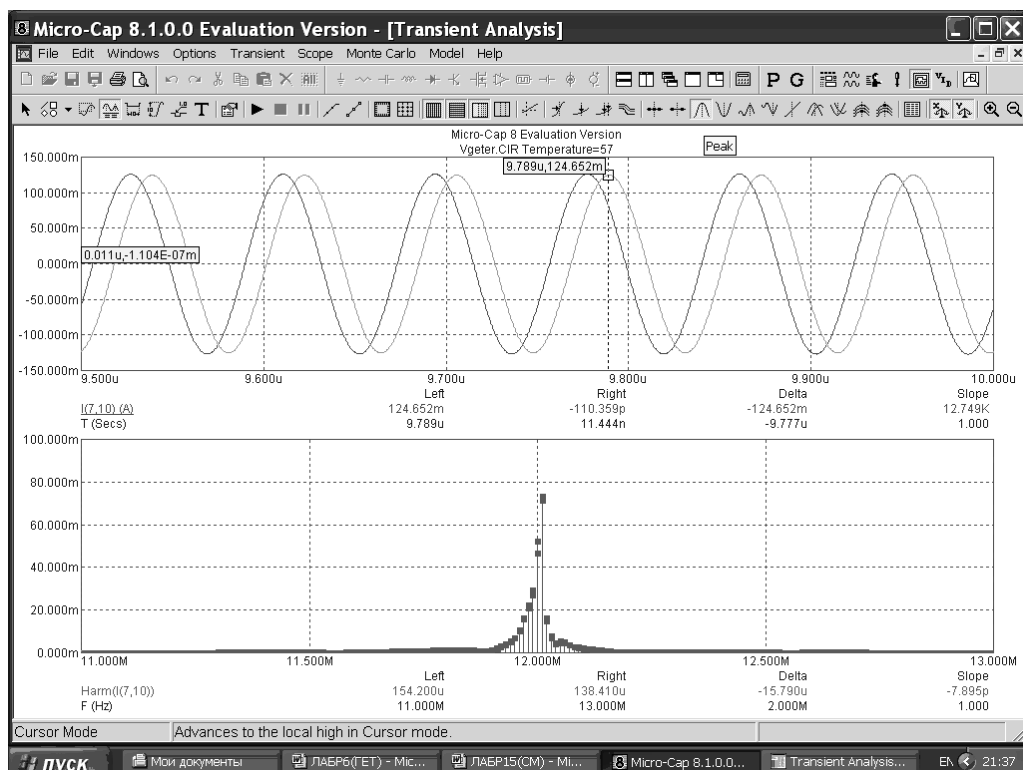


Рис. 6.28

Проведите расчет аналогичных характеристик для значений температуры, указанных в п. 2.2.6 и оцените сдвиг частоты генерируемых колебаний при изменении температуры.

5 Содержание отчета

- 5.1. Цель работы.
- 5.2. Принципиальная схема исследуемого каскада.
- 5.3. Исходные данные для расчета.
- 5.4. Расчеты, проведенные в соответствии с разделом 2. Результаты ручного расчета (пункт 2.1 должны быть включены в п.2.2.2).
- 5.5. Распечатки результатов машинного эксперимента с вычисленными по ним значениями амплитуды, частоты.
- 5.6. Краткие выводы.

6 Вопросы для самопроверки

1. Назначение гетеродина. В приемниках какого типа он используется?
2. Назовите условия возбуждения колебаний в автогенераторе?
3. Каковы схемные реализации автогенераторов?
4. Какое назначение блоков исследуемой принципиальной схемы?
5. Какие элементы принципиальной схемы определяют частоту генерируемых колебаний?
6. Назовите причины нестабильности частоты колебаний автогенератора.
7. Какие меры приняты в исследуемой схеме для повышения стабильности частоты генерируемых колебаний?
8. Как влияет режим по постоянному току транзистора автогенератора на частоту колебаний? И почему?
9. Какие известны способы изменения частоты автогенератора?
10. Какие способы перестройки автогенераторов используются чаще в реальных конструкциях?

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Комплексное уравнение генератора

Любой автогенератор представляет собой нелинейное устройство, преобразующее энергию источника питания в энергию колебаний. Источником питания обычно является источник постоянного тока. Независимо от способа реализации и назначения автогенератор должен иметь: источник питания, усилитель и цепь обратной связи (ОС). Усилитель резонансного типа реализуется на биполярных транзисторах (БТ), полевых транзисторах (ПТ) и др. Нагрузка усилителя — колебательная система, являющаяся одновременно элементом цепи внешней ОС.

Автогенератор, находящийся в стационарном режиме, представляет собой нелинейный усилитель, для возбуждения которого используются колебания, вырабатываемые в самом генераторе.

Колебания берутся из колебательной системы усилителя и передаются на его вход по цепи ОС. Если амплитуда и фаза, поступающих на вход уси-

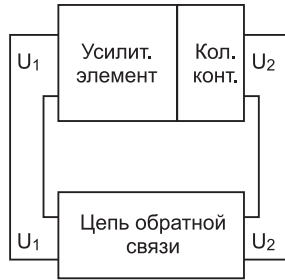


Рис. 6.29

лителя, удовлетворяют определенным условиям, то возникают автоколебания (внешнее возбуждение отсутствует). В момент запуска в колебательной системе автогенератора возникают свободные колебания, обусловленные включением источника питания, замыканием цепей, электрическими флуктуациями. Благодаря положительной обратной связи (ПОС) первоначальные колебания усиливаются, т. е. энергия, запасаемая в колебательном контуре будет больше, чем расходуемая. На первом этапе, когда амплитуда колебаний мала, система может рассматриваться как линейная. С ростом амплитуды проявляется нелинейность вольтамперных характеристик (ВАХ) активного элемента (АЭ) и усиление уменьшается. Нарастание амплитуды прекращается, когда усиление уменьшается до значения, при котором энергия, отдаваемая за период колебаний в колебательный контур, равна, расходуемой за это время.

Наиболее важными для анализа свойств автогенератора являются: механизм возникновения автоколебаний при запуске автогенератора и устойчивость стационарного режима. Активный элемент (ПТ, БТ) вместе с колебательной системой составляют резонансный усилитель, обеспечивающий фильтрацию. Для стационарного режима АЭ — нелинейное устройство, выходной ток которого, обладает большим количеством гармоник. Колебательный контур подавляет высшие гармоники, обеспечивая на выходе гармоническое напряжение. Обратная связь может быть организована с использованием внешней цепи (двух- или 4-полюсник) или за счет процессов, протекающих внутри АЭ и создающих статическую или динамическую отрицательную проводимость, компенсирующую потери в контуре.

В общем случае коэффициент усиления по напряжению усилителя $\underline{K}$ является функцией частоты ω и амплитуды U_1

$$\underline{K}(\omega, U_1) = \frac{U_2}{U_1}. \quad (6.30)$$

Для фиксированной частоты генерации $\underline{K}(U_1)$ является только функцией амплитуды колебаний U_1 . Коэффициент передачи 4-полюсника ОС определяется

$$\beta_{oc}(\omega) = \frac{U_1}{U_2}. \quad (6.31)$$

В стационарном режиме автогенератора коэффициент усиления $\underline{K}$ и коэффициент передачи цепи ОС β_{oc} являются взаимно обратными величинами

$$\underline{K}(\omega, \underline{U}_1) \cdot \beta_{oc}(\omega) = 1. \quad (6.32)$$

Уравнение (6.32) является комплексным уравнением генератора, отражающим тот факт, что комплексный коэффициент передачи по замкнутому кольцу равен единице. Так как коэффициент передачи цепи ОС не зависит от амплитуды колебаний, (6.32) позволяет получить значение амплитуды установившихся колебаний при заданном β_{oc} .

Простейшая схема автогенератора на ПТ с трансформаторной ОС представлена на рис. 6.30.

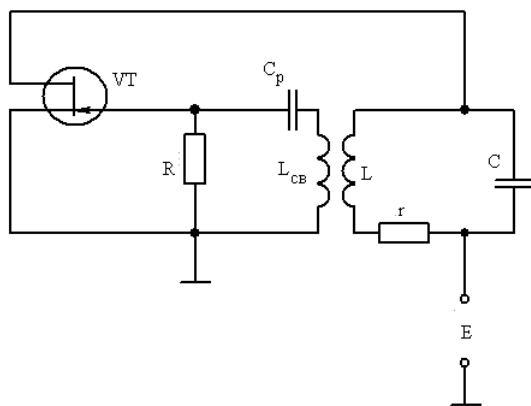


Рис. 6.30

Разделительный конденсатор C_p обладает большой емкостью и на частоте сигнала может считаться коротким замыканием. Напряжение, приложенное к затвору за счет ОС (затвор—исток) и снимаемое в нагрузку (сток—исток) указывает на включение ПТ по схеме с общим истоком, а значит фаза выходного напряжения сдвинута по отношению к входному на 180° . То есть для получения ПОС сдвиг фаз в пассивном 4-полюснике должен составлять 180° .

При разомкнутой цепи ОС автогенератор можно рассматривать как резонансный усилитель, охваченный ПОС (рис. 6.31).

Для малой амплитуды входного воздействия с частотой примерно равной резонансной и при отсутствии ОС одноконтурный резонансный усилитель характеризуется коэффициентом передачи

$$\underline{K}(f) = -\frac{K_0}{1 + \frac{2\Delta f}{f_0} Q_3}, \quad (6.4)$$

где K_0 — коэффициент усиления каскада на резонансной частоте;

$2\Delta f/f_0$ — относительная расстройка;

Q_3 — эквивалентная добротность колебательного контура.

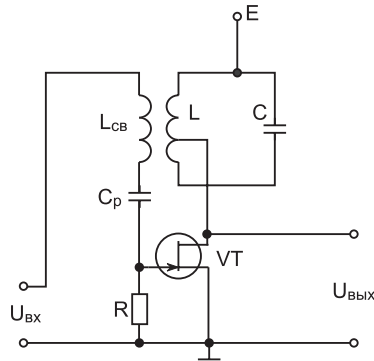


Рис. 6.31

Введение ПОС увеличивает коэффициент усиления каскада, вследствие того, что в колебательном контуре компенсируется часть потерь, увеличивая добротность контура. Для частотно независимой ОС $\beta_{oc} = \beta_0$, коэффициент усиления каскада, охваченного ПОС

$$\underline{K}_{oc}(f) = \frac{\underline{K}}{1 + \beta_0 \underline{K}} = \frac{-K_0 / (1 - \beta_0 K_0)}{1 + jQ_0 (2\Delta f / f_0) / (1 - \beta_0 K_0)} \quad (6.5)$$

Увеличение эквивалентной добротности в усилителе, охваченном ПОС

$$Q_{0 oc} = Q_0 / (1 - \beta_0 K_0) \quad (6.6)$$

приводит к сужению полосы пропускания колебательного контура (повышению стабильности частоты автоколебаний), т. е. к снижению внешних влияющих факторов на генерируемую (частоту температура, влажность и др.). Благодаря существенному повышению эквивалентной добротности за счет ПОС, даже при значительной нелинейности проходной характеристики ПТ, напряжения на колебательном контуре и затворе оказываются почти гармоническими. Хотя спектр тока стока ПТ может содержать большое число гармоник, напряжения на затворе и стоке будут мало отличаться от соответствующих первых гармоник. Это позволяет провести анализ работы автогенератора, составив уравнение для комплексных амплитуд по первой гармонике на частоте автоколебаний. На основе уравнений, описывающих автогенератор можно оценить условия самовозбуждения, амплитуду и частоту установившихся автоколебаний, исследовать переходные процессы и др.

7.2 Стационарный режим автогенератора

Упрощенная схема автогенератора по переменному току на ПТ с трансформаторной ОС представлена на рис. 6.32.

В соответствие с обобщенной схемой автогенератор (рис. 6.32) состоит из нелинейной части (ПТ), служащей для усиления колебаний и линейной, обеспечивающей выделение первой гармоники полезного сигнала (колеба-

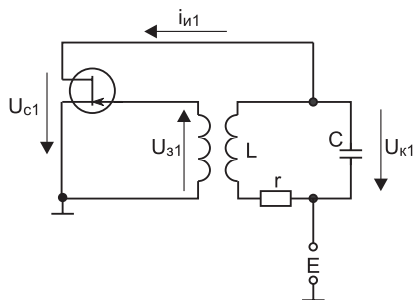


Рис. 6.32

тельный контур) и цепи ОС (катушка связи). Связь между первыми гармониками токов и напряжений

$$\underline{U}_{k1} = \underline{I}_{и1} \underline{Z}_3; \quad (6.7)$$

$$\underline{U}_{31} = \beta_{oc} \underline{U}_{k1}. \quad (6.8)$$

Учитывая, что

$$\underline{U}_{c1} = -\underline{U}_{k1} \quad (6.9)$$

комплексный коэффициент передачи цепи ОС

$$\beta_{oc} = \underline{U}_{31} / \underline{U}_{k1}. \quad (6.10)$$

Для автогенератора (рис. 6.32)

$$\underline{U}_{31} = \underline{U}_{k1} \frac{j\omega M}{r + j\omega L}, \quad (6.11)$$

где M — величина взаимной индукции, r — потери, обусловленные собственными потерями в контуре (в основном в катушке индуктивности) и потерями, внесенными в контур (входное и выходное сопротивление ПТ). Поэтому

$$\beta_{oc} = \frac{M}{L} \frac{1}{1 - j r / \omega L}, \quad (6.12)$$

Для реальных условий, когда добротность контура достаточно велика ($Q_3 \gg 1$, $r \rightarrow 0$)

$$\beta_{oc} \approx \beta_{oc} = M/L. \quad (6.13)$$

Решая совместно уравнения (6.7, 6.8), получаем

$$\underline{U}_{31} = \beta \underline{Z}_3 \underline{I}_{c1}. \quad (6.14)$$

Для стационарного режима значение амплитуды тока стока и амплитуды входного напряжения первой гармоники на затворе ($\underline{U}_{31}$) связано соотношением

$$\underline{I}_{c1} = \underline{S}_{cp}(\underline{U}_{31}) \underline{U}_{31}, \quad (6.15)$$

где $\underline{S}_{cp}(\underline{U}_{31})$ — усредненная по первой гармонике тока стока крутизна проходной характеристики ПТ, зависящая от амплитуды первой гармоники напряжения на затворе.

Если не учитывать инерционные свойства ПТ, обусловленные реактивными параметрами канала, распределенными емкостями между затвором и истоком, затвором и стоком, подложкой и стоком и истоком, а так же индуктивностями выводов, что справедливо в достаточно большой области частот, то

$$\underline{S}_{cp} = S_{cp} \quad (6.16)$$

и фаза тока стока транзистора совпадает с фазой напряжения на затворе.

В общем случае, с учетом несинусоидальности колебаний напряжения на затворе, крутизна является комплексной величиной и комплексное уравнение генератора с учетом (6.14) принимает вид

$$\underline{S}_{cp}\beta_{oc}\underline{Z}_3 = 1. \quad (6.17)$$

Записывая уравнение в показательной форме

$$\underline{S}_{cp} = S_{cp}e^{j\varphi_{cp}};$$

$$\beta_{oc} = \beta_{oc}e^{j\varphi_{oc}};$$

$$\underline{Z}_3 = Z_3e^{j\varphi_z}$$

и подставляя их в (6.17), получаем

$$S_{cp}\beta_{oc}Z_3e^{j(\varphi_{cp} + \varphi_{oc} + \varphi_z)} = 1, \quad (6.18)$$

что равносильно:

$$\text{условию баланса амплитуд} \quad S_{cp}\beta_{oc}Z_3 = 1; \quad (6.19)$$

$$\text{условию баланса фаз} \quad \varphi_{cp} + \varphi_{oc} + \varphi_z = 0, 2\pi, \dots \quad (6.20)$$

Условие (6.19) называется условием баланса амплитуд и показывает, что для автогенератора в стационарном режиме коэффициент передачи по замкнутому контуру равен единице. Поскольку внешняя цепь (Z_3 и β_{oc}) является линейным устройством, не зависящим от амплитуды приложенного напряжения, то амплитуду стационарных колебаний определяет лишь усредненная крутизна

$$S_{cp}(U_{31}) = 1/\beta_{oc}Z_3. \quad (6.21)$$

Частота генерируемых колебаний близка к частоте свободных колебаний, т. е. $Z_3 \approx R_3$ — эквивалентному сопротивлению колебательного контура на резонансной частоте и с учетом (6.13) $\varphi_{oc} = 0$, то (6.21) принимает вид

$$S_{cp} = 1/\beta_{oc}R_3 = L/MR_3. \quad (6.22)$$

Когда S_{cp} не является чисто действительной величиной, зависящей не только от амплитуды, но и от частоты стационарных колебаний, а вследствие

неполной фильтрации высших гармоник и R_3 становится комплексной величиной (Z_3), амплитуда стационарных колебаний в этом случае находится путем совместного решения уравнений (6.19) и (6.20).

Величина амплитуды стационарных колебаний определяется графическим решением уравнения (6.21), как точка пересечения усредненной по первой гармонике характеристики крутизны и прямой, определяющей ОС (рис. 6.33).

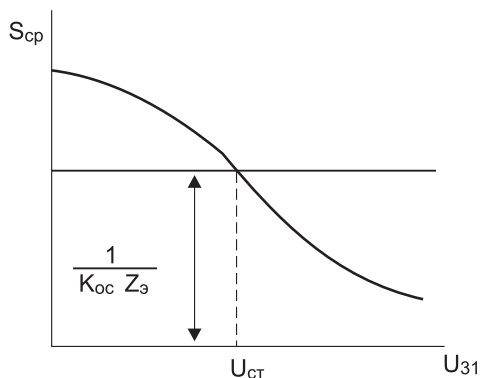


Рис. 6.33

Уравнение для баланса фаз (6.20) означает, что сумма всех фазовых сдвигов при замкнутой цепи ОС автогенератора составляет $0, 2\pi, \dots$. В общем случае для колебательной системы со многими степенями свободы баланс фаз может выполняться одновременно на нескольких частотах, т. к. каждое слагаемое (6.20) зависит по-разному от частоты. В этом случае возможна многочастотная генерация (на некратных частотах). На относительно низких частотах для генераторов с одиночным колебательным контуром условие (6.20) однозначно определяет частоту колебаний.

Таким образом, существование стационарных колебаний в автогенераторе возможно при выполнении одновременно двух условий:

- баланса фаз, определяющего возможную частоту генерации, созданием необходимых фазовых сдвигов в усилителе и цепи ОС;
- баланса амплитуд, определяющего глубину обратной связи, необходимую для существования стационарных колебаний.

Очевидно, что включением в цепь ОС частотно-зависимого элемента, регулирующего фазовый сдвиг $\varphi_{ос}$, можно изменять частоту генерации.

7.3 Стабильность частоты автоколебаний

Высшие гармоники тока стока создают на колебательном контуре некоторое падение напряжения, вследствие чего напряжение на контуре, а значит и на затворе, становится несинусоидальным. Это приводит к асимметрии импульса тока стока, что объясняется различными свойствами колеба-

тельного контура для основной частоты (чисто активное сопротивление) и высших гармоник (почти чисто реактивное). Это создает при недостаточно высокой добротности колебательной системы фазовый сдвиг в усилителе, отличный от π .

Инерционность процессов в ПТ, отражается присутствием в его эквивалентной схеме реактивных компонентов: емкостью сток—исток $C_{си}$, затвор—сток $C_{зс}$ и затвор—исток $C_{зи}$. Это означает, что вследствие инерционности процессов в ПТ баланс фаз будет выполняться на частоте генерации ω_r , отличной от частоты резонанса ω_p . Дополнительный фазовый сдвиг в ПТ должен быть скомпенсирован противоположным по знаку и равным по величине сдвигом фаз в колебательном контуре (если баланс амплитуд выполнен)

$$\varphi_s = -\varphi_z = \arctg\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega} Q_3\right) \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega} Q_3, \quad (6.23)$$

т. е. компенсация фазового сдвига в ПТ φ_s приводит к отклонению частоты генерируемых колебаний

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_p} = \frac{\varphi_s}{2Q_3}. \quad (6.24)$$

Изменение времени пролета электронов в канале ПТ при колебаниях напряжения на стоке приводит к отклонению частоты автоколебаний $\omega_r \neq \omega_p$ (рис. 6.34).

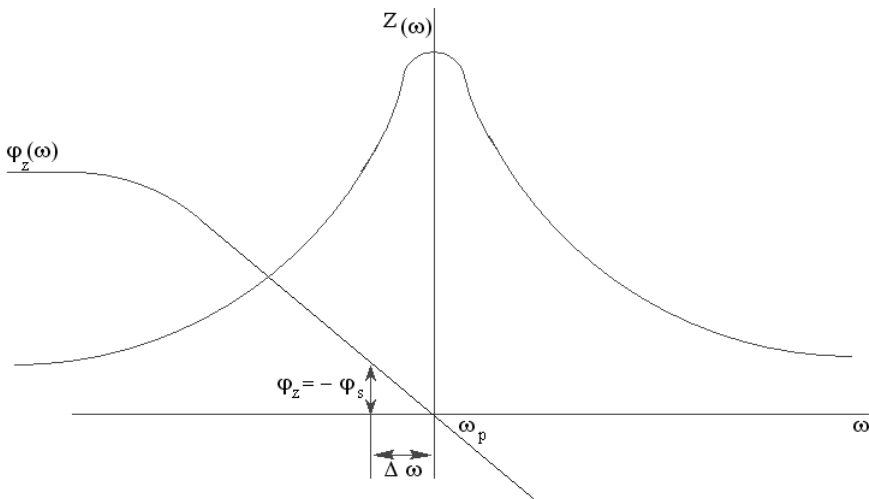


Рис. 6.34

Отсюда следует, что для повышения стабильности частоты автогенераторов необходимо иметь колебательные системы с большей крутизной фазовой характеристики (высокой добротности), что при одинаковом φ_s приводит к меньшему отклонению частоты $\Delta\omega$.

7.4 Режимы самовозбуждения колебаний

Режим самовозбуждения колебаний определяется положением рабочей точки на проходной характеристике $i_c = f(u_{з1})$.

Мягкий режим самовозбуждения

Вне зависимости от технологии изготовления ПТ характер динамической проходной характеристики имеет вид (рис. 6.35).

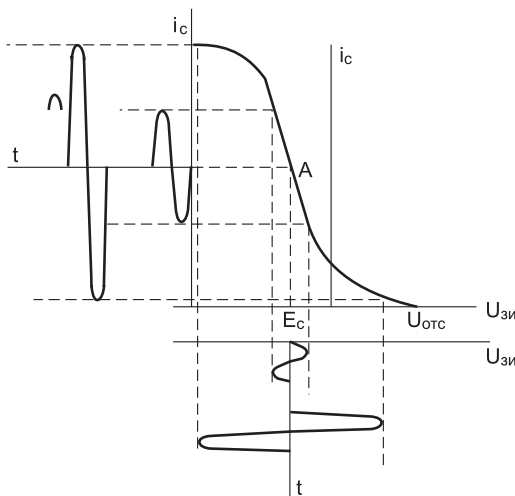


Рис. 6.35

Как видно из рис. 6.35, для рабочей точки, выбранной на наиболее крутом участке проходной динамической характеристики, увеличение амплитуды напряжения на затворе сопровождается изменением формы тока стока ПТ. Ограничение максимального значения тока i_c сверху и отсечка снизу указывают на уменьшение содержания первой гармоники тока стока в выходном спектре, а значит и, усредненной по первой гармонике тока, крутизне (рис. 6.36).

Колебательная характеристика — зависимость первой гармоники тока стока $I_{c1} = f(U_{з1})$ от напряжения на затворе (рис. 6.36) — с ростом амплитуды напряжения на затворе становится более плоской, а значит, и уменьшается средняя крутизна S_{cp} . Для малых амплитуд напряжения на затворе значение крутизны динамической характеристики совпадает с крутизной (S_0) проходной характеристики. Значение средней крутизны (S_{cp}) для любой амплитуды напряжения на затворе определяется углом наклона колебательной характеристики (рис. 6.36a), соединяющей точку А с началом координат

$$S_{cp} = \operatorname{tg} \alpha. \quad (6.25)$$

Для выбранной рабочей точки увеличение напряжения на затворе приводит к уменьшению средней крутизны S_{cp} , что соответствует мягкому режиму самовозбуждения. Колебательная характеристика ($I_{c1} = f(U_{з1})$, рис. 6.36) по-

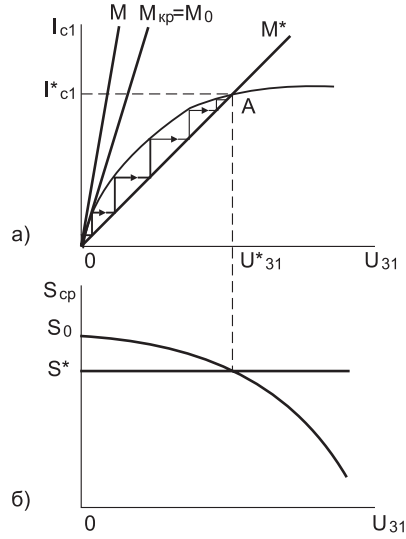


Рис. 6.36

строена совместно с прямой ОС, определяющей амплитуду стационарных колебаний U_{31}^* через параметры линейной части схемы автогенератора (6.14)

$$\underline{U}_{31} = \beta_{oc} Z_{\varphi} I_{c1}, \quad (6.26)$$

откуда получаем уравнения характеристик ОС.

Учитывая, что в стационарном режиме существует баланс фаз (6.20) и обратная связь является частотно-независимой (6.22), прямая ОС

$$I_{c1} = \frac{L}{MZ_{\varphi}} U_{31}. \quad (6.27)$$

Точка пересечения А (рис. 6.36) прямой ОС и колебательной характеристики соответствует состоянию динамического равновесия с амплитудой напряжения на затворе U_{31}^* . Другая точка О, в начале координат, так же соответствует состоянию равновесия, которое может быть устойчивым ($U_{31} = 0$), если $M < M_{кр}$ и неустойчивым, при $M > M_{кр}$. При $M = M^* > M_{кр}$ электрическое возмущение любого характера, создающее на затворе $U_{31} > 0$ (например, тепловые шумы), вызывает приращение тока ΔI_{c1} , которому соответствует новое (большее) значение U_{31} , определяемое по характеристике ОС и т. д., что переводит точку О из состояния неустойчивого равновесия в состояние устойчивого динамического равновесия (А).

Используя соотношение (6.15)

$$I_{c1} = S_{cp}(U_{31}) U_{31}$$

получим условие устойчивости стационарного режима, продифференцировав по U_{31}

$$\frac{dI_{cp}}{dU_{31}} = U_{31} \frac{dS_{cp}}{dU_{31}} + S_{cp}. \quad (6.28)$$

Для стационарного режима ($U_{31} > 0$, $S_{cp} > 0$) устойчивость ($dI_{c1}/dU_{31} = 0$) может быть достигнута лишь при условии

$$\frac{dS_{cp}}{dU_{31}} < 0. \quad (6.29)$$

Стационарный режим является устойчивым, если в точке пересечения колебательной характеристики и характеристики ОС, крутизна колебательной характеристики окажется меньше крутизны характеристики ОС:

$$\frac{dI_{c1}}{dU_{31}} < \frac{I_{c1}}{U_{31}}. \quad (6.30)$$

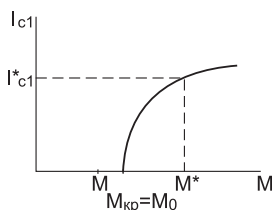


Рис. 6.37

Как видно из рис. 6.37, мягкий режим самовозбуждения автоколебаний характеризуется плавным увеличением амплитуды стационарных колебаний при величине связи $M > M_{кр}$. Уменьшение связи приводит к постепенному уменьшению амплитуды стационарных колебаний и срыву автоколебательного режима при $M < M_{кр}$.

Жесткий режим самовозбуждения

Выбор рабочей точки вблизи нижнего загиба динамической проходной характеристики (рис. 6.35) приводит к сложному характеру изменения колебательной характеристики (характеристики средней крутизны, рис. 6.38).

Точка устойчивого равновесия (О, рис. 6.38) может перейти в точку устойчивого динамического равновесия при выполнении условия (6.30), когда значение ОС окажется больше M_0 , а средняя крутизна меньше S_0 (рис. 6.38).

Существование ПОС приводит к резкому росту амплитуды напряжения первой гармоники на затворе от значений, определяемых флуктуацией напряжения, до U_{31}^* (при $M = M^*$). Увеличение ОС уменьшает I_{c1} , а уменьшение — к увеличению I_{c1} до значений, при которых глубина ОС соответствует $M_{кр}$ ($S_{кр}$, рис. 6.38) и срыву автоколебаний при дальнейшем уменьшении M .

Для промежуточных значений M ($M_{кр} < M < M_0$) автоколебательная система находится в состоянии динамического равновесия, создавая область затягивания (рис. 6.39).

Возникновение колебаний возможно не только при обеспечении $M > M_0$, но и случае кратковременного воздействия в базовой области с амплитудой, превышающей значение неустойчивого динамического равновесия U_{31}^0 .

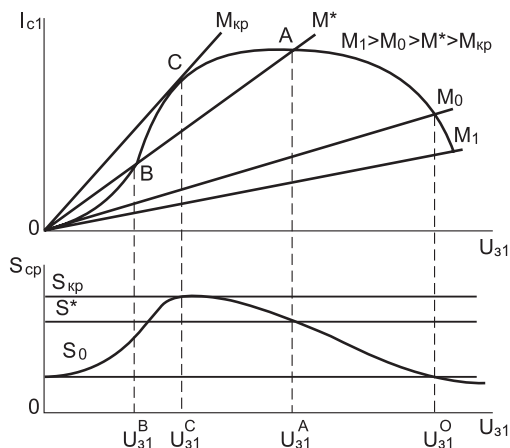


Рис. 6.38

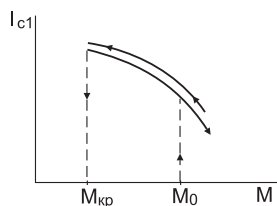


Рис. 6.39

(рис. 6.38). В автоколебательной системе произойдет дальнейшее нарастание амплитуды колебаний до значения, определяемого глубиной ОС — состояния динамического равновесия.

Таким образом, жесткий режим характеризуется скачкообразным возникновением колебаний при увеличении ОС и скачкообразным срывом колебаний при значениях ОС меньших, чем при возбуждении колебаний.

7.5 Трехточечные схемы автогенераторов

Обобщенная схема автогенератора на ПТ представлена на рис. 6.40а.

Поскольку в качестве элементов схемы Z_1 , Z_2 , Z_3 используются конденсаторы и индуктивности, обладающие сравнительно малыми потерями, то схема

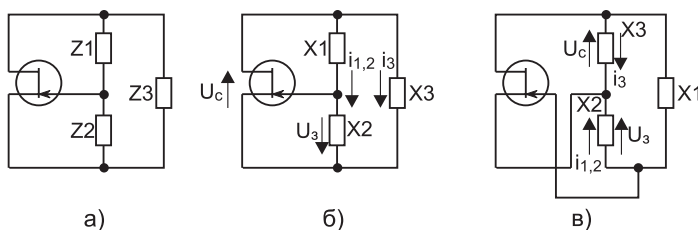


Рис. 6.40

автогенератора приобретает вид 6.40б ($\underline{Z}_1 = jX_1$, $\underline{Z}_2 = jX_2$, $\underline{Z}_3 = jX_3$). Схема автогенератора содержит усилитель с коэффициентом усиления

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_c}{\underline{U}_3} = K e^{j\varphi_k}, \quad (6.31)$$

и цепь обратной связи, образованной делителем X_1 и X_2 ,

$$\beta_{oc} = \beta_{oc} e = \frac{\underline{U}_3}{\underline{U}_c} = \frac{X_2}{X_1 + X_2}. \quad (6.32)$$

Для заданного коэффициента передачи цепи ОС условие баланса амплитуд $K\beta_{oc} = 1$ обеспечивается выбором типа активного элемента и его режима работы, подбором параметров колебательного контура.

Частота автоколебаний близка к резонансной частоте, на которой напряжение на затворе $\underline{U}_3$ и стоке $\underline{U}_c$ противофазны, т. е. $\varphi_k = \pi$. Таким образом, для выполнения баланса фаз $\varphi_k + \varphi_{oc} = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$, необходимо, чтобы цепь ОС создавала фазовый сдвиг $\varphi_{oc} = \pm \pi$.

В этом случае, как следует из (6.32) β_{oc} должна быть чисто активной и отрицательно величиной

$$\beta_{oc} = \frac{jX_2}{jX_1 + jX_2} = \frac{1}{1 + X_1/X_2} = \beta_{oc} e^{j\pi} = -\beta_{oc}, \quad (6.33)$$

что может быть лишь при условии, что реактивности X_1 и X_2 противоположного характера:

$$\frac{X_1}{X_2} < 0 \quad (6.34)$$

и выполняется условие

$$\left| \frac{X_1}{X_2} \right| > 1, \text{ т. е. } |X_1| > |X_2|. \quad (6.35)$$

Частота автоколебаний, на которой выполняется условие баланса фаз, определяется из соотношения

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (6.36)$$

Как следует из (6.35) равенство (6.36) может выполняться лишь при условии однотипности реактивностей X_2 и X_3 (должны быть одновременно либо емкостями, либо индуктивностями, рис. 6.40б). Включая реактивности X_2 и X_3 в одну ветвь получаем схему (рис. 6.40в), содержащую емкостной делитель (схема емкостной трехточки) или индуктивный (индуктивной трехточки). Учитывая противофазность напряжений на затворе $\underline{U}_3$ и стоке $\underline{U}_c$ средняя точка делителя соединяется с истоком, создавая встречные токи в ветвях с одинаковым типом реактивности.

7.6 Автогенераторы на биполярных транзисторах

Отличительной чертой БТ по сравнению с ПТ является относительная инерционность процессов в транзисторе, обусловленных в основном конечным временем пролета неосновных носителей зарядов через структуру базы. Следствием этого является комплексный характер средней крутизны транзистора (в отличие от 6.22) и появление частотной зависимости у входных и выходных сопротивлений, которые уменьшаются с ростом частоты. Поэтому, в отличие от автогенераторов на ПТ, где для анализа его свойств можно использовать статические характеристики, их применимость для БТ ограничена областью частот $f < f_s/2$, где f_s — частота, на которой модуль крутизны транзистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с крутизной на низкой частоте S^0 и ток коллектора I_k сдвинут по фазе относительно напряжения между базой и эмиттером $U_{бэ}$ на угол больше 45° .

Для анализа свойств БТ часто используют физическую модель БТ — эквивалентную схему Джиаколетто.

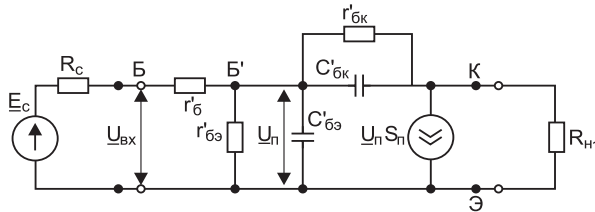


Рис. 6.41

Крутизна коллекторного тока на эмиттерно-базовом (Э—Б) переходе $\underline{S}_n = I_k / \underline{U}_n$ связана со своим значением на низкой частоте S_n^0

$$\underline{S}_n \approx \frac{S_n^0}{1 + jf/f_\alpha}, \quad (6.37)$$

где α — коэффициент усиления тока эмиттера $\alpha = I_k / I_\varepsilon$ связан аналогичной зависимостью со своим низкочастотным значением α^0

$$\underline{\alpha} = \frac{\alpha^0}{1 + jf/f_\alpha}. \quad (6.38)$$

Выходной ток I_k определяется напряжением на переходе $\underline{U}_n$ (рис. 6.41). На низких частотах влиянием емкости $C_{бэ}$ (являющейся в основном диффузионной емкостью, вследствие накопления в базе неосновных носителей зарядов) можно пренебречь и коэффициент передачи входной цепи зависит от $r_{бэ}$ и r_b . С увеличением частоты шунтирующее действие $C_{бэ}$ возрастает, что уменьшает напряжение на переходе $\underline{U}_n$, выходной ток $I_k = \underline{S}_n \underline{U}_n$, а значит и крутизну транзистора

$$\underline{S} = \frac{I_k}{\underline{U}_{бэ}} = \frac{\underline{U}_n I_k}{\underline{U}_{бэ} \underline{U}_n} = \underline{KS}_n = \frac{K^0}{1 + jf/f_s} \frac{S_n^0}{1 + jf/f_\alpha}, \quad (6.39)$$

где $\underline{K} = \underline{U}_n / \underline{U}_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи входной цепи;

$K^0 = r_{\text{бэ}}(r_{\text{б}} + r_{\text{бэ}})$ — коэффициент передачи входной цепи на низкой частоте.

В генераторных режимах (работа при больших эмиттерных токах) основное влияние на снижение коэффициента передачи оказывает шунтирующее действие Б—Э перехода, поэтому для рабочих частот ($f < f_{\alpha}$), можно приближенно считать

$$\underline{S} = S_n^0 e^{j\varphi_n}, \quad (6.40)$$

где $\varphi_n \approx -f/f_{\alpha}$ — фазовый сдвиг между коллекторным током и напряжением на переходе учитывает запаздывание коллекторного тока

$$\tau_3 = \frac{\varphi_n}{\omega} = \frac{1}{2\pi f_{\alpha}}. \quad (6.40)$$

Подставляя (6.40), (6.41) в (6.39) получаем

$$\underline{S} = \frac{K^0}{1 + jf/f_s} S_n^0 e^{jf/f_{\alpha}}, \quad (6.41)$$

что, в отличие от (6.16), указывает на необходимость учитывать дополнительный фазовый сдвиг в БТ (в отличие от ПТ) в большей части рабочего диапазона частот при проектировании генераторов.

Емкость $C_{\text{кб}}$ также вызывает ухудшение частотных свойств транзистора, вследствие паразитной ОС в БТ и оказывает заметное воздействие в области верхних частот.

Описывая БТ (рис. 6.41) как 4-полюсник системой Y-параметров, получаем

$$\underline{I}_{\text{б}} = \underline{Y}_{11} \underline{U}_{\text{бэ}} + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{\text{кэ}}; \quad (6.42)$$

$$\underline{I}_{\text{к}} = \underline{Y}_{21} \underline{U}_{\text{бэ}} + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{\text{кэ}}, \quad (6.43)$$

где $\underline{Y}_{11}$ — входная проводимость ($\underline{U}_{\text{кэ}} = 0$);

$\underline{Y}_{12}$ — проводимость обратной передачи ($\underline{U}_{\text{бэ}} = 0$);

$\underline{Y}_{21}$ — крутизна транзистора ($\underline{U}_{\text{кэ}} = 0$);

$\underline{Y}_{22}$ — выходная проводимость ($\underline{U}_{\text{бэ}} = 0$).

Входная и выходная проводимости являются комплексными (параллельное соединение активной и емкостной составляющих).

Линейный трехполюсник, подключенный к БТ (рис. 6.42) можно описать, используя систему h-параметров

$$\underline{U}_{\text{бэ}} = \underline{h}_{11} \underline{I}_{\text{б}} + \underline{h}_{12} \underline{U}_{\text{эк}}; \quad (6.44)$$

$$\underline{I}_{\text{к}} = \underline{h}_{21} \underline{I}_{\text{б}} + \underline{h}_{22} \underline{U}_{\text{эк}}, \quad (6.45)$$

где $\underline{h}_{11}$ — входное сопротивление колебательной системы, при $\underline{U}_{\text{кэ}} = 0$; принято обозначать $\underline{Z}_{\text{ф}}$;

$\underline{h}_{12} = \underline{h}_{21}$ — коэффициент трансформации, вычисляемый либо как

$\underline{K} = \underline{U}_{\text{бэ}} / \underline{U}_{\text{эк}}$, при $\underline{I}_{\text{б}} = 0$, либо $\underline{K} = \underline{I}_{\text{к}} / \underline{I}_{\text{б}}$, при $\underline{U}_{\text{эк}} = 0$.

$\underline{h}_{22}$ — комплексная проводимость колебательной системы.

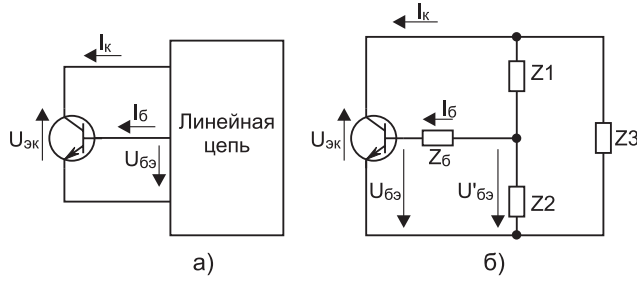


Рис. 6.42

С учетом $\underline{h}_{11} = -\underline{Z}_\phi$, $\underline{h}_{12} = \underline{h}_{21} = \underline{K}$, $\underline{h}_{22} = 1/\underline{Z}_3$, уравнения (6.44) и (6.45) имеют вид

$$\underline{U}_{бэ} = -\underline{Z}_\phi \underline{I}_6 + \underline{K} \underline{U}_{эк}; \quad (6.46)$$

$$\underline{I}_k = \underline{K} \underline{I}_6 + \underline{U}_{эк}/\underline{Z}_3. \quad (6.47)$$

Разрешая уравнения относительно $\underline{U}_{бэ}$ и $\underline{U}_{эк}$ и учитывая, что $\underline{U}_{эк} = -\underline{U}_{кэ}$, подставляем (6.46), (6.47) в (6.42) и (6.43), получаем комплексное уравнение генератора в стационарном режиме:

$$\underline{Z}_3 (\underline{K} \underline{S}_1 - \underline{K}^2 \underline{Y}_{11} - \underline{Y}_{22} (1 + \underline{Z}_6 \underline{Y}_{11})) - \underline{Z}_6 \underline{Y}_{11} = 1, \quad (6.48)$$

где параметры транзистора усреднены по первой гармонике. Выделяя действительную и мнимую части уравнения (6.48) можно получить уравнения, аналогичные балансу амплитуд и фаз (6.19) и (6.20), позволяющие находить амплитуду и частоту стационарных колебаний.

Для обобщенной трехточечной схемы автогенератора

$$\underline{Z}_3 = \frac{\underline{Z}_3 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3};$$

$$\underline{K} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2};$$

$$\underline{Z} = \underline{Z}_\phi + \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}.$$

В низкочастотных автогенераторах ($f < f_s/2$), фазирующий элемент обычно отсутствует ($\underline{Z}_\phi = 0$) и $|\underline{Z}_2| \leq 1/|\underline{Y}_{11}|$, поэтому $|\underline{Z}_6 \underline{Y}_{11}| \ll 1$. Пренебрегая выходной проводимостью $\underline{Y}_{22} = 0$, комплексное уравнение автогенератора

$$\underline{Z}_3 \underline{K} (\underline{S}_1 - \underline{K} \underline{Y}_{11}) = 1. \quad (6.49)$$

Используя линейно-ломанную аппроксимацию проходной и входной характеристик транзистора получим параметры, усредненные по первой гармонике на низкой частоте

$$\underline{S}_1 = S^0 \gamma_1(\theta), \quad \underline{Y}_{11} = S^0 \theta \gamma_1(\theta),$$

где S^0 — крутизна проходной динамической характеристики транзистора;

S_6^0 — крутизна входной динамической характеристики транзистора;

$$\gamma_1(\theta) = (1 - \cos\theta)\alpha_1(\theta),$$

где $\alpha_1(\theta)$ — график Берга по первой гармонике для угла отсечки θ ;

$$\cos \theta = (E_0 - E)/U_6,$$

где E_0 — напряжение отсечки; E — напряжение смещения; U_6 — амплитуда напряжения между Б—Э. Тогда выражение (6.49) принимает вид

$$\underline{Z}K(S^0 - S_6^0)\gamma_1(\theta) = 1. \quad (6.50)$$

Для высокочастотных автогенераторов средняя крутизна транзисторов и входная, и выходная проводимости являются комплексными величинами. Основную роль в формировании структуры автогенератора и обеспечении условий баланса фаз и амплитуд играет крутизна транзистора, поэтому в первом приближении пренебрежем реактивностью входной и выходной проводимостей.

В этом случае (6.48) упрощается

$$\underline{S}_1 K \underline{Z}_3 = 1. \quad (6.51)$$

Представляя $\underline{S}_1 = S_{1B} + jS_{1M}$ и учитывая, что

$$\underline{Z}_3 = \frac{R_3}{1 + j\xi Q_3},$$

где R_3 — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте ω_0 ; Q_3 — эквивалентная добротность контура; $\xi = 2(\omega - \omega_0)/\omega_0$ — относительная расстройка, получаем

$$S_{1B} R_3 K = 1; \quad (6.52)$$

$$S_{1M} R_3 K = Q \xi. \quad (6.53)$$

Отношение (6.53) к (6.52) позволяет найти баланс фаз

$$\xi = 2 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{s1}}{Q},$$

где $\varphi_{s1} = S_{1M}/S_{1B}$;

$$\varphi_{s1} = \varphi_1 + \varphi_n;$$

φ_1 — фазовый сдвиг $\underline{I}_{K1}$ относительно $\underline{U}_6$;

φ_n — фазовый сдвиг между $\underline{I}_{K1}$ и напряжением на переходе $\underline{U}_n$ (6.40).

Если $\varphi_{s1} = 0$ — частота генерации ω_0 ; если $-90^\circ < \varphi_{s1} < 0$, то частота колебаний определяется условиями равенства сдвига фаз в транзисторе и контуре

$$\varphi_z = -\varphi_{s1}, \quad (6.54)$$

Чем больше φ_{s1} , тем сильнее расстроен контур. Это приводит к снижению выходной мощности, КПД генератора, стабильности частоты генерируемых колебаний. Снижение стабильности связано с уменьшением крутизны фазо-

вой характеристики (рис. 6.34) при $\omega \neq \omega_0$. Это означает, что при изменении температуры, напряжения питания, изменение частоты, необходимое для поддержания баланса фаз, будет большим.

Если $|\varphi_{s1}| > 90^\circ$, то генерация колебаний в схеме при $K > 0$ невозможна, и для получения колебаний необходимо изменить знак коэффициента трансформации ($K < 0$) и элементы X_2 и X_3 (рис. 6.40) должны иметь разные знаки. В этом случае генератор работает на расстроенном контуре и для устранения отличия генерируемой частоты от резонансной применяют схемы фазовой компенсации.

Учитывая влияние на баланс фаз комплексной крутизны транзистора и входной проводимости, комплексное уравнение генератора (6.48) принимает вид

$$K \underline{Z}_3 \underline{S}_1 - \underline{Z}_6 \underline{Y}_{11} = 1. \quad (6.55)$$

Если учесть, что

$$\beta_{oc} = \frac{\underline{U}_{63}}{\underline{U}_{3к}} = K / (1 + \underline{Z}_6 \underline{Y}_{11}) = \beta_{oc} e^{j\varphi_{oc}}, \quad (6.56)$$

который отличается от K , т. к. $\underline{Y}_{11} \neq 0$. Тогда с учетом (6.56) комплексное уравнение (6.55) примет вид

$$\underline{S}_{11} \underline{Z}_3 \beta_{oc} = 1. \quad (6.57)$$

Откуда условие баланса фаз

$$\varphi_{s1} + \varphi_z + \varphi_{oc} = 0, \pm 2\pi, \dots \quad (6.58)$$

Включение цепочки Z_6 (фазирующей емкости C_ϕ , рис. 6.42 б) обеспечивает компенсацию фазового сдвига в транзисторе, создавая

$$\varphi_{s1} + \varphi_{oc} = 0, \quad (6.59)$$

что является условием полного фазирования.

Для чисто активной входной проводимости транзистора из (6.56) следует

$$\varphi_{oc} = \varphi_k - \arctg(X_6/Y_{11}). \quad (6.60)$$

Для случая $|\varphi_{s1}| < 90^\circ$ и $K > 0$ ($\varphi_k = 0$) используют емкостное фазирование. Величина X_6 , соответствующая полному фазированию определяется из соотношения

$$X_6 = \tg \varphi_{s1} / Y_{11} < 0 \quad (6.61)$$

При больших значениях фазы крутизны $90^\circ < -\varphi_{s1} < 180^\circ$ обращенные схемы ($K < 0$, $\varphi_k = 180^\circ$) включают индуктивность в базовую цепь (индуктивное фазирование ($X_6 > 0$)).

При проектировании автогенераторов целесообразно использовать контуры с высокой добротностью, что повышает стабильность генерируемой частоты. Полная компенсация фазы крутизны транзистора позволяет обеспечить оптимальные показатели автогенератора.

Биполярные транзисторы, обладающие большой крутизной позволяют получить высокостабильные по частоте колебания даже при небольших добротностях колебательных систем, т. к. обеспечивая слабую связь транзистора с контуром можно снизить дестабилизирующее влияние транзистора на генерируемую частоту (изменение φ_{s1}).

7.7 Энергетический расчет гетеродина

Порядок расчета.

1. Для транзистора КТ326В по справочнику [6] находим граничную частоту f_T . ($f_T = 400$ МГц, $P_{к\max} = 250$ мВт — предельная мощность рассеяния на коллекторе, $C_k = 5$ пФ — емкость коллекторного перехода, $\tau_k = 450$ пс — постоянная времени цепи обратной связи).

2. Задаемся $U_{кэ0} = 6.5$ В, $I_{к0} = 3$ мА, $U_{кэ\max} = 13$ В, $U_{кэ\min} = 0.2$ В (максимальное и минимальное напряжения между коллектором и эмиттером), активной составляющей генерируемой мощности $P_{ар} = 5$ мВт.

3. По выходным характеристикам транзистора определяем критическую крутизну $S_{кр}$.

4. Распределенное (объемное) сопротивление базы

$$r_6' = \tau_k / C_k.$$

5. Сопротивление эмиттера

$$r_э = 25,6 / I_{к0} (\text{мА}).$$

6. $h_{21э} = \sqrt{h_{21э\min} h_{21э\max}}$ — среднее значение коэффициента усиления по току в схеме ОЭ.

7. Коэффициент передачи тока при включении транзистора с ОБ

$$h_{216} = h_{21э} / (1 + h_{21э}).$$

8. Предельная частота усиления для схемы с ОБ

$$f_{h216} = f_\alpha \approx f_T h_{216}.$$

9. Граничная частота по крутизне проходной характеристике транзистора

$$f_{y21} = f_T r_э / r_6'.$$

10. Выбираем угол отсечки тока коллектора I_k : $\theta = 90^\circ$.

11. Для выбранного угла отсечки вычисляем коэффициенты Берга: α_0, α_1

$$\alpha_n(\theta) = \gamma_n(\theta) / (1 - \cos\theta).$$

12. $\varphi_k = -\arctg(f/f_{y21})$.

13. Полная генерируемая мощность

$$P_r = P_{ар} / \cos \varphi_k.$$

14. Коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{кр} = 1 - 2P / (U_{кэ0}^2 S_{кр} \alpha_1(\theta)).$$

14. Амплитуда переменного напряжения на контуре

$$U_{\text{км}} = \xi_{\text{кр}} U_{\text{кэ0}}.$$

15. Амплитуде первой гармоники тока коллектора

$$I_{\text{к1}} = 2P_{\text{г}}/U_{\text{км}}.$$

16. Модуль эквивалентного сопротивления нагрузки генератора в критическом режиме

$$Z_{\text{э кр}} = U_{\text{км}}/I_{\text{к1}}.$$

17. Амплитуда импульса тока коллектора

$$I_{\text{ки}} = I_{\text{к1}}/\alpha_1(\theta).$$

8. Литература

1. Радиоприемные устройства / Под ред. Н. Н. Фомина. М.: РиС, 2003. 512 с.
2. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. В 4 вып. М.: РиС, 1992.
3. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. М.: РиС, 1983. 323 с.
4. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP V. М.: СОЛОН, 1997. 273 с.
5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: ВШ, 2000. 462 с.
6. Петухов В. М. Маломощные транзисторы и их зарубежные аналоги. Справ. Т.1. М.: КУБК-а, 1997. 668 с.
7. <http://WWW/spectrum-soft/com/demo/html> (адрес в Internet для получения студенческой версии CCM MC).

Лабораторная работа № 14

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

1 Цель работы

Изучение физической модели диодного амплитудного детектора (АД) последовательного типа на основе реально используемой принципиальной схемы, определение основных технических характеристик АД и влияние на них параметров схемы с использованием системы схемотехнического проектирования Micro Cap 8.

2 Задание

2.1 Экспериментальная часть

Для компьютерной модели последовательного диодного амплитудного детектора, содержащего оконечный каскад усилителя промежуточной частоты (рис. 14.1) получить:

2.1.1. Амплитудно-частотную характеристику резонансного усилителя без учета влияния детектора и резонансную характеристику нагруженного усилителя. Определить значение полосы пропускания для обоих случаев.

2.1.2. Характеристики детектирования для различных значений сопротивления нагрузки детектора ($R_6 = 1 \text{ кОм}, 5 \text{ кОм}, 10 \text{ кОм}$).

2.1.3. Временные зависимости тока диода детектора и напряжения на нагрузке детектора и соответствующие им спектры при воздействии на входе усилителя немодулированного сигнала для величин компонентов, указанных на рис. 14.1.

2.1.4. Временные зависимости напряжения на входе детектора, тока диода детектора, напряжения и его спектра на нагрузке детектора при воздействии на входе модулированного сигнала. Исследовать влияние сопротивления нагрузки на указанные характеристики ($R_6 = 1 \text{ кОм}, 5 \text{ кОм}, \infty$).

3 Описание принципиальной схемы детектора

Исследуются свойства диодного амплитудного детектора последовательного типа, подключенного к каскаду усилителя промежуточной частоты резо-

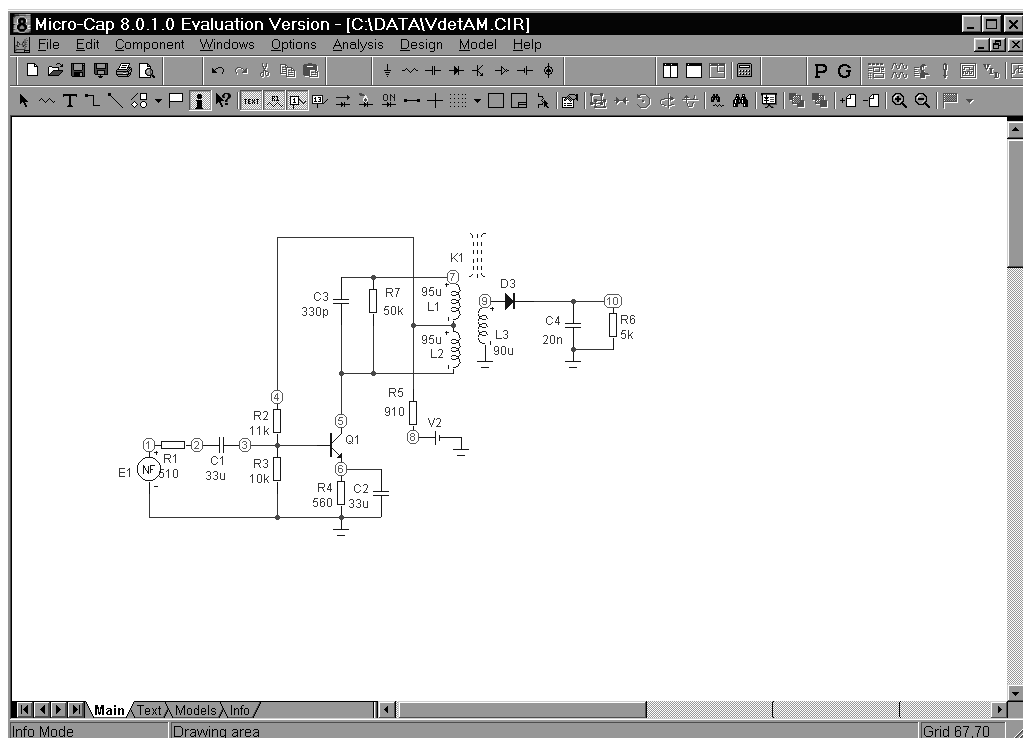


Рис. 14.1

нансного типа (рис. 14.1). Усилительный каскад реализован на транзисторе КТ 316 В (Q1), включенного по схеме с общим эмиттером. Резисторы R2 и R3, являясь делителем напряжения источника питания, создают требуемую величину напряжения между базой и эмиттером, вместе с резистором R4. Резистор R4 является одновременно сопротивлением, обеспечивающим стабилизацию режима по постоянному току транзистора за счет отрицательной обратной связи (вместе с резистором R3). Включенный параллельно ему конденсатор C2 устраняет возникновение отрицательной обратной связи по переменному току. Это позволяет, при некотором ухудшении частотных свойств усилителя, получить больший коэффициент усиления каскада, сохраняя высокую стабильность режима работы транзистора. Нагрузкой каскада является колебательный контур, с учетом внесенных в него, комплексного сопротивления детектора и выходного сопротивления транзистора. Резонансная частота нагруженного контура равна стандартной частоте усилителей промежуточной частоты радиовещательных приемников АМ сигналов — 465 кГц. Транзистор подключен к колебательной системе с коэффициентом включения 0,5, что снижает влияние, изменяющихся под действием внешних факторов, параметров транзистора на характеристики колебательного контура.

По этой же причине детектор подключен к колебательному контуру каскада усилителя промежуточной частоты через катушку связи L3. Так как элементы колебательного контура L1 и L2 и C3 не обладают потерями, то для получения реальной добротности и конечной полосы пропускания, примерно

10 кГц, в контур включен резистор R7, являющийся эквивалентным сопротивлением контура на резонансной частоте. Резистор R5 вместе с резистором R4 служат для получения заданного значения напряжения на коллекторе $U_{кз0}$ (5 В) и коллекторного тока $I_{к0}$ (4,5 мА).

Конденсатор C1 выполняет роль разделительного конденсатора, а резистор R1 — выходного сопротивления предыдущего каскада (внутреннее сопротивление источника сигнала).

Нагрузкой детектора, реализованного на диоде Д9В, является параллельное соединение C4 и R6, являющееся фильтром низкой частоты.

Источником питания служит независимый источник постоянного напряжения (V2) величиной 12 В.

На вход исследуемой схемы может подключаться источник гармонического или амплитудно-модулированного сигнала.

4 Методические указания по выполнению работы

4.1 Машинное моделирование

Компьютерное моделирование проводится с использованием системы схемотехнического моделирования Micro-CAP8.

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами работы операционной системы WINDOWS 98 (или более поздними версиями);
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии по, указанному в п. 7 настоящего описания, адресу получить инсталляционные файлы студенческой версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CD дисках.

Демонстрационная версия содержится в ZIP-файле (ее можно раскрыть программой PKUNZIP). Запуск программы осуществляется программой SETUP.EXE. После завершения установки формируется папка Micro Cap8 Working Demo для быстрого запуска MC8. В подкаталог MC8demo\data заносятся файлы схем, имеющие расширение .CIR, и библиотеки математических моделей компонентов в файлах с расширением .LBR.

После установки и запуска программы mc8demo.exe в верхней части экрана монитора появляется окно главного меню с панелью команд (рис. 14.2).

Меню главного окна представлено второй строчкой сверху. Оно состоит из команд: File, Edit, Components, Windows, Options, Analysis, Help. Верхняя строчка главного окна в подкаталоге \DATA укажет имя, присвоенное ЭВМ или, назначенное Вами, вводимой схемы с расширением .CIR, которое используется для описания схемы во внутреннем формате MC8 (вначале ЭВМ присваивает формируемой схеме имя CIRCUIT с некоторым порядковым номером, которое при выходе из программы можно заменить на любое другое).

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы, индуктивности) выбираются курсором (рис. 14.2) в строке основных компонентов, активируются левой кнопкой (например, резистор) мыши и затем помещаются в выбранном месте главного окна при повторном нажатии на левую кнопку. Удерживая нажатой левую

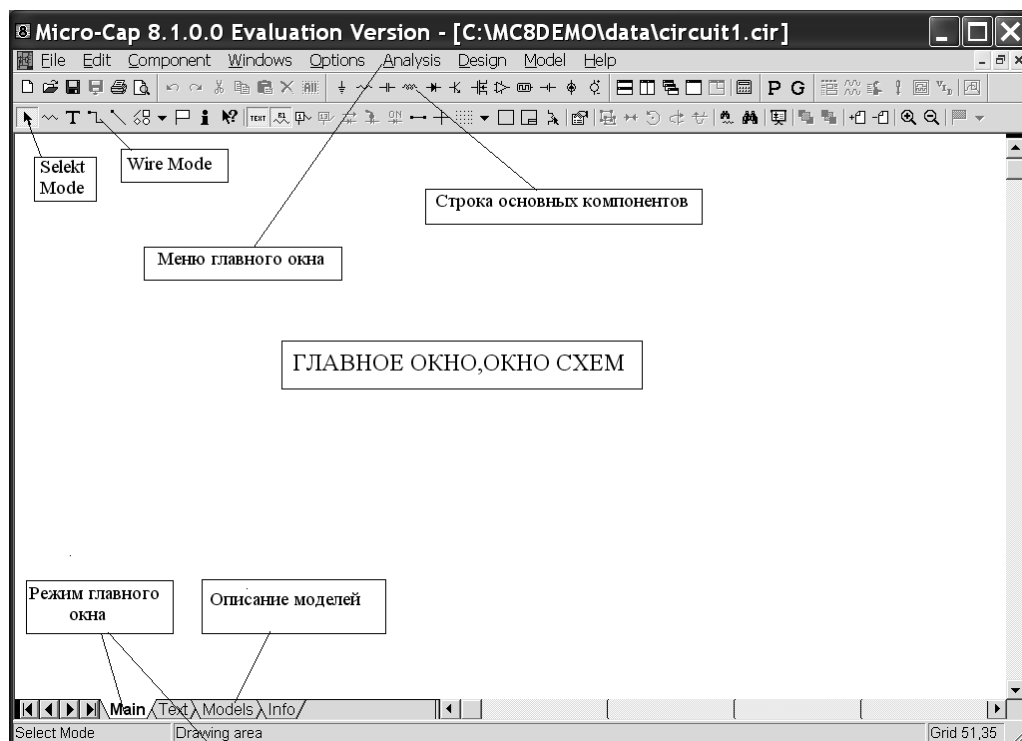


Рис. 14.2

кнопку можно вращать компонент, щелкая правой. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и на ниспадающем меню Resistor предлагается присвоить ему позиционное обозначение (PART), указать его величину (VALUE), а так же другие, не используемые при выполнении лабораторной работы, параметры. Присвоенные значения могут изображаться вместе с компонентом в главном окне, если подсвеченный параметр помечен галочкой Show (рис. 14.3). При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Таблица 1

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости, например, 5 пФ может быть введена: 5 PF или 5 P, или 5E-12.

Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие кнопки ОК. Если неверно введены какие-либо сведения, то нажатие кнопки Cancel отменяет всю введенную информацию о компоненте.

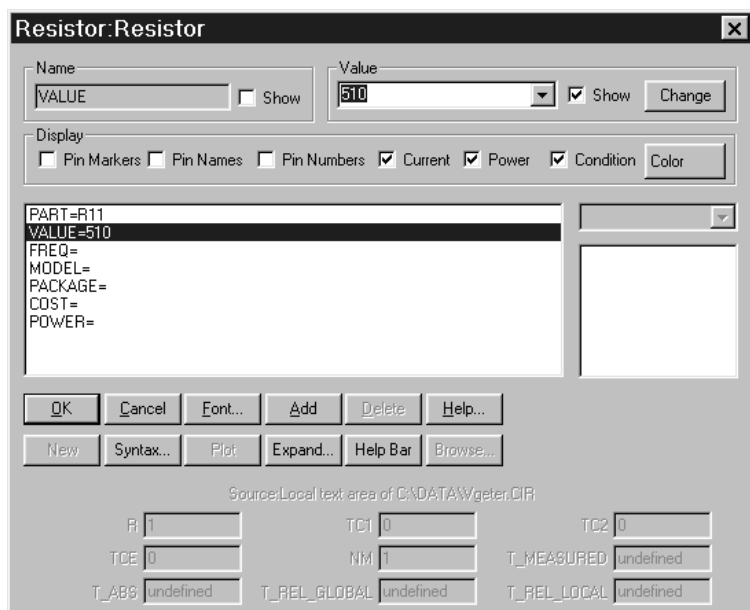


Рис. 14.3

При необходимости коррекции отдельных элементов принципиальной схемы необходимо сначала его удалить. Для этого вначале активизируют режим редактирования элементов и компонентов схемы (Select Mode, рис. 14.2). Затем, подведя курсор к компоненту, нажать левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым светом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в меню EDIT, на выпадающем подменю выбирают CUT (рис. 14.4) и удаляют необходимый атрибут схемы. Альтернативным вариантом при удалении компонентов является применение пиктограммы CUT (или Ctrl-X) на панели инструментов (ножницы), которая активизируется только при нажатии кнопки Select Mode (рис. 14.2).

Ввод транзистора KT 316 В n-p-n типа осуществляется пиктограмму символа транзистора левой кнопкой мыши на панели основных компонентов (рис. 14.2). На выпадающем справа меню (рис. 14.5) NPN:NPN Transistor рамка с названием Name и выключателем справа (Show, помечен галочкой) выводит в окне схем сообщение о том, что это позиционное обозначение (PART). Одновременно в окне Value указывается предлагаемое к вводу в окно схем название компонента (транзистора) и при нажатом выключателе они отображаются в окне схем.

В рамке Display выключателями задаются условия отображения в окне схем компонента: с помеченными выводами (Pin Markers), названиями выводов (Pin Names) или пронумерованными выводами (Pin Numbers). Мы ограничимся лишь выводом на экран токов (Currents), значением мощности (Powers) и условий эксперимента (Conditions). Поочередно активизируя строки в высвеченном окне Part, Value и, соглашаясь с предложенными названиями компонентов или игнорируя их (например, можно пропустить строку Value); в строке MODEL указываем тип транзистора.

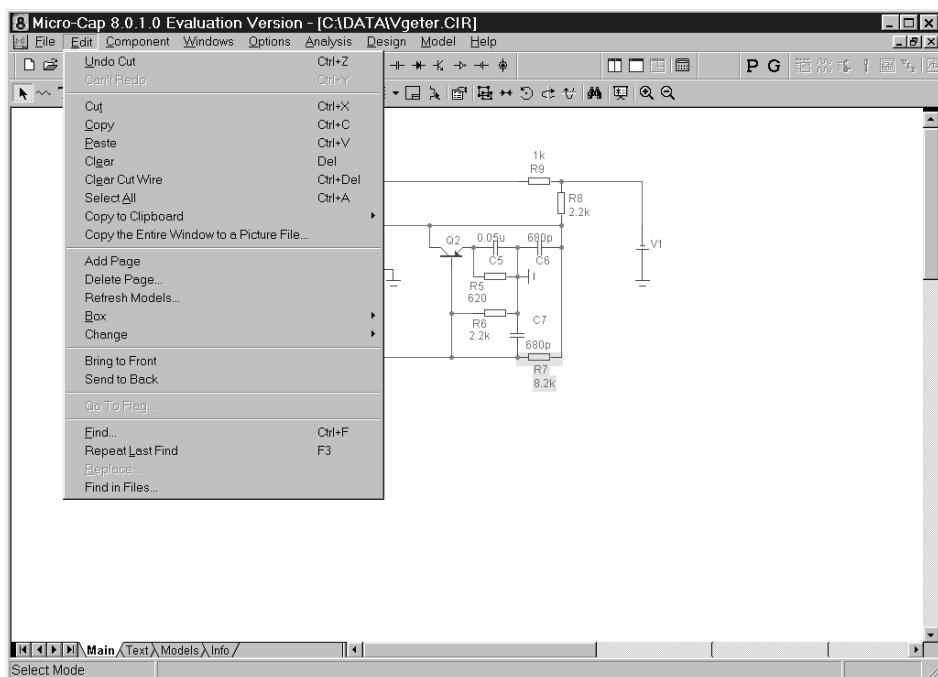


Рис. 14.4

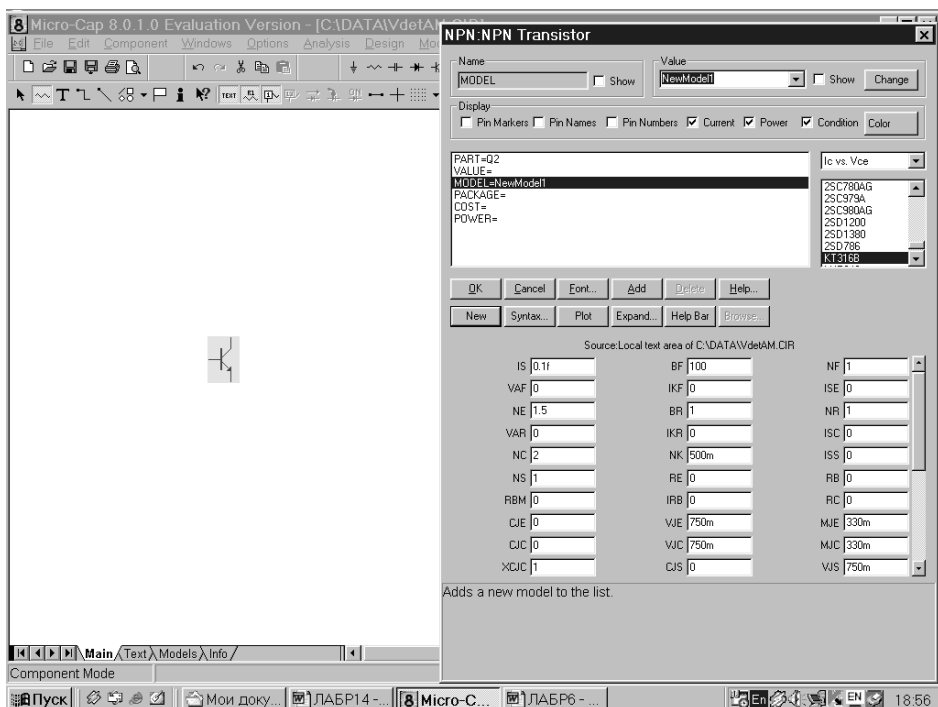


Рис. 14.5

Поскольку в библиотеке MC8 нет отечественных транзисторов, то необходимо ввести параметры модели Гумеля — Пуна транзистора KT316B, представляемых в массиве Source: Local text area of C:\DATA\VdetAM.CIR (рис. 14.5).

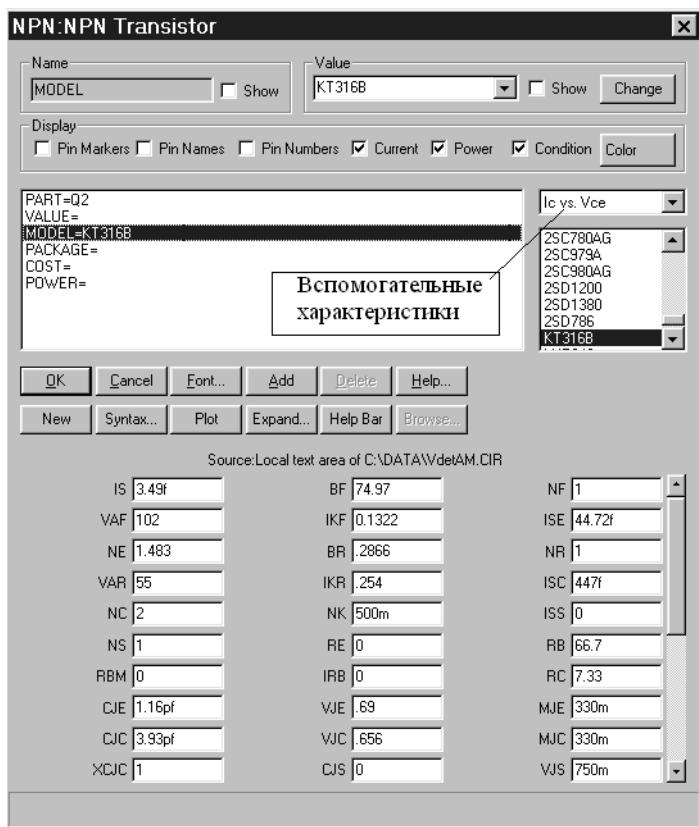


Рис. 14.6

Для этого, после ввода позиционного обозначения транзистора (PART), характеристики, определяющей активный режим (VALUE, можно не вводить), выбирается строка MODEL и нажатием на кнопку NEW осуществляется переход в режим ввода параметров новой модели транзистора. В строке MODEL появляется надпись New Model1, что дублируется в верхней строке Value. Находящийся там курсор позволяет ввести, выбранный Вами в колонке справа тип транзистора или ввести новый. При отсутствии там транзистора KT316B (используйте линейку прокрутки), введя в рамке Value тип транзистора (KT316B) затем приступайте к редакции параметров модели Гумеля — Пуна биполярного транзистора, описанного в таблице параметров. Помещая курсор в одном из окон массива: Source: Local text area of C:\DATA\VdetAM.CIR, активизируем его левой кнопкой мыши. Здесь VdetAM — имя файла, используемого для ввода принципиальной схемы амплитудного детектора и последующего анализа. Содержащиеся в каждом окне числового массива значения удаляются «стрелкой» на клавиатуре и затем вводятся из описания модели транзистора KT 316B.

Последовательный переход в другие окна параметров модели осуществляется нажатием на клавиатуре кнопки Tab или перемещением в выбранное окно курсора и удалением параметров, представленной модели транзистора, «стрелкой» на клавиатуре. После завершения ввода параметров транзистора левой кнопкой мыши нажимают на панель ОК, подтверждая завершение ввода.

Смысл, заключенный в аббревиатурах приведенных параметров, и условия, при которых они получены, расшифровывается в пособиях по применению программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ [4].

Сведения о параметрах модели транзистора также можно ввести используя режим описания моделей. Для этого необходимо войти в режим Models из главного окна, щелкнув левой кнопкой мыши по надписи внизу главного окна (рис. 14.2), активизируя режим описания моделей используемых активных устройств (Active Devices). Содержание текстового файла (рис. 14.7) с параметрами транзистора KT 316B совпадает со сведениями представленными в файле: Source:Local text area of C:\Data\VdetAM.CIR (рис. 14.6). Отсутствие некоторых параметров модели транзистора в текстовом файле обусловлено присвоением их значений по умолчанию или, при отсутствии полного перечня параметров биполярного транзистора для модели Гумеля — Пуна, переходом ЭВМ к упрощенной модели Эберса — Молла.

Система схемотехнического моделирования MC8 позволяет получать ряд вспомогательных характеристик используя параметры введенной модели транзистора KT316B.

Используя линейку прокрутки, в правом столбце подменю NPN Transistor (рис. 14.6) на выпадающем меню можно выбрать: семейство выходных (I_c vs V_{ce}) характеристик $I_k = f(V_{kэ})$, зависимость коэффициента усиления (DC Current Gain) по постоянному току $I_k/I_b = f(I_k)$, зависимость напряжения насыщения (V_{ce} saturation voltage) от коллекторного тока $V_{kэ} = f(I_k)$ зависи-

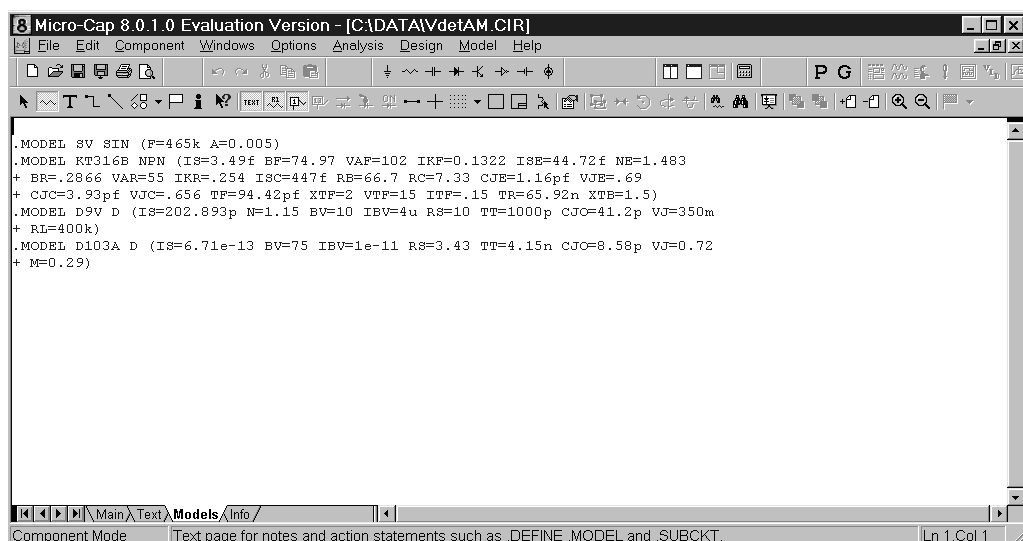


Рис. 14.7

мость коэффициента усиления по постоянному току (Beta vs Frequency) $I_k/I_b = f(F)$. Выбрав левой кнопкой мыши необходимую зависимость, получим ее график на экране монитора нажатием кнопки Plot (рис. 14.6). Выбрав I_c vs V_{ce} получаем семейство статических выходных характеристик транзистора КТ316В (рис. 14.8).

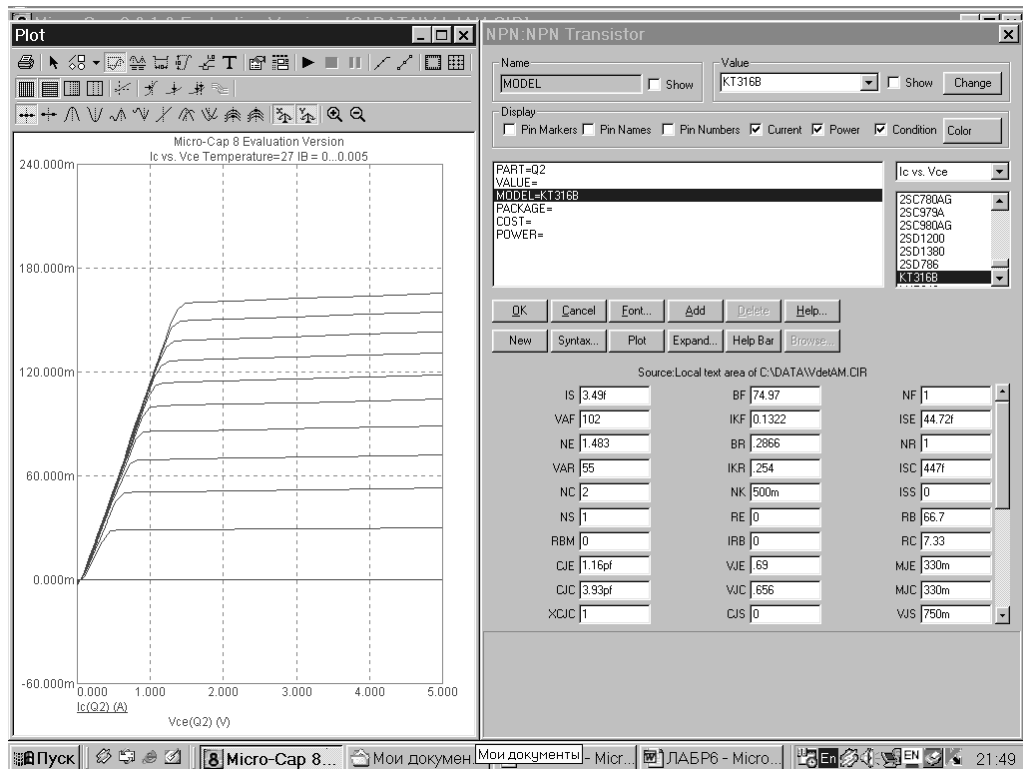


Рис. 14.8

Величина напряжения источника питания принимается равной 12 В. Подключение его в схему должно проводиться с учетом типа проводимости транзистора.

Соединительные линии между элементами схемы прочерчивают, используя кнопку ввода ортогональных проводников Wire Mode (изображение линии) на панели инструментов (рис. 14.2). Установив курсор в нужном месте главного окна (окна графического редактора), нажимаете левую кнопку мыши и, удерживая ее, «прочерчиваете» линию до соединения с выбранным компонентом или линией. Отпустив ее, фиксируете положение линии.

Автотрансформаторное включение в колебательный контур транзистора Q1 реализуется представлением контурной катушки в виде двух индуктивностей L1 и L2. Индуктивная связь контурной катушки (L1 вместе с L2) и L3, обеспечивается применением трансформатора без сердечника (рис. 14.9). Выбрав в меню главного окна команду Components, а затем, на разворачивающихся вправо подменю Analog Primitives, потом Passive Componentns и K, нажатием левой кнопки мыши устанавливаем графическое изображение транс-

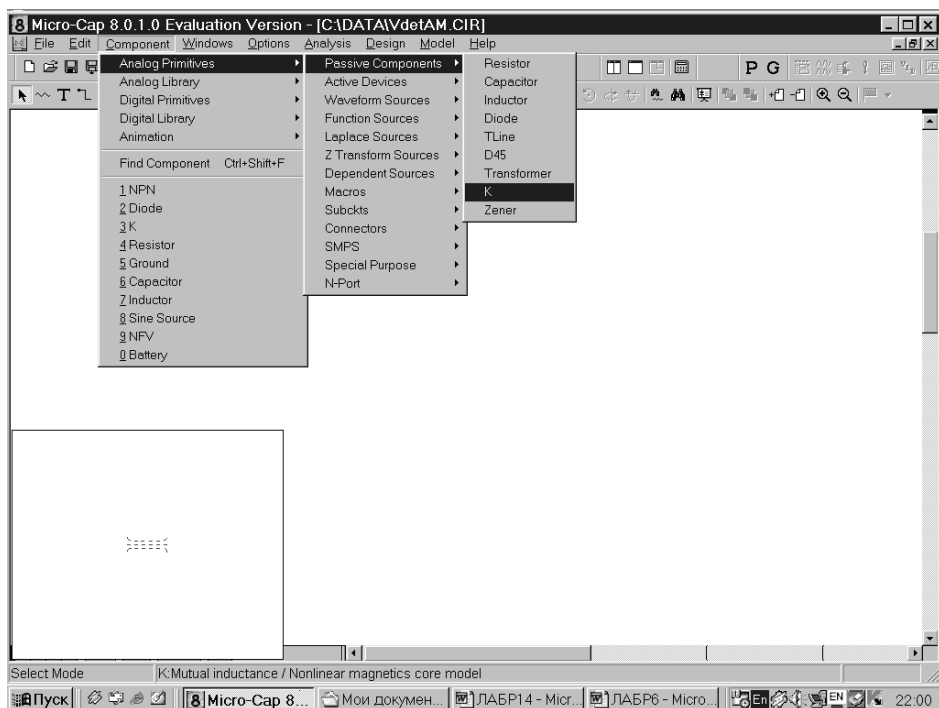


Рис. 14.9

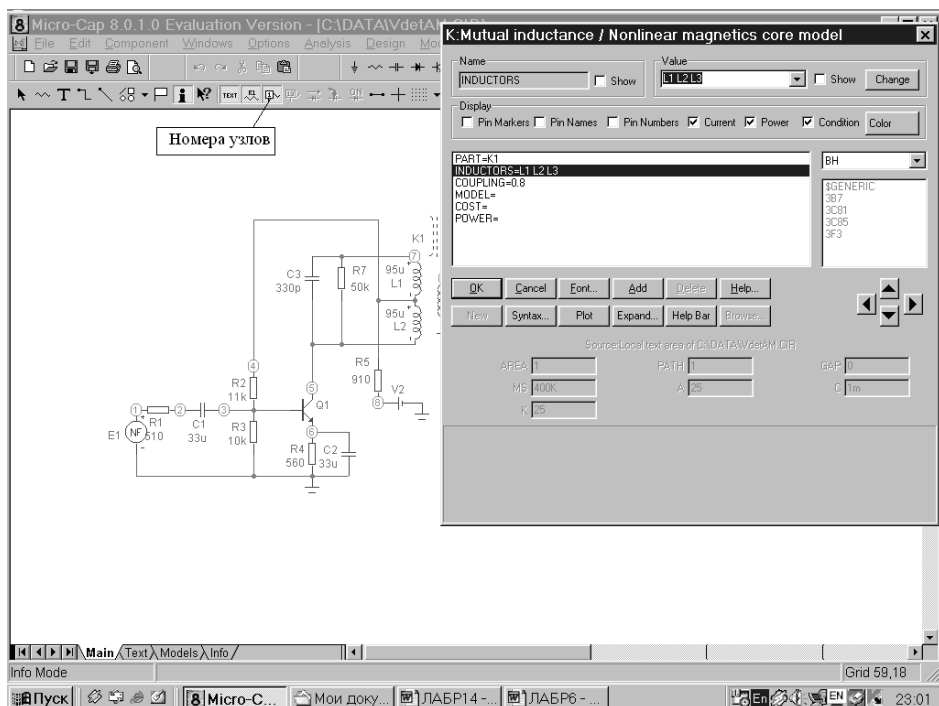


Рис. 14.10

форматора в произвольном месте окна схем и затем вводим названия индуктивно-связанных катушек (рис. 14.10).

На выпадающем подменю K: Mutual inductance/Nonlinear magnetics core model, в верхней части которого содержатся такие же элементы, как например, в описании транзистора, в строке PART вводится позиционный обозначитель трансформатора (буква K с некоторым порядковым номером), а в строке INDUCTORS названия индуктивностей первичной и вторичной обмоток трансформатора L1, L2, L3 (через пробел). Коэффициент связи между обмотками (0,8) задается при активизации строки COUPLING.

Строка MODEL, где вводятся параметры сердечника трансформатора, не активизируется так как используется модель трансформатора без сердечника. В этом случае правое окно подменю остается неактивным. Нажатие на кнопку Cancel позволяет отказаться от всех введенных ранее в этом подменю параметров. Кнопка Font позволяет изменять шрифт вводимых обозначений и изменять цвет вводимых компонент и надписей. Нажатием на кнопки Add или Delete можно ввести или удалить из перечня описаний какие-либо позиции или ввести дополнительные сведения к уже имеющимся (Cost, Power и др.). Пояснения к принятым обозначениям и вводимым параметрам можно найти нажав панель Syntax.

Нажатием на кнопку Plot можно вывести на экран монитора некоторые вспомогательные характеристики (например, график петли гистерезиса сердечника трансформатора). Кнопка Help Bar отключает диалоговое окно и позволяет получать краткую информацию о содержимом экрана, функции кнопок и других элементов, указанных курсором.

Закончив ввод компонентов принципиальной схемы и, проверив их значение, нажатием кнопки Node Numbers (номера узлов) на панели инструментов главного окна (рис. 14.10) переходят в режим анализа свойств схемы. Режим анализа схемы по переменному току предваряет оценка рабочего режима транзистора по постоянному току.

Обеспечение режима работы транзистора в соответствии с рекомендациями п. 3 достигается при выборе элементов схемы, приведенных на рис. 14.1. Проверка указанных режимов проводится с использованием процедуры Dynamic DC. Для того в меню главного окна схем выбирают команду Analysis и, на дополнительном, разворачивающемся вправо подменю, Dynamic DC (рис. 14.11).

Для комбинации активизированных пиктограмм, представленной на выпадающей закладке выбора пределов анализа Dynamic DC Limits (рис. 14.12), на принципиальной схеме детектора указываются рассчитанные значения напряжений в узлах при температуре 27 °C Temperature List (или списка значений) и величине шага изменения помеченного резистора в процентах (Slider Percentage Step Size). Выбор режима Place Text (размещение текста) обеспечивает вывод на экран монитора сведений о значении температуры и перечне выводимых величин.

Повторным нажатием пиктограммы напряжений в узлах отменяем вывод на экран монитора значений напряжений, а активизацией пиктограммы отображения токов в ветвях выводим значения (рис. 14.13) постоянных токов (подтверждаем выбор нажатием кнопки ОК). Убеждаемся в соответствии тре-

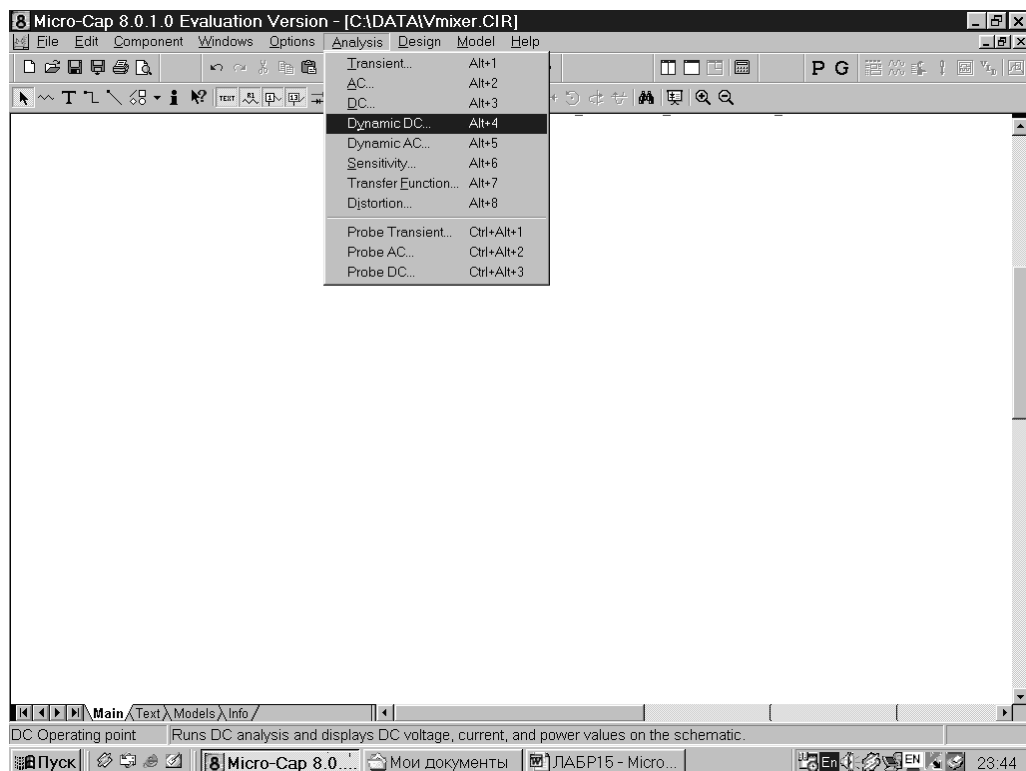


Рис. 14.11

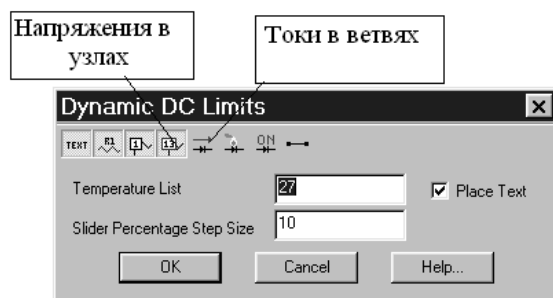


Рис. 14.12

буемых и рассчитанных значений постоянных токов (при расхождении значений больше чем на 0,05 мА необходимо проверить правильность параметров введенных компонентов и их соединение).

Исследование свойств амплитудного детектора начинают с получения амплитудно-частотных характеристик оконечного каскада усилителя промежуточной частоты без учета влияния детектора. Для этого вместо нелинейного независимого источника напряжения (NF на рис. 14.13) в схему вводят источник гармонического напряжения. Для чего после команды Component в меню главного окна на выдвигающихся вправо подменю последовательно выбирают

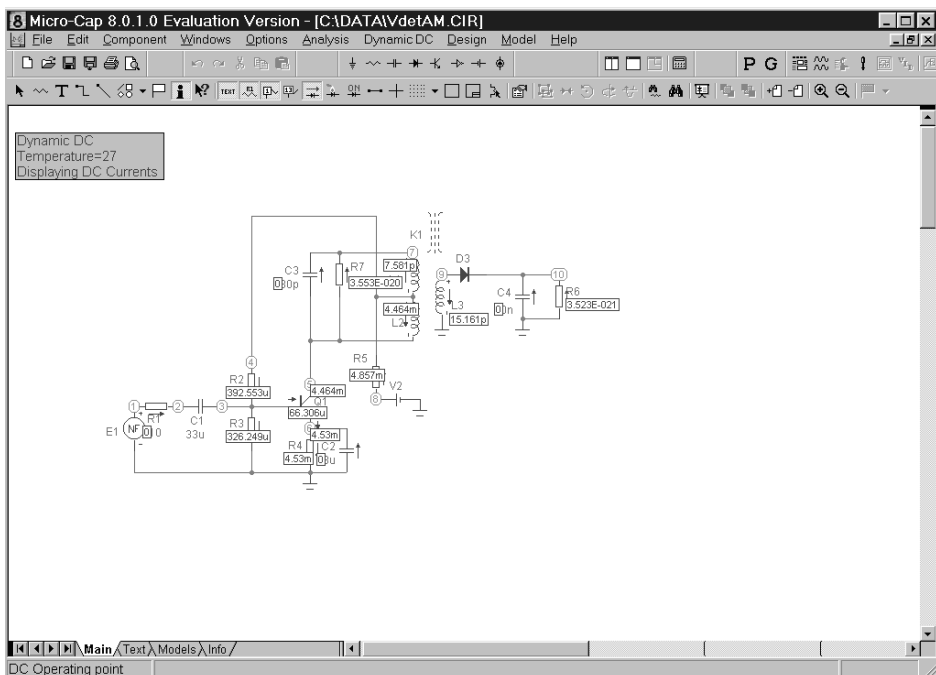


Рис. 14.13

Analog Primitives, затем Waveform Sources и Sine Source. После нажатия левой кнопки мыши в главном окне появляется изображение независимого источника напряжения (рис. 14.14), заменяющего курсор в окне схем. Установив его на входе исследуемой схемы и, подтвердив это нажатием левой кнопки мыши, выбираем в диалоговом окне Sine Source: Sine Source параметры источника гармонического сигнала (рис. 14.15).

Содержание верхней части подменю и, предоставляемые программой возможности, описывались ранее. В верхнем подсвеченном окне левой части закладки содержатся атрибут PART, где вводится позиционное обозначение вводимого компонента (обычно программой предлагается начинающееся с буквы V с текущим номером). Атрибут следующей строки MODEL должен содержать имя модели генератора гармонических колебаний и в правом подсвеченном окне содержится перечень предлагаемых программой генераторов. Поскольку он не содержит генератора с частотой 465 кГц, то необходимо создать такой генератор, задав его параметры. Для этого, установив курсор на кнопку New, и нажав на левую кнопку мыши, активизируем окна параметров источника сигналов, задаваемых в файле Source Local Text area of C:\DATA\VdetAM.CIR. Подведя курсор к окну F — частота, и, удалив указанное там значение, вводим значение равное промежуточной частоте тракта радиовещательных приемников (465 кГц). Затем, используя кнопку Tab клавиатуры, последовательно заменяем другие параметры источника сигналов: A — амплитуду напряжения генератора (в вольтах), DC — значение постоянной составляющей генерируемого сигнала (в вольтах), значение начальной фазы — PH (в градусах), величину внутреннего сопротивления источника сиг-

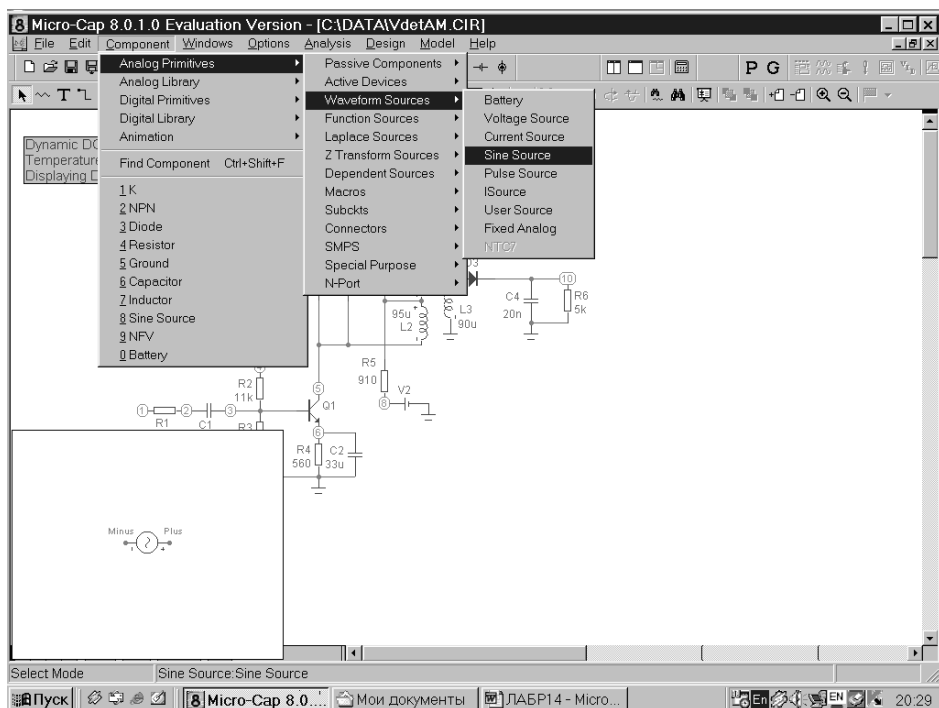


Рис. 14.14

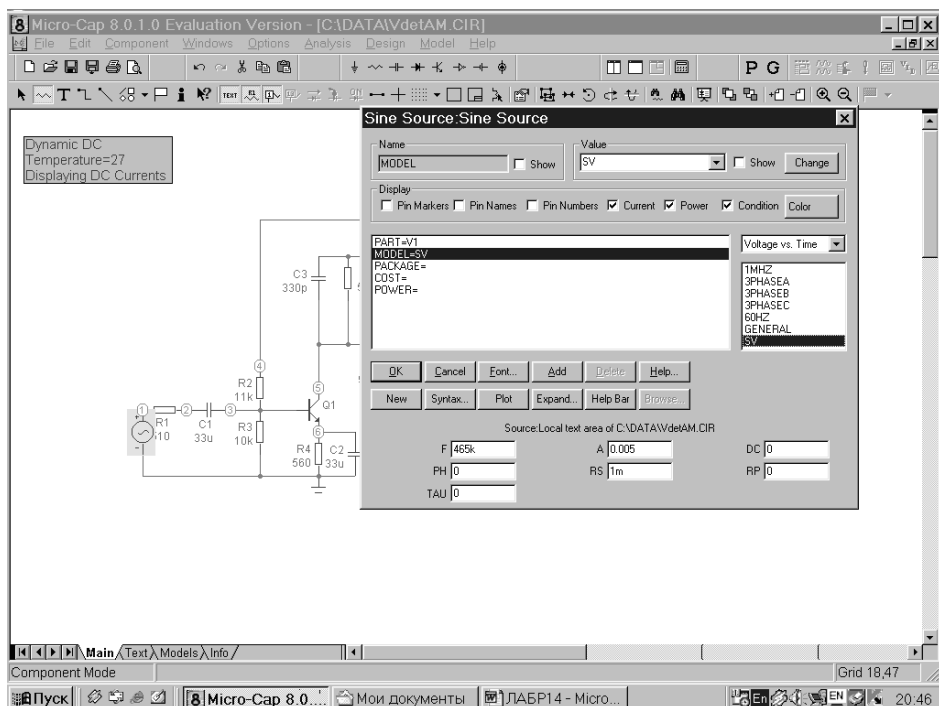


Рис. 14.15

налов(в омах), период повторения затухающего сигнала RP (в секундах), и TAU — значение времени изменения амплитуды сигнала по экспоненциальному закону (в секундах). Названные атрибуты вводятся в соответствие с рис. 14.15. Нажатием панели ОК подтверждают окончание ввода параметров источника сигналов. Остальные атрибуты источника сигналов PACKAGE (тип корпуса), COST (стоимость) и POWER (создаваемая источником мощность) можно не вводить, так как они используются только при конструктивном расчете с использованием программы PSPICE. Назначение остальных кнопок диалогового окна аналогично по своему назначению и функциям, описанным ранее при вводе трансформатора (рис. 14.10).

При выполнении пункта 2.1.1 необходимо исключить влияние детектора на резонансный усилительный каскад. Для того, активизировав пиктограмму «выбор режима» (Select Mode, рис. 14.2), нажатием левой кнопкой мыши выбираем идентификатор трансформатора К (подсвечивается зеленым светом) и затем удаляем его, войдя в окно редактора электрических схем Edit и выбрав на выпадающем меню (рис. 14.16) команду Cut (или комбинацию клавиш $Ctrl+X$). Удаление идентификатора трансформатора исключает взаимоиндукцию между обмотками трансформатора.

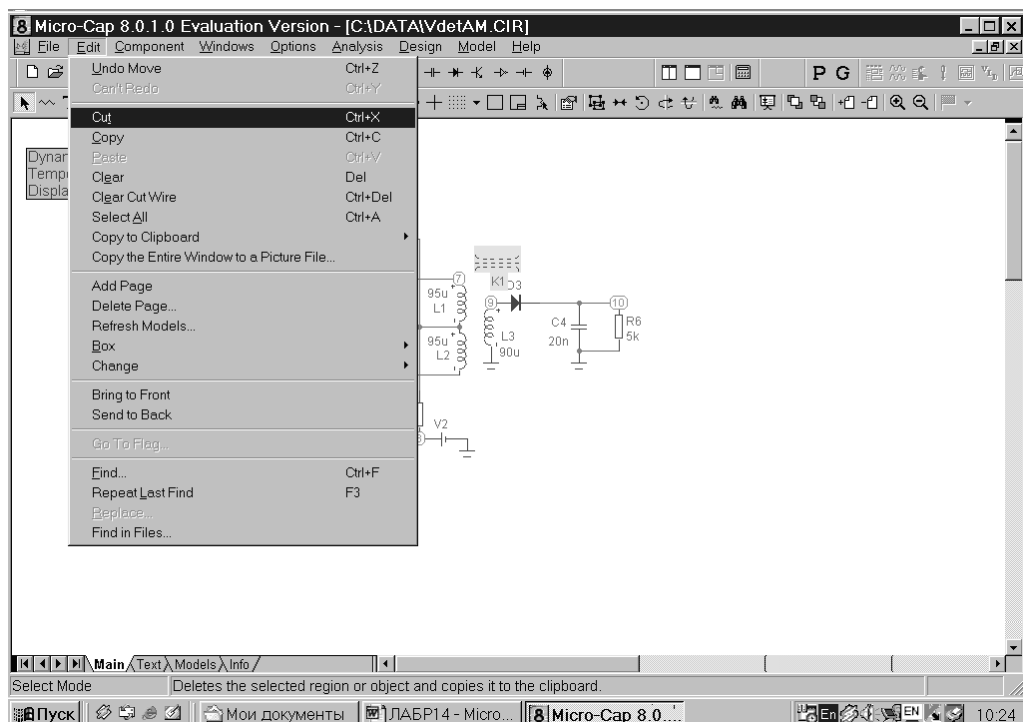


Рис. 14.16

Амплитудно-частотные характеристики резонансного усилителя (рис. 14.17) с ненагруженным контуром получаем в режиме Analysis, проведя предварительно нумерацию узлов нажатием на пиктограмму «Node Numbers» (рис. 14.10).

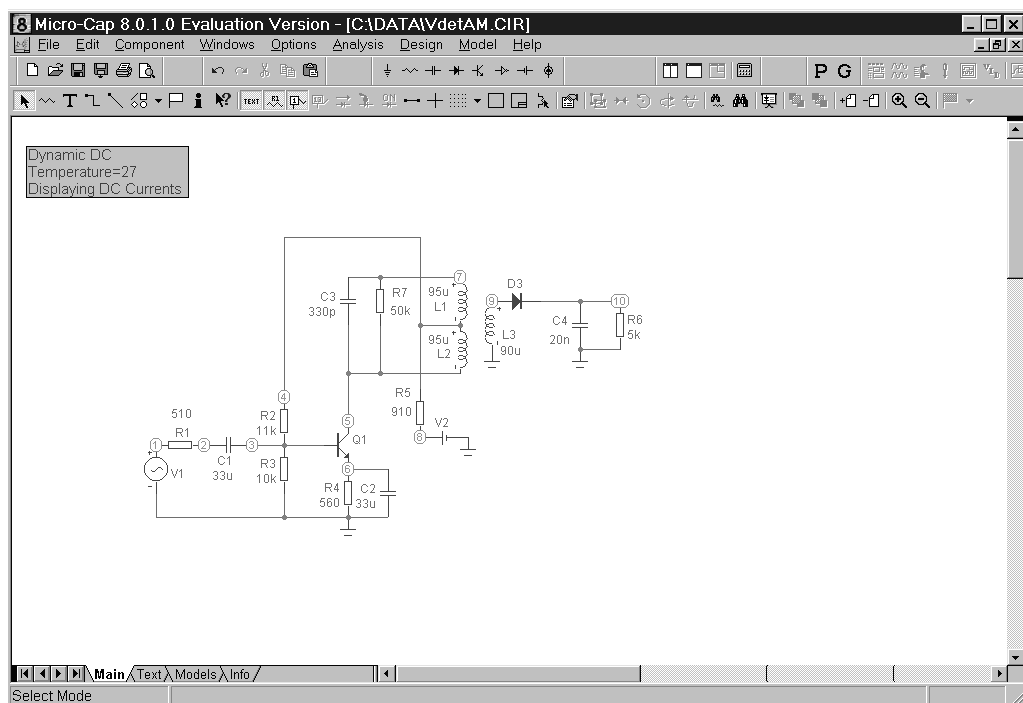


Рис. 14.17

Выбрав в качестве узла, в котором будут анализироваться частотные характеристики, коллектор транзистора (узел номер 5), войдем в режим анализа.

В меню главного окна выбираем команду Analysis и затем на выпадающем меню режим AC расчета частотных характеристик (рис. 14.18) (в режим анализа можно войти выбрав комбинацию ключей на клавиатуре Alt+2).

При выборе режима AC в окне схем нажатием левой кнопки мыши, MC8 предлагает перейти к выбору пределов анализа на выпадающем меню AC Analysis Limits (рис. 14.19).

В окне AC Analysis Limits задается следующая информация:

Frequency range — значения верхнего и нижнего пределов частот анализа. Нажатием на кнопку прокрутки выбираем способ разбиения интервала частот автоматический (Auto), равномерный (Linear), логарифмический (Log);

Number of Points — количество подинтервалов в заданном частотном интервале, в котором производится расчет частотных характеристик, одновременно определяет число точек выводимых на печать (если это указывается) в форме таблицы (рис. 14.24);

Temperature — диапазон изменения температур (может задаваться одно значение температуры, при которой проводится анализ);

Maximum Change — максимально допустимое приращение функции на интервале шага по частоте (учитывается только при автоматическом выборе шага — активизация процедуры Auto Scale Ranges);

Noise Input — имя источника шума, подключенного ко входу второго каскада;

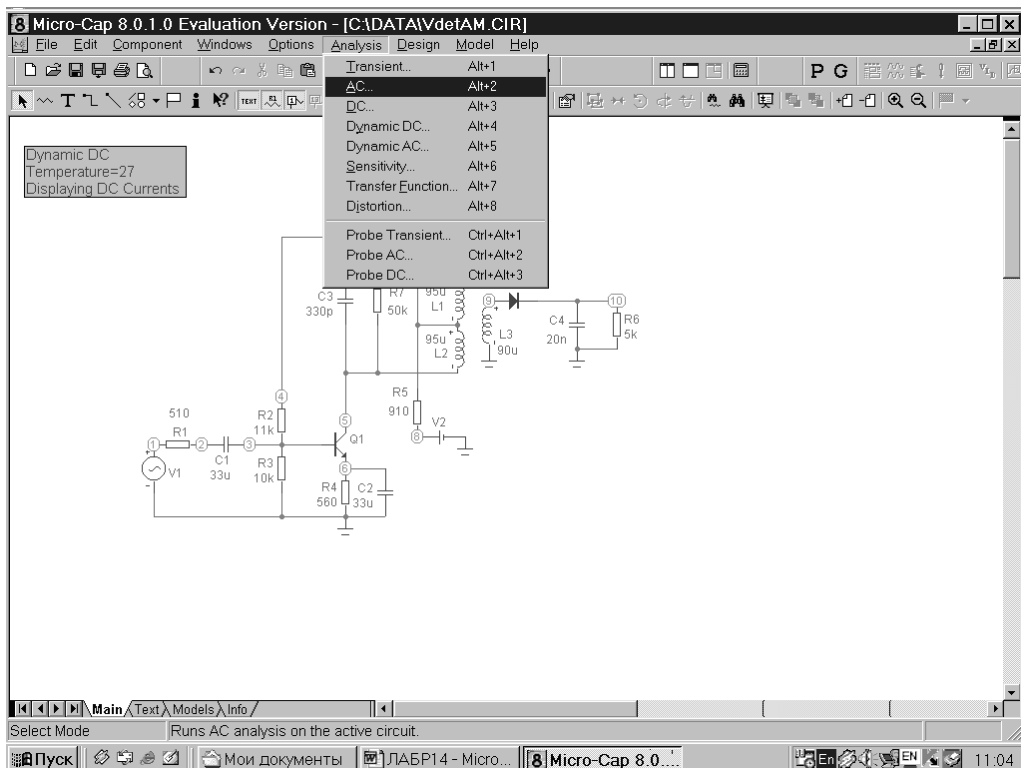


Рис. 14.18

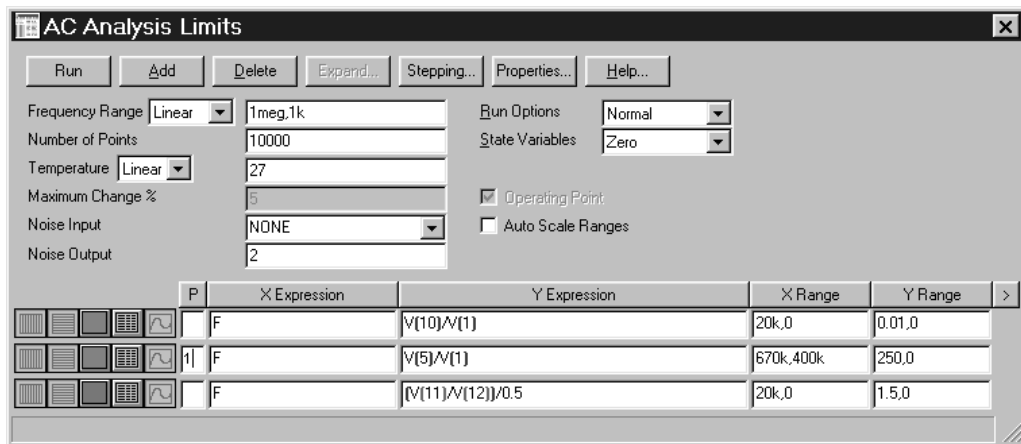


Рис. 14.19

Noise Output — номер(а) выходных зажимов, где вычисляется спектральная плотность напряжения шума;

Run Options — определяет способ хранения полученных результатов:

Normal — результаты расчетов не сохраняются;

Save — результаты сохраняются на жестком диске;

Retrieve — использование результатов расчета, хранящегося на жестком диске для вывода на экран монитора;

State Variables — задание начальных условий интегрирования.

На экран монитора, в соответствии с рис. 14.19, выводится семейство кривых (P), поскольку активизирована пиктограмма слева от столбца P. Каждая строка устанавливает способ отображения результатов и аналитические выражения для построения графиков. Для получения зависимости коэффициента усиления каскада в столбце YExpression помещают выражение для вычисления модуля напряжения в выбранном узле или его относительного значения, а в столбце XExpression — обозначение частоты. Кроме этого, в столбцах YRange и XRange указывают максимальное значение соответствующей переменной, ее минимальное значение и шаг сетки значений соответствующей оси (частота — XRange, коэффициент передачи — YRange). Характер изменения значений по осям — линейный, что выбирается нажатием двух левых крайних кнопок в строке выводимых значений. Затем стоит пиктограмма выбора цвета выводимой кривой, потом — пиктограмма, активизация которой, создает файл для хранения числовых значений рассчитанных кривых и наконец, пиктограмма определяющая систему координат, в которой будут представлены рассчитанные графики.

Run — команда начала моделирования. Начало моделирования может также задаваться нажатием ключа F2.

Add — добавление еще одной строки спецификации вывода результатов после строки, отмеченной курсором.

Delete — удаление строки спецификации вывода результатов, отмеченной курсором.

Expand — открытие дополнительного окна для ввода текста большого размера при расположении курсора в одной из граф, содержащих выражения, например XExpression.

Stepping — открытие диалогового окна задания вариации параметров.

Properties — открытие диалогового окна задания параметров (управления выводом графиков на экран и принтер — Plot, выбор масштабов по осям координат — Scales and Formats, выбор цвета объекта, параметров шрифта и типа линий — Colors, Fonts and Lines, нанесение заголовков в выходных числовых данных — Header, выбор одной или нескольких переменных для сохранения в файле пользователя User Source — Save Curves, для режима анализа Transit, нанесение пиктограмм команд на панель инструментов — Tool Bar).

Help — вызов раздела системы помощи.

Для указанных на рис. 14.19 значений пределов и выбранных условий анализа, АЧХ усилительного каскада на рис. 14.20 представлено значение коэффициента усиления (отношение напряжений в узле 5 и узле 1). Максимальное значение коэффициента усиления K_0 определяется с помощью пиктограмм в подменю AC, регистрирующих положение маркера на пересечении двух штриховых линий (1), а затем — в точке максимума кривой (2). По известной величине коэффициента усиления в точке максимума можно определить полосу пропускания усилителя по уровню $0,707K_0$. Активизируя пиктограмму, задающую местоположение маркера по указанному значению Y, на закладке Go To Y (рис. 14.21) в подменю AC Analysis, в активизированном окне Value указыва-

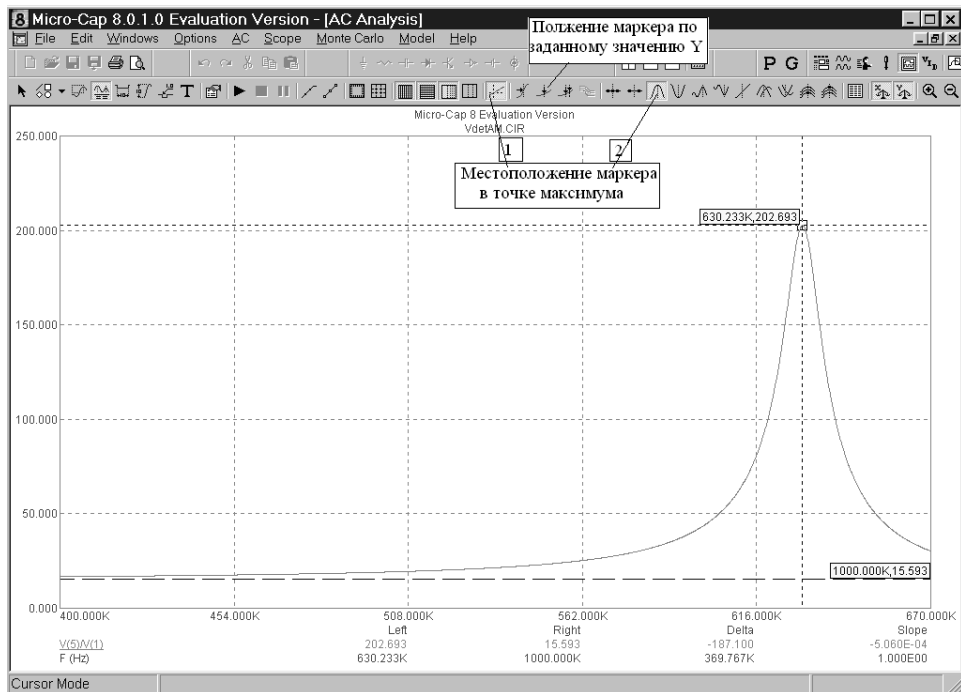


Рис. 14.20

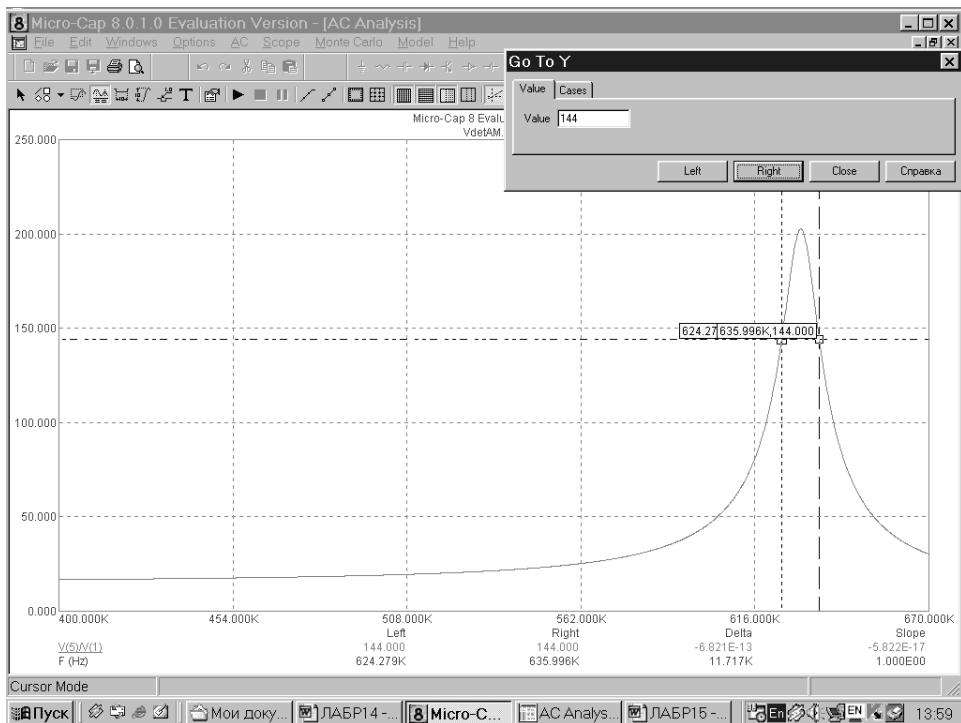


Рис. 14.21

ется значение Y на уровне $0,707K_0$ и нажимается панель Left левой кнопкой мыши, что устанавливает левый маркер на заданном уровне Y . Повторным нажатием на панель Right устанавливаем правый маркер на том же уровне. Ширина полосы пропускания считывается под графиком в колонке Delta. Оцените величину эквивалентной добротности контура. Результаты эксперимента занесите в таблицу 2.

Таблица 2

Сопротивление нагрузки детектора	Коэффициент усиления		Полоса пропускания, кГц	
	АД включен	АД выключен	АД включен	АД выключен
1 кОм				
5 кОм				
10 кОм				

Повторите эксперимент с учетом влияния детектора. Для этого восстановите принципиальную схему (рис. 14.22) при наличии индуктивной связи между усилителем и детектором с коэффициентом связи равным 0,8. Оцените значение резонансной частоты контура, эквивалентную добротность, коэффициент усиления и величину полосы пропускания усилителя, нагруженного на детектор, в том же узле. Результаты занесите в таблицу 2.

Для выполнения п. 2.1.2 (расчет характеристики детектирования) воспользуемся принципиальной схемой, приведенной на рис. 14.22.

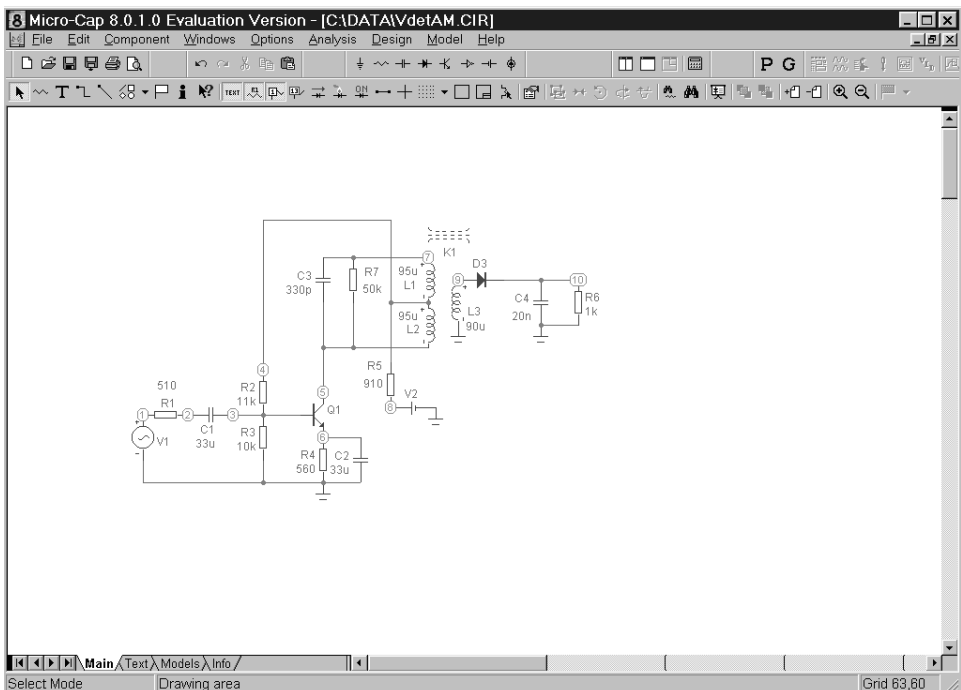


Рис. 14.22

В окне схем выберем команду Analysis и на выпадающем меню Transient (рис. 14.23) или сочетание клавиш Alt+1.

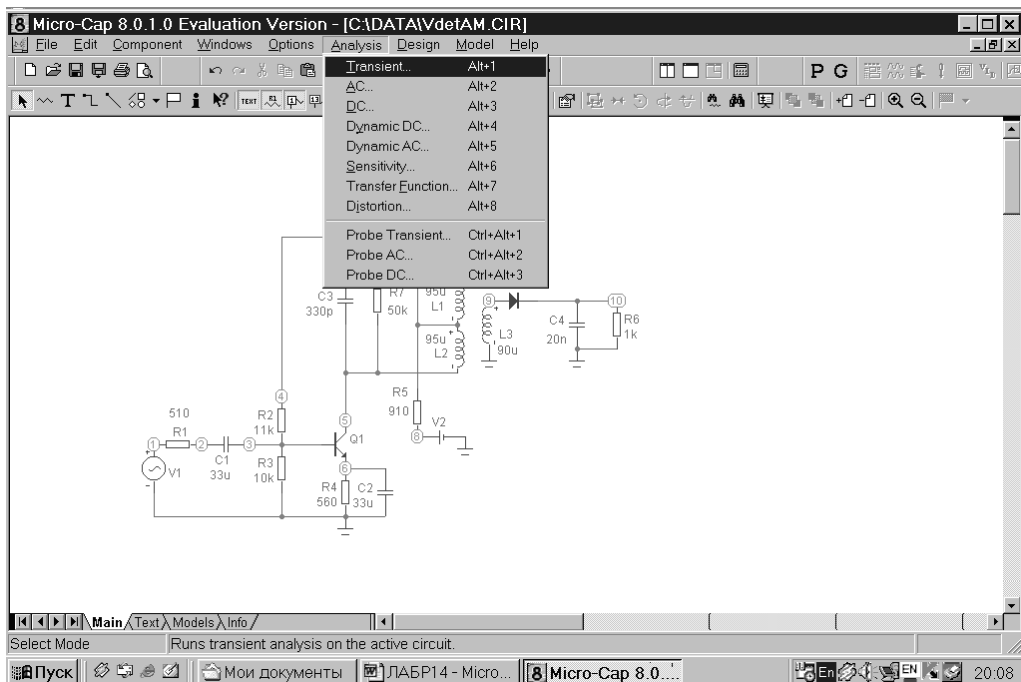


Рис. 14.23

В диалоговом окне Transient Analysis Limits, которое может открываться так же нажатием клавиши F9, задают параметры расчета переходных процессов, прямого преобразования Фурье (FFT) и др. (рис. 14.24).

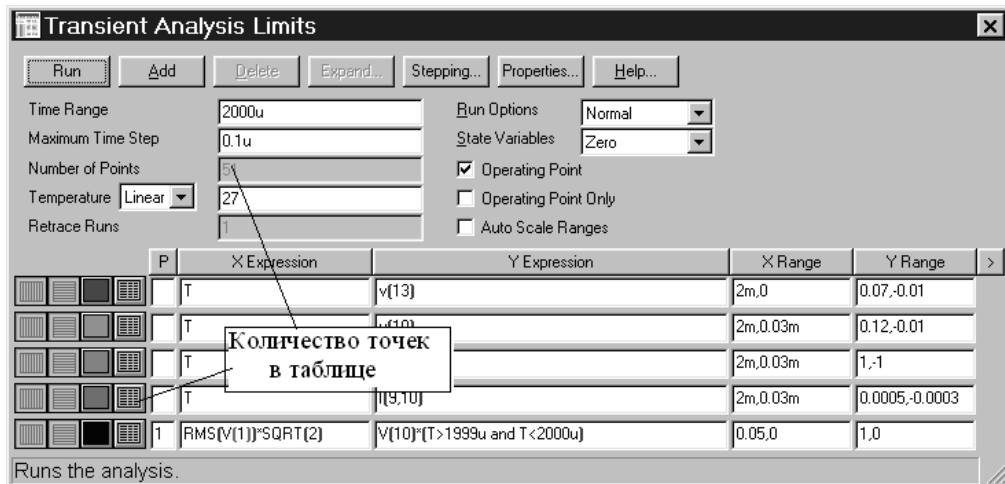


Рис. 14.24

Команда Run — означает начало моделирования (может задаваться так же нажатием клавиши F2).

Нажатием на панель Add левой кнопкой мыши можно добавить еще одну строку спецификации вывода результатов после строки, отмеченной курсором.

Команда Delete, вводимая нажатием левой кнопкой мыши, позволяет удалять строку вывода результатов, отмеченную курсором.

Панель Expand, активизируемая левой кнопкой мыши, открывает дополнительное окно для ввода текста большого размера при описании выражений (например, XExpression).

Нажатием на панель Stepping открывается диалоговое окно задания вариации параметров.

Команда Properties выполняется нажатием на левую кнопку мыши и сопровождается открытием диалогового окна, позволяющего управлять выводом графиков на экран монитора, изменять масштаб по осям координат и др. (подробнее см. в предыдущем разделе построения АЧХ).

Затруднения, возникающие при проведении Analysis во временной области, можно устранить вызовом системы помощи Help.

Слева под строкой панелей вводятся числовые параметры:

Time Range — указывается конечное и начальное время расчета временных характеристик (начальное время расчета по умолчанию принимается равным нулю и может не указываться).

Maximum Time Step — величина максимального шага интегрирования. Текущее значение переменного шага интегрирования определяется величиной допустимой относительной ошибки.

Number of Points — количество точек, выводимых в виде таблицы (по умолчанию принимается равными 51). Изменение количества выводимых точек достигается нажатием на пиктограмму в разделе вывода числовых результатов (рис. 14.24). Нажатием на эту кнопку в текстовый выходной файл заносится таблица отсчетов функции, заданной в графе YExpression.

В столбце справа под строкой панелей располагаются опции управления результатами расчетов.

Run Options — определяют режимы:

Normal — результаты не сохраняются;

Save — результаты сохраняются в бинарном файле формата: <имя файла>.TSA;

Retrieve — используются результаты, сохраненные ранее в бинарном файле, для построения графиков и вывода в форме таблиц (без нового расчета);

State Variables — установка начальных значений позволяет:

Zero — выбирать в качестве начальных значений нулевые потенциалы в узлах и токи через индуктивности;

Read — использовать в качестве начальных значения, взятые из бинарного файла формата <имя схемы>.TOP, создаваемого перед каждым вариантом расчета;

Leave — задание в качестве начальных условий результатов предыдущего расчета.

Нажатие на кнопку Operation Point обеспечивает выполнение расчета по постоянному току перед каждым расчетом переходных процессов.

В режиме Operating Point Only — производится расчет только по постоянному току.

Щелчок по кнопке Auto Scale Ranges обеспечивает автоматический выбор масштабирования по осям.

Условия, определяющие представление результатов моделирования в частотной области, задаются в нижней части диалогового окна Transient Analysis Limits.

Левее таблиц, определяющих выражения и пределы представляемых кривых на экране монитора, расположены кнопки, задающие изменение переменной по осям X и Y по линейному или логарифмическому закону. Выбор происходит при нажатии на соответствующую кнопку (крайнюю левую или вторую). Нажатием на следующую кнопку (Color) на выпадающем меню выбираем цвет выводимой на экран кривой (название кнопки высвечивается при подведении курсора к кнопке).

В колонке P (Plot Group) указывается номер графического окна, в котором будет построена, задаваемая строкой кривая. При одновременном представлении нескольких кривых в одной системе координат, масштаб выбирается автоматически.

В колонке X Expression указывается имя переменной, откладываемой по оси X.

При изучении временных характеристик это время T, при расчете спектра сигнала с помощью преобразования Фурье — это частота F.

В колонке Y Expression приводится выражение, откладываемое по оси Y. Это может быть просто напряжение в каком-либо узле, ток через какой-либо элемент или между какими-то узлами, а так же целое выражение. Щелчком правой мыши на всплывающем меню можно выбрать тип переменной и форму его представления.

X Range определяет максимальное и минимальное значения переменной X на графике.

В колонке Y Range задается максимальное и минимальное значения переменной Y на графике (если минимальное равно нулю, то его можно не указывать).

На рис. 14.24 показано, что в прямоугольной системе координат с линейным законом изменения значений переменных по осям X и Y будет выводиться один график. При этом в качестве аргумента выбрано значение амплитуды напряжения в узле 1 ($RMS(V1)$ — среднеквадратичное отклонение напряжения в узле 1). В качестве переменной Y выбирается напряжение на выходе амплитудного детектора (в узле 10); при этом проводится оценка установившегося выходного напряжения на достаточно малом промежутке времени в конце процесса моделирования. Это позволяет исключить из рассмотрения нестационарный участок процесса установления выходного напряжения. Пример расчета характеристики детектирования для некоторого значения сопротивления нагрузки детектора ($R6$) представлен на рис. 14.25 (получается соединением вершин составляющих значений амплитуды на выходе детектора для некоторых величин амплитуды входного сигнала). Величина амплитуды входного сигнала задается в подрежиме Stepping (нажатием на кнопку Stepping подменю Analysis Transient Limits).

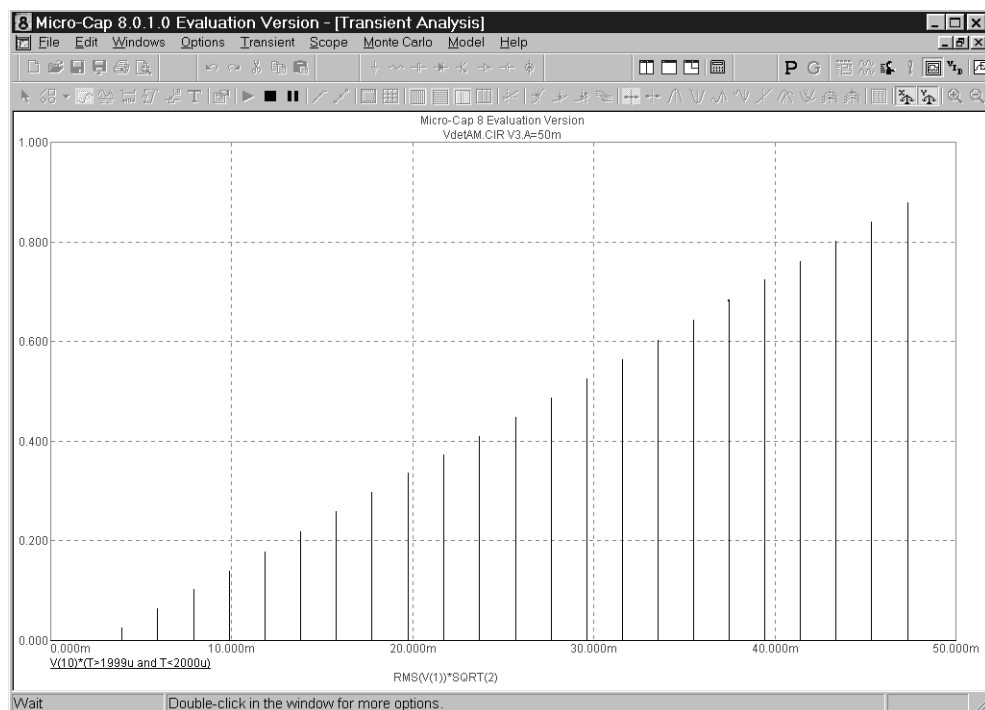


Рис. 14.25

На выпадающем подменю Stepping в верхней строке (рис. 14.26) указывается перечень изменяемых компонентов (для MC8 Demo может изменяться лишь один компонент). Выбор компонента осуществляется нажатием на кнопку в строке.

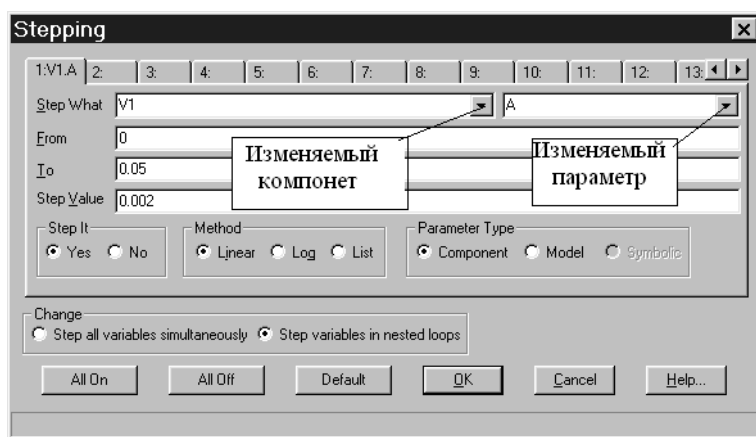


Рис. 14.26

Step What и в диалоговом окне — название изменяемого компонента (рис. 14.27). Аналогично выбирают изменяемый параметр в окошке продолжения строки Step What (рис. 14.28).

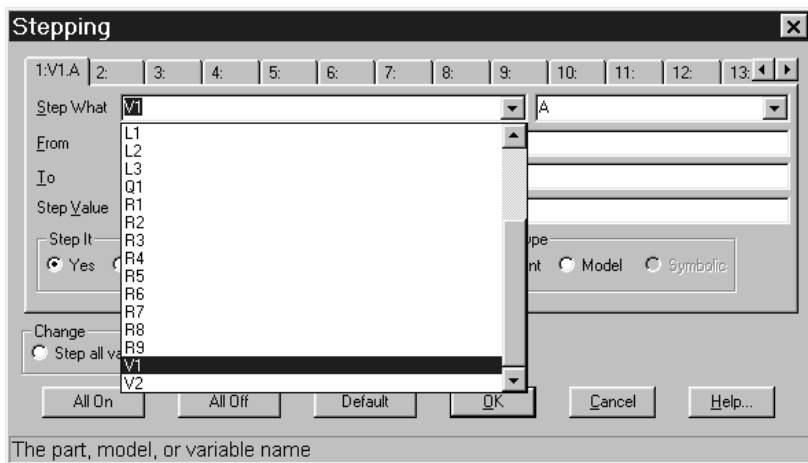


Рис. 14.27

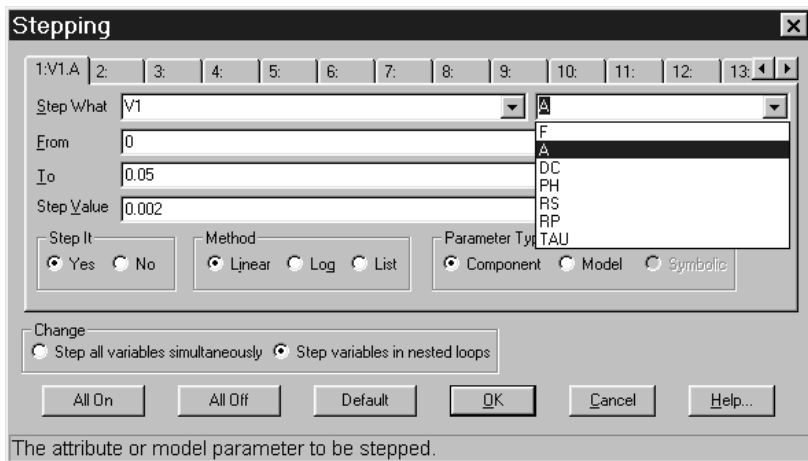


Рис. 14.28

В данном случае в качестве изменяемого компонента выступает генератор V1, а в качестве изменяемого параметра — его амплитуда A. Затем в строке From указывается наименьшее значение амплитуды (вместо предъявляемого по умолчанию), в строке To наибольшее значение амплитуды, а в строке Step Value — значение шага изменения амплитуды. Подтверждение режима Stepping происходит при нажатии радиокнопки Yes в рамке Step It. Одновременно в соседней рамке Method указывается закон изменения выбранного параметра (линейный — при нажатии радиокнопки Linear, логарифмический — Log, в соответствии с некоторым списком значений изменяемого параметра — List). В рамке Parameter Type — тип изменяемого параметра, нажатием радиокнопки Component, подтверждается, что изменяются параметры компонента, а не параметры модели какого-либо компонента или его обозначения. В нижней рамке Change (для профессиональной версии MC8) указывается порядок изменения варьируемых величин: одновременное изменение шага для всех

перечисленных выше компонент — нажимается радиокнопка Step all variables simultaneously или в соответствии с указаниями, данными для каждого компонента — Step variables in nested loops. Нажатие на панель All On дает возможность включения процедуры варьирования параметров компонентов, перечисленных на всех закладках выпадающего меню Stepping (для профессиональной версии MC8). Нажатием на кнопку All Of выводятся из режима варьирования все заданные параметры. Активизация кнопки Default отменяет указанные ранее для каждого компонента пределы изменения и величину шага и обеспечивает варьирование параметра от половины его номинального значения до двукратного. Панель Cancel позволяет отменить введенные ранее указания, а панель Help обеспечивает доступ к файлу помощи при возникновении затруднений во время работы в подрежиме Stepping.

Получите характеристики детектирования амплитудного детектора для значений сопротивления нагрузки, указанных в п. 2.1.2.

Для выполнения п. 2.1.3 необходимо выйти из подрежима варьирования параметров Stepping и в режиме Transient Analysis Limits отменить вывод на экран монитора характеристики детектирования (рис. 14.24) и ввести в таблицу указания о количестве выводимых графиков, характере рассчитываемых параметров, пределах анализа и представления их на мониторе. Пример задания пределов анализа и выводимых на экран характеристик для некоторого значения параметров нагрузки представлен на рис. 14.29. Соответствующий вариант рассчитанных зависимостей приведен на рис. 14.30.

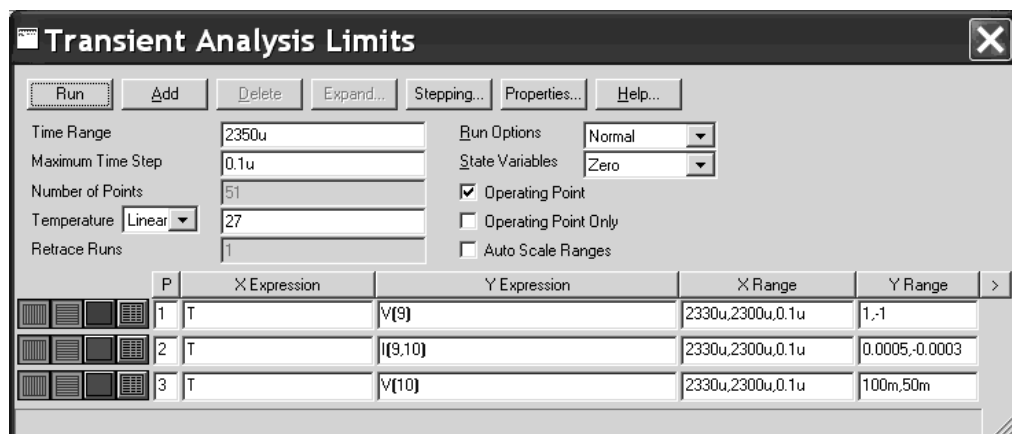


Рис. 14.29

Проведите расчет аналогичных характеристик для сопротивления нагрузки детектора R6 равном 5 кОм. При необходимости проведите коррекцию пределов выводимых величин.

При выполнении п. 2.1.4 задания необходимо на входе детектора включить источник амплитудно-модулированного сигнала. Для этого меню главного окна схем выберем команду Components и на выпадающем меню Analog Primitives, а затем на выдвигающихся вправо закладках последовательно Function Sources и NFV (см. рис. 14.31: простейшие аналоговые устройства → функциональные источники сигналов → зависимый источник напряжения).

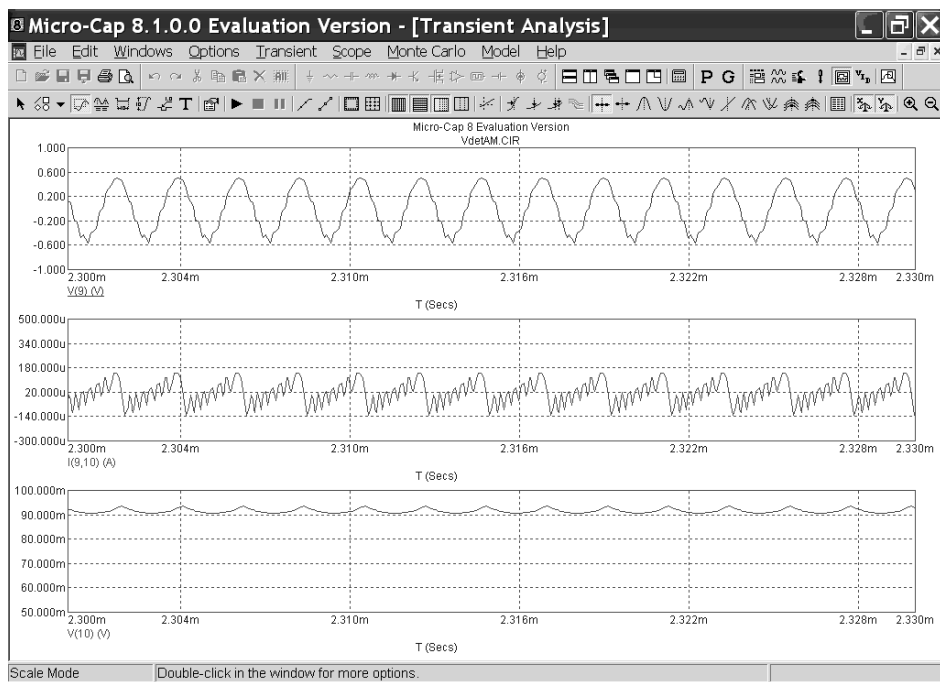


Рис. 14.30

При нажатии на левую кнопку мыши в окне схем появляется графическое изображение функционального источника напряжения. Источник сигнала задается алгебраической формулой для расчета напряжения источника ЭДС. Установив функциональный источник сигнала вместо источника гармонического сигнала (предварительно удалив его) и, нажав левую кнопку мыши, в диалоговом окне (рис. 14.32) NFV: Analog behavioral voltage source задайте параметры источника ЭДС.

Содержание верхней части диалогового окна (рамки Name, Value, Display и их назначение) совпадает с описанным ранее (например, пояснения к рис. 14.15).

В активной левой части окна указывается позиционное обозначение компонента (атрибут PART), которое для зависимых источников ЭДС предлагается как E с некоторым текущим номером (например E1). Следующей строкой является атрибут VALUE, задающий закон изменения ЭДС во времени и используемый только при исследовании временных характеристик электронной схемы. Выражение, описывающее АМ сигнал задает амплитуду несущего колебания величиной 5 мВ и частотой 465 кГц при глубине модуляции 100 %. Модулирующее колебание обладает частотой 1 кГц. Форму сигнала на входе амплитудного детектора можно наблюдать, активизировав строку Plot в правом подсвеченном окне, и нажав на кнопку Plot. Остальные кнопки имеют назначение, описанное в комментариях к рис. 14.15. Атрибут FREQ аналитическим выражением задает характер изменения частоты функционального источника сигнала, используемого лишь при вычислении АЧХ. Названный атрибут, как и все последующие, не используется при анализе временных харак-

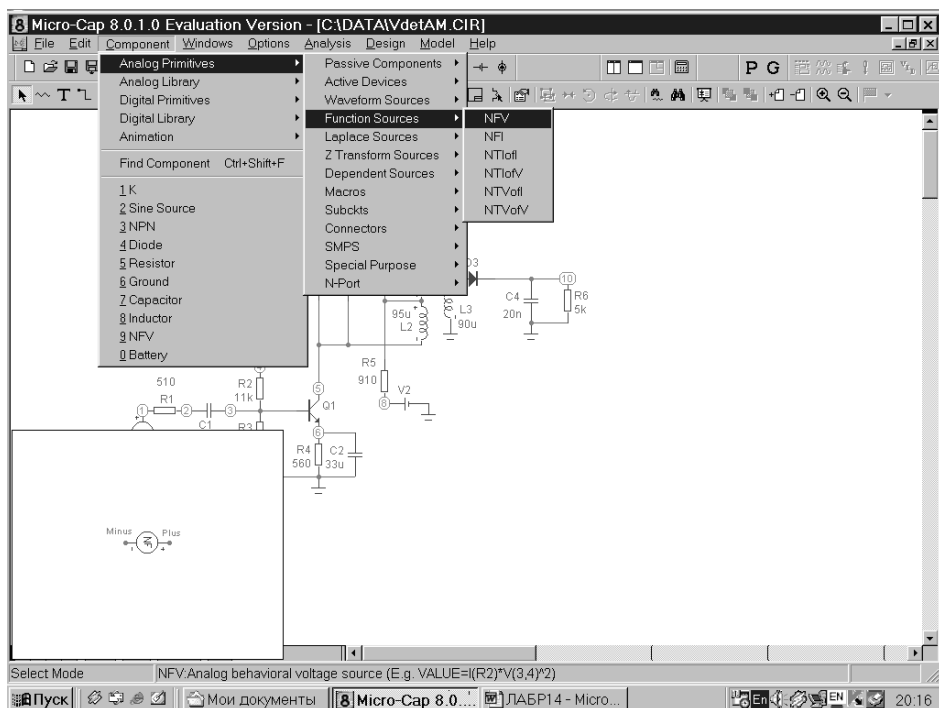


Рис. 14.31

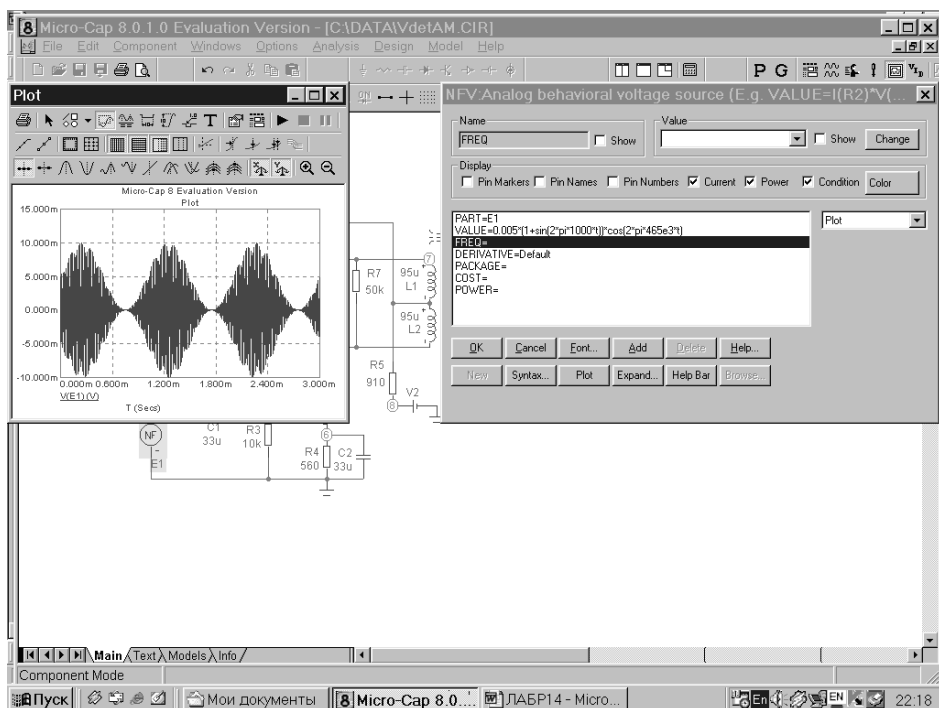


Рис. 14.32

теристик. После описания функционального источника сигналов входим в режим анализа временных характеристик принципиальной схемы амплитудного детектора (рис. 14.1).

Для этого в меню главного окна выбираем команду Analysis, на выпадающем меню Transient и переходим в диалоговое окно задания пределов анализа Transient Analysis Limits (рис. 14.33).

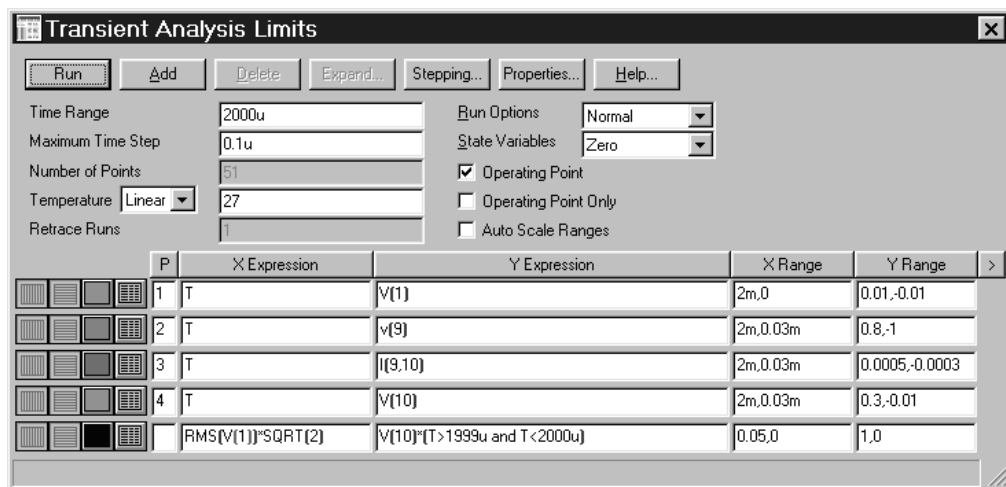


Рис. 14.33

Функции элементов диалогового окна описаны в комментариях к рис. 14.24. Для приведенного на рис. 14.33 перечня выводимых на экран зависимостей и указанных пределов анализа, и некоторых значений сопротивления нагрузки получены переходные характеристики в заданных узлах схемы (рис. 14.34).

Получить спектральные характеристики любой из приведенных на рис. 14.34 временных зависимостей можно выбрав команду Transient и на выпадающем подменю FFT Windows и на выдвигающейся вправо закладке Add FFT Window (рис. 14.35).

Войдя в диалоговое окно Properties(свойства) выбираем закладку Plot (рис. 14.36), которая позволяет выводить на экран монитора кривые (Curves). Число их можно увеличивать, нажимая на панель (Add), или уменьшать — (Delete) при этом на экран всегда будет выводиться автоматически (нажата кнопка Auto) кривая, указанная в рамке Title. В показанном на рис. 14.36 варианте представления кривых на экран будет выводиться только одна кривая (в рамке Plot Group — количество кривых — выбрана 1).

Она будет выводиться на экран (в рамке Curve нажата кнопка Show). В зависимости от требований на экран можно вывести спектр амплитуд (Mag) (в том числе в логарифмическом масштабе — dB) и фаз(Phase), а также действительную (Real) и мнимую (Image) части спектра, нажав соответствующую радиокнопку в рамке Expression. Нажав на указатель в рамке можно выбрать, спектр какой из изображенных на рис. 14.35 кривых, будет представлен на экране. Пролистав закладки диалогового окна Properties, на закладке Format

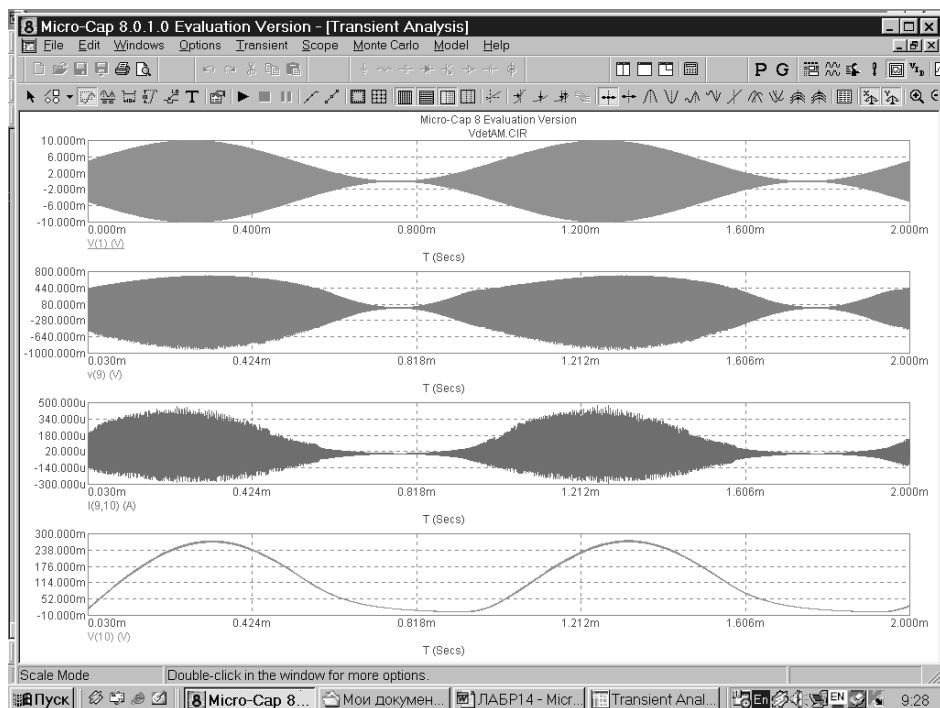


Рис. 14.34

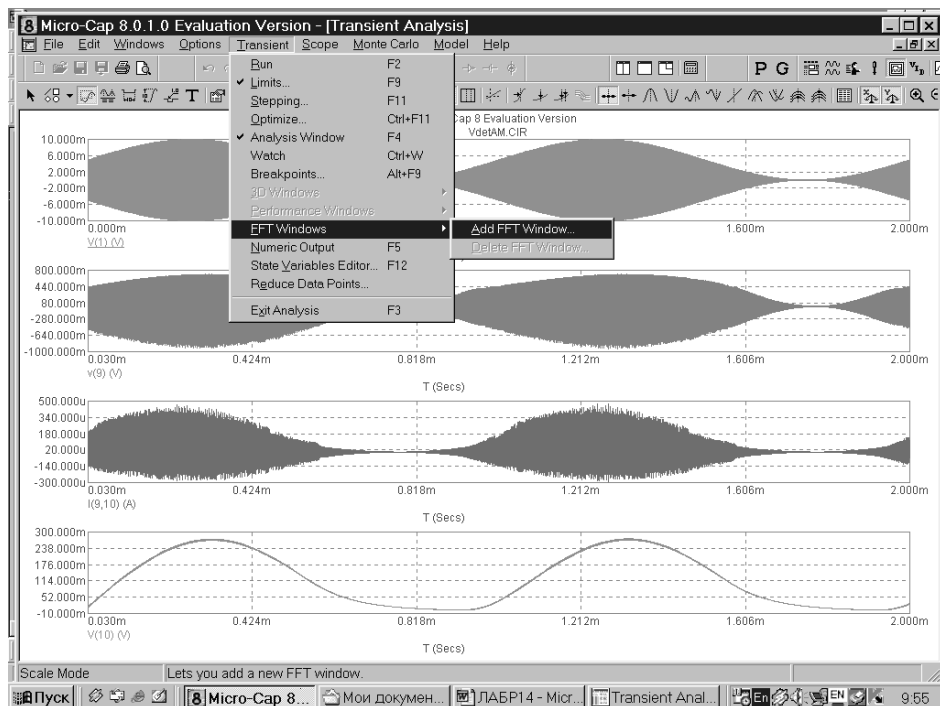


Рис. 14.35

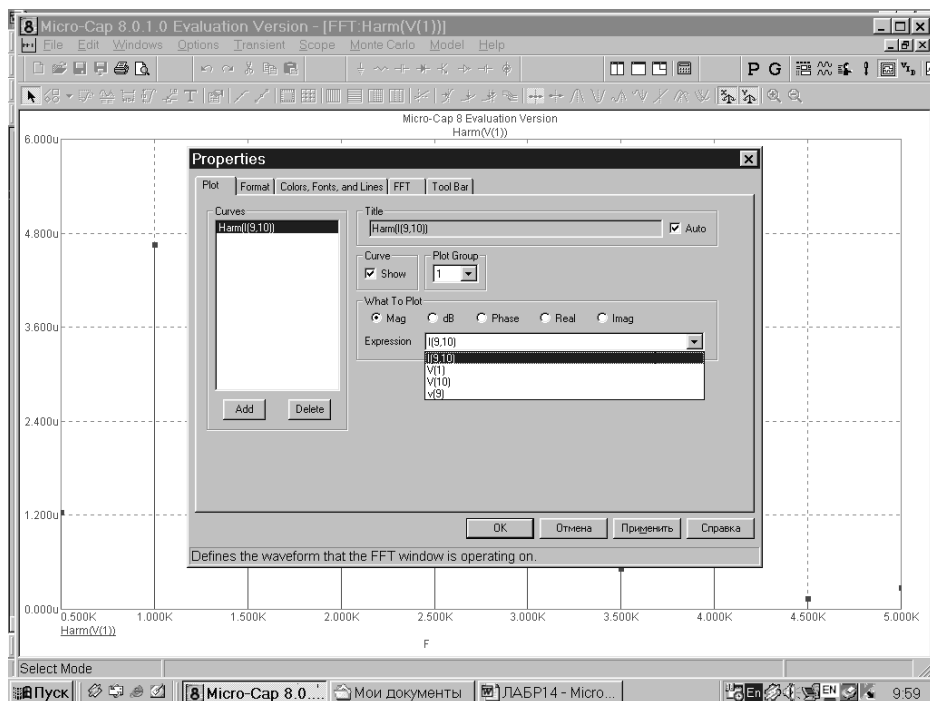


Рис. 14.36

можно изменить пределы анализа, точность и масштаб выводимых кривых; на закладке Colors, Font and Lines можно изменить цвет и толщину линий выводимых графиков; на закладке FFT (рис. 14.37) верхний (Upper) и нижний пределы временного интервала (Time Limit), где определяется спектральный состав. Число выбранных на нем точек (Number of Points) определяет точность вычислений, а число учитываемых и выводимых на экран спектральных составляющих указывается в рамке Auto Scaling. В указанном на рис. 14.37 варианте на экран выводится постоянная составляющая спектра (помечен режим Include DC Harmonic) и первые 10 гармоник спектра (Auto Scale First 10 Harmonics). Панели Default и Set Default используются для подтверждения введенных изменений (указание о выводе на экран спектра выбранной кривой, заданное на закладке Plot, уточняется на закладке FFT). Возвращаясь на закладку Plot, убеждаемся в правильности внесенных изменений и, после нажатия кнопки ОК, получаем выбранную спектральную характеристику. На рис. 14.38 представлен амплитудный спектр тока диода. При этом масштаб по осям абсцисс и ординат выбирается автоматически.

Проделав аналогичные манипуляции получите амплитудный спектр напряжения на нагрузке детектора для параметров схемы заданной на рис. 14.1. Оцените величину коэффициента нелинейных искажений.

Влияние нагрузки на характеристики сигнала на выходе детектора рассмотрим при изменении емкости нагрузки C4 (рис. 14.1).

Выберем в окне главного меню команду Analysis, а затем Transient на выпадающем меню и укажем условия и пределы анализа (рис. 14.39) во временной области.

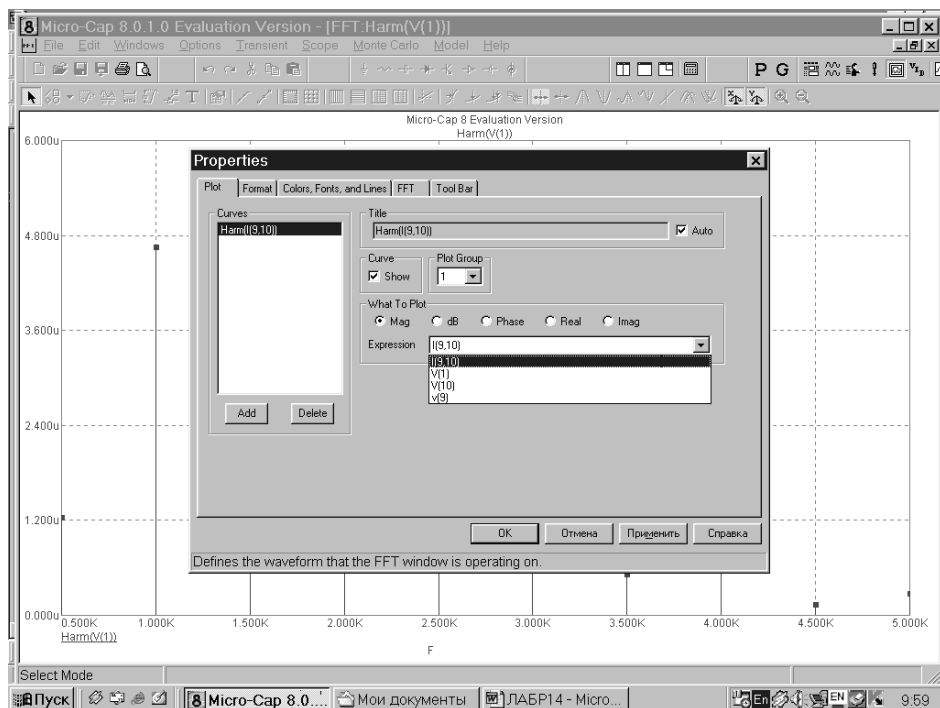


Рис. 14.37

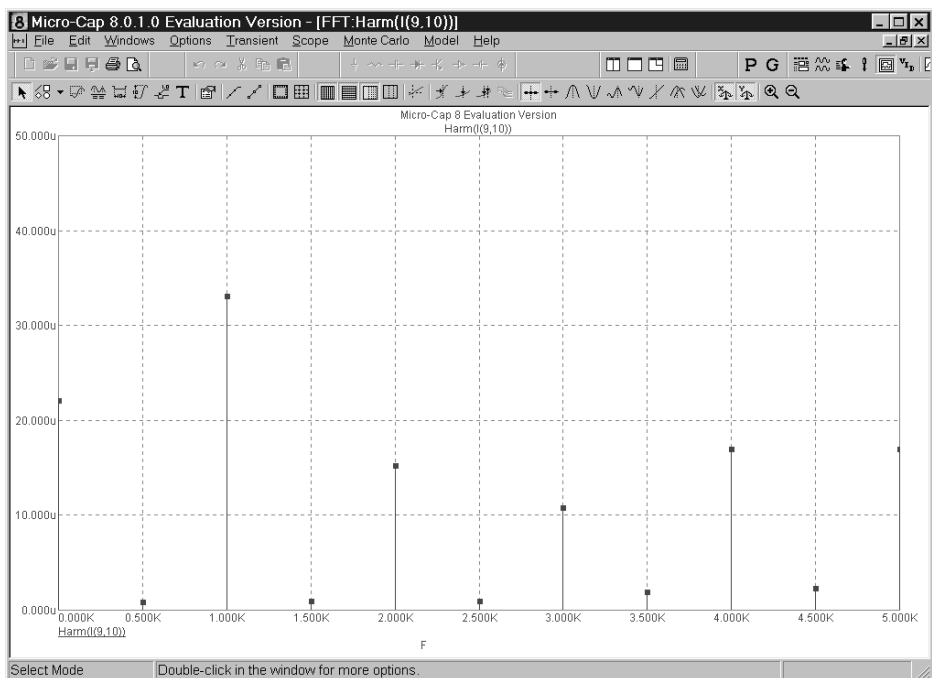


Рис. 14.38

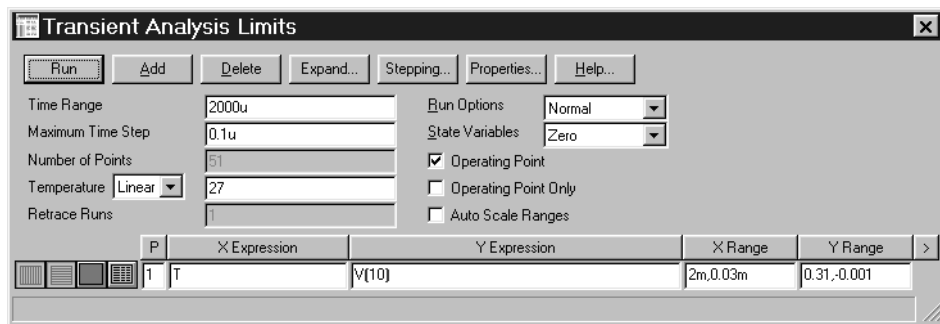


Рис. 14.39

Нажав на кнопку Stepping, в подменю Transient Analysis Limits, войдем в режим пошагового варьирования емкости нагрузки C4 (рис. 14.40).

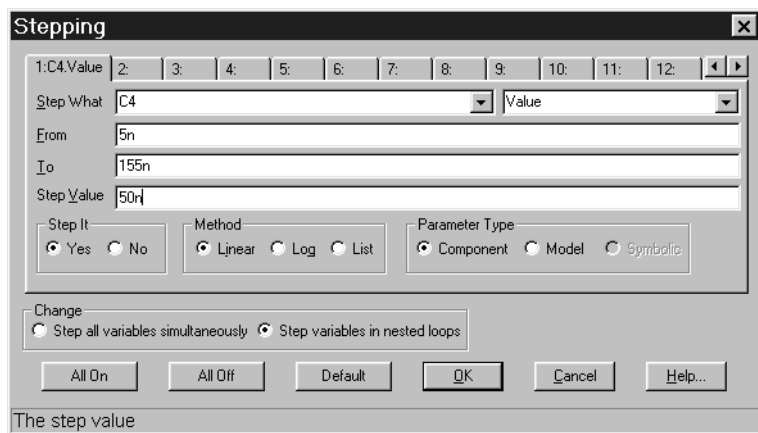


Рис. 14.40

Назначение конкретных директив, радиокнопок, панелей подробно описаны при варьировании амплитуды генератора V1 (рис. 14.28). Изменение емкости нагрузки происходит с шагом 50 нФ. От 5 до 155 нФ. Для указанных значений компонентов схемы напряжение на нагрузке детектора представлено семейством кривых на рис. 14.41.

В соответствие с п. 2.2.4 для значений сопротивления нагрузки R6, изменяющегося от 1 кОм до 5 кОм с шагом в 1 кОм, получить семейство временных характеристик выходного напряжения при величине емкости нагрузки C4 = 20 нФ.

Для каждого значения сопротивления R6 определить коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения детектора. Полученные сведения внести в таблицу 3.

Таблица 3

Сопротивление нагрузки, кОм	1	2	3	4	5
Коэффициент нелинейных искажений, %					

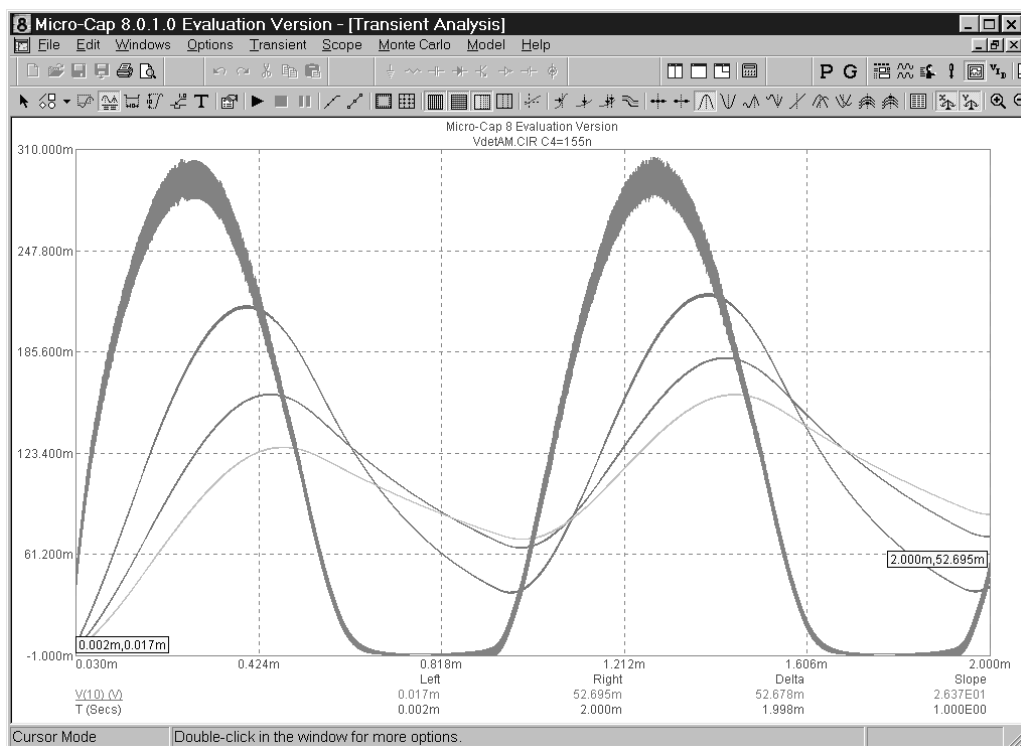


Рис. 14.41

5. Содержание отчета

5.1. Принципиальная схема амплитудного детектора.

5.2. Распечатку АЧХ усилителя с указанием значений коэффициента усиления и ширины полосы пропускания (должно обеспечиваться соответствие с таблицей 2).

5.3. Характеристики детектирования, полученные в результате машинного моделирования, для величины сопротивления нагрузки $R_6 = 1 \text{ кОм}$, 5 кОм и 10 кОм .

5.4. Временные зависимости выходного напряжения в зависимости от сопротивления нагрузки и соответствующие каждому значению коэффициента нелинейных искажений (таблица 3).

5.5. Краткие выводы.

6 Контрольные вопросы

6.1. Чем определяется коэффициент передачи амплитудного детектора?

6.2. Как оценить коэффициент передачи детектора по характеристике детектирования?

6.3. Назовите причины нелинейных искажений при детектировании АМ-сигналов.

6.4. Как зависит значение коэффициента передачи детектора от сопротивления нагрузки?

6.5. В чем отличие спектров тока диода детектора и выходного напряжения?

6.6. Как зависит величина нелинейных искажений при детектировании АМ-сигналов от нагрузки детектора?

6.7. Из каких условий определяется постоянная времени нагрузки детектора.

6.8. Что такое характеристика детектирования?

6.9. Как влияет на форму напряжения на нагрузке детектора величина емкости в нагрузке детектора?

6.10. Поясните принцип получения полезного (низкочастотного) сигнала на нагрузке детектора для известного спектра входного сигнала и частотных свойств детектора.

7 Список литературы

1. Радиопремные устройства / Под ред. проф. Н. Н. Фомина. М.: Радио и связь. 2003. С. 170—191.
2. Радиоприемные устройства / Под ред. проф. А. Г. Жуковского. М.: ВШ, 1989. С. 122—137.
3. Головин О. В. Радиоприемные устройства. М.: ВШ, 1997. С. 153—174.
4. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. М.: Горячая линия—Телеком, 2003. 364 с.
5. <http://WWW.spectrum-soft.com/demoform.shtm> (адрес в Internet для получения студенческой версии ССМ МС).

8 Краткие теоретические сведения

8.1 Общая теория детектирования

Детектор — устройство, создающее выходное напряжение в соответствие с законом модуляции входного сигнала. Амплитудный детектор формирует напряжение в соответствие с законом модуляции амплитуды напряжения на входе амплитудного детектора (АД).

Основной тип АД — нелинейный, состоящий из нелинейного элемента и нагрузки, на которой создается напряжение низкой частоты. Другим вариантом реализации АД является устройство с периодически изменяющимися параметрами — синхронный детектор.

Наибольшее распространение вследствие простоты реализации при достаточно хороших основных показателях (коэффициент передачи, коэффициент гармоник) получил АД на полупроводниковом диоде.

При воздействии на детектор (рис. 14.42) напряжения высокочастотного сигнала $u_{вх}(t)$ с амплитудной модуляцией в цепи нелинейного элемента НЭ протекает ток сложной формы, содержащий спектр входного сигнала и со-

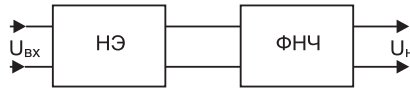


Рис. 14.42

ставляющие, появившиеся в результате умножения составляющих спектра входного сигнала и их взаимного перемножения в НЭ. Реальное число дискретных составляющих спектра тока, амплитуда которых убывает с частотой, бесконечно. Полезная составляющая тока НЭ с частотой огибающей АМ сигнала, полученная в результате перемножения составляющих спектра входного сигнала, выделяется фильтром низкой частоты ФНЧ (рис. 14.43, 14.44). Фильтр реализуется в виде простейшей RC цепочки, позволяющей выделять медленно изменяющееся напряжение низкой частоты (по сравнению с частотой входного воздействия).

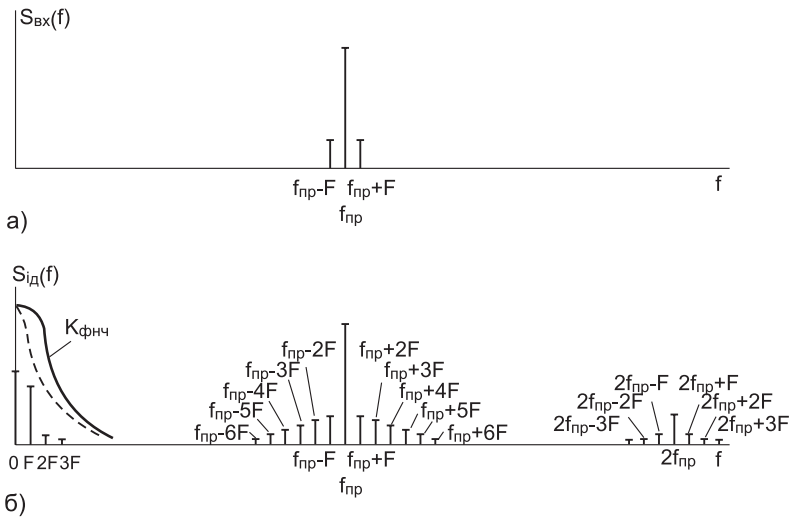


Рис. 14.43

Нелинейный элемент практически безинерционен, т. е. его свойства почти не зависят от частоты действующего сигнала. Выходной ток НЭ определяется напряжением на его входе $u_{\text{ВХ}}$, напряжением на нагрузке $u_{\text{Н}}$ и статической характеристикой

$$i = f(u_{\text{ВХ}}, u_{\text{Н}}). \quad (14.1)$$

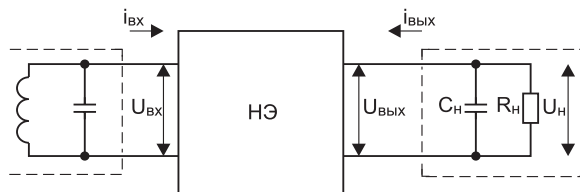


Рис. 14.44

При воздействии на входе детектора (контуре, принадлежащем выходному каскаду УПЧ) сигнала

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \omega t$$

ток четырехполюсника (в общем случае) в установившемся режиме будет содержать постоянную и составляющие с частотой ω , 2ω , 3ω , ... Все эти составляющие тока будут создавать напряжение u_n на нагрузке (рис. 14.44) Z_n , также изменяющееся с частотой ω :

$$u_n = f_n(i), \quad (14.2)$$

где $f_n(i)$ — линейная функция, связывающая ток в нагрузке с напряжением на нагрузке.

Совместно решая уравнения (14.1) и (14.2) можно найти ток и напряжение на нагрузке u_n при воздействии сигнала, если известны $f(u_{\text{вх}}, u_n)$ и $f_n(i)$.

Изменение амплитуды входного сигнала $U_{\text{вх}}$ вызывает приращение постоянного тока ΔI

$$\Delta I = I_0 - i_0,$$

где I_0 постоянная составляющая тока в цепи детектора при наличии сигнала и равна среднему значению за период сигнала

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i \, dt, \quad (14.3)$$

а i_0 — выходной ток 4-полюсника при отсутствии сигнала ($U_{\text{вх}} = 0$), определяется его режимом $i_0 = f(0, u_0)$.

Ток i_0 создает падение напряжения на R_n : $u_0 = I_0 R_n$.

Приращение постоянной составляющей напряжения на нагрузке детектора

$$U_{0n} = I_0 R_n$$

в установившемся режиме при действии сигнала составит: $\Delta u_n = \Delta I R_n$.

В общем случае, для детекторов на полупроводниковых диодах $i = f(u_p)$, где $u_p = u_{\text{вх}} + E_0$, E_0 — начальное напряжение смещения.

Включение параллельно R_n , C_n существенно влияет на величину выпрямленного напряжения. Увеличение C_n приводит к снижению сопротивления нагрузки на частоте ω и при условии

$$1/\omega C_n \ll R_n \quad (14.4)$$

переменная составляющая с частотой входного сигнала будет мала по сравнению с постоянной составляющей выходного напряжения. Однако, слишком большое значение C_n может привести к искажениям при детектировании АМ сигналов из-за слишком большой постоянной времени цепочки $C_n R_n$, когда скорость изменения напряжения на нагрузке оказывается меньше скорости изменения амплитуды входного сигнала. Условием, определяющим значение емкости в цепи нагрузки АД является

$$dU_{\text{вх}}/dt \ll du_n/dt, \quad (14.5)$$

исключающим появление нелинейных искажений огибающей входного сигнала.

Наиболее важной характеристикой АД является характеристика детектирования, позволяющая определить напряжение на выходе, коэффициент передачи, оценить ограничения на амплитуду входного сигнала и глубину модуляции. Характеристика детектирования в общем случае может быть получена при наложении некоторых ограничений на условия анализа: либо при условии, что амплитуда напряжения входного сигнала $U_{\text{вх}}$ меняется достаточно медленно (и нет ограничений на значение амплитуды), либо для достаточно быстрых изменений $U_{\text{вх}}$, но для малых значений амплитуды входного сигнала.

При действии на входе АД немодулированного сигнала с амплитудой $U_{\text{вх}}$ постоянная составляющая тока детектора I_0 и напряжение на нагрузке $u_{0\text{н}}$ определяются:

$$I_0 = \varphi(U_{\text{вх}}, u_{\text{н}}); \quad (14.6)$$

$$u_{0\text{н}} = I_0 R_{\text{н}} + E_0, \quad (14.7)$$

где E_0 — начальное смещение.

При медленном за период несущего колебания, изменении амплитуды входного сигнала $\Delta U_{\text{вх}}$, напряжение на входе АД можно записать

$$u_{\text{вх}} = (U_{\text{вх}} + \Delta U_{\text{вх}}) \cos \omega t. \quad (14.8)$$

При действии такого сигнала на входе АД среднее значение тока детектора и напряжения на нагрузке будут изменяться во времени и их мгновенные значения будут

$$i_0 = I_0 + \Delta I_0; \quad (14.9)$$

$$u_{\text{н}} = u_{0\text{н}} + \Delta u_{\text{н}}, \quad (14.10)$$

где I_0 и $u_{0\text{н}}$ — постоянная составляющая тока детектора и напряжение на нагрузке детектора при действии на входе немодулированного сигнала; ΔI_0 и $\Delta u_{\text{н}}$ — их приращения при изменении амплитуды входного сигнала на $\Delta U_{\text{вх}}$. Приращения ΔI_0 и $u_{\text{н}}$ зависят не только от изменения входного сигнала $\Delta U_{\text{вх}}$, но и от амплитуды немодулированного сигнала $U_{\text{вх}}$.

Определим из (14.10) $u_{0\text{н}} = u_{\text{н}} - \Delta u_{\text{н}}$ и подставим в (14.6)

$$i_0 = I_0 + \Delta I_0 = \varphi(U_{\text{вх}} + \Delta U_{\text{вх}}, -u_{0\text{н}} - \Delta u_{\text{н}}). \quad (14.11)$$

Разложим мгновенные значения тока АД, зависящего от мгновенной амплитуды входного сигнала и напряжения на нагрузке в степенной ряд по переменным $\Delta U_{\text{вх}}$ и $\Delta u_{\text{н}}$

$$\begin{aligned} I_0 + \Delta I_0 = & \varphi(U_{\text{вх}}, -u_{0\text{н}}) + \frac{\partial \varphi}{\partial U_{\text{вх}}} \Delta U_{\text{вх}} + \frac{\partial \varphi}{\partial u_{\text{н}}} \Delta u_{\text{н}} + \\ & + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial U_{\text{вх}}^2} \Delta U_{\text{вх}}^2 - 2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial U_{\text{вх}} \partial u_{\text{н}}} \Delta U_{\text{вх}} \Delta u_{\text{н}} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial u_{\text{н}}^2} \Delta u_{\text{н}}^2 \right) + \dots \end{aligned} \quad (14.12)$$

Частные производные, входящие в разложение, получены при условии, что функция $\varphi(U_{\text{вх}} + \Delta U_{\text{вх}}, -u_{0\text{н}} - \Delta u_{0\text{н}})$ дифференцируема и $U_{\text{вх}} = \text{const}$, $u_{0\text{н}} = \text{const}$.

В выражении (14.12)

$$\Delta I_0 = \frac{\partial \varphi}{\partial U_{\text{вх}}} \Delta U_{\text{вх}} - \frac{\partial \varphi}{\partial u_{\text{н}}} \Delta u_{\text{н}} + \dots, \quad (14.13)$$

где

$$\frac{\partial I_0}{\partial U_{\text{вх}}} = S_{\text{д}} \left|_{U_{\text{вх}} = \text{const}} \right. \quad \text{— крутизна детектирования}; \quad (14.14)$$

$$\frac{1}{\frac{\partial I_0}{\partial u_{\text{н}}}} = R_{\text{ид}} \left|_{u_{\text{н}} = \text{const}} \right. \quad \text{— внутреннее сопротивление детектора}; \quad (14.15)$$

$$\frac{\partial u}{\partial U} = \mu_{\text{д}} \left|_{I_0 = \text{const}} \right. \quad \text{— коэффициент передачи амплитудного детектора}. \quad (14.16)$$

Из свойств частных производных двух функций следует

$$\mu_{\text{д}} = S_{\text{д}} R_{\text{ид}}. \quad (14.17)$$

Подставляя (14.14) и (14.15) в (14.13) получим:

$$\Delta I_0 \approx S_{\text{д}} \Delta U_{\text{вх}} - \Delta u_{\text{н}} / R_{\text{ид}}. \quad (14.18)$$

Эта формула обладает тем меньшей погрешностью, чем меньше слагаемые высших порядков $\partial^2 \varphi / \partial U_{\text{вх}}^2$ и $\partial^2 \varphi / \partial u_{\text{н}}^2$ в (14.12), чем меньше глубина модуляции входного сигнала или ниже модулирующая частота.

Из (14.18) следует

$$\begin{aligned} R_{\text{д}} \Delta I_0 &= \mu_{\text{д}} \Delta U_{\text{вх}} - \Delta u_{\text{н}} = \mu_{\text{д}} \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_0 R_{\text{н}}, \\ \mu_{\text{д}} \Delta U_{\text{вх}} &= \Delta I_0 (R_{\text{н}} + R_{\text{ид}}). \end{aligned} \quad (14.19)$$

Это уравнение (14.19) может быть представлено эквивалентной схемой (рис. 14.45а) детектора для низкочастотных переменных составляющих выпрямленных токов и напряжений. Полученная при указанных допущениях, эквивалентная схема не позволяет объяснить процесс детектирования или оценить нелинейные искажения, возникающие при детектировании. На основании теоремы об эквивалентном генераторе схему (рис. 14.45а) можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 14.45б), позволяющую оценить

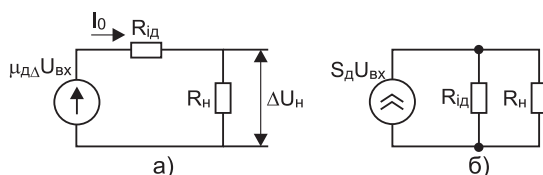


Рис. 14.45

шунтирующее влияние детекторной цепи на контур усилителя промежуточной частоты, представленного генератором тока.

Соотношения, описывающие свойства АД μ_d , S_d , $R_{ид}$, могут быть получены для любых значений амплитуды сигнала и любой схемы АД. Параметры конкретной схемы АД должны быть определены для выбранной схемы АД и режима работы нелинейного элемента. Параметры АД могут быть определены с помощью семейства характеристик выпрямления детектора, полученных экспериментально.

8.2 Детектирование сильных сигналов. Установившийся режим

Одной из наиболее важных характеристик АД является **характеристика детектирования**: зависимость приращения постоянного напряжения на нагрузке в установившемся режиме Δu_n от амплитуды немодулированного сигнала $U_{вх}$

$$\Delta u_n = f(U_{вх}).$$

Эта характеристика позволяет определить величину выпрямленного напряжения в установившемся режиме Δu_n для любого значения амплитуды входного сигнала. Она позволяет определить величину коэффициента передачи детектора K_d :

$$K_d = \Delta u_n / U_{вх}.$$

Характеристикой детектирования можно пользоваться для определения выходного напряжения и при воздействии амплитудно-модулированного АМ сигнала при небольшой глубине модуляции ($m \ll 1$) или когда период модулирующего колебания значительно больше постоянной времени цепи нагрузки ($\tau = R_n C_n$).

Типичная характеристика детектирования диодного АД представлена на рис. 14.46.

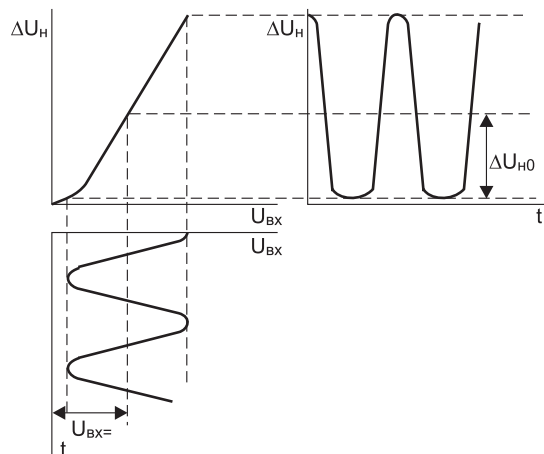


Рис. 14.46

Воздействие на АД амплитудно-модулированного сигнала

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх0}}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (14.20)$$

огибающая которого, изменяется по гармоническому закону с частотой Ω , а $U_{\text{вх0}}$ — амплитуда несущего колебания, m — глубина модуляции, ω — частота несущего колебания, Ω — частота модулирующего колебания, $U_{\text{вх}} =$ — постоянная составляющая огибающей входного сигнала

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх0}}(1 + m \cos \Omega t)$$

приводит при малых амплитудах к искажению формы выходного напряжения нелинейным искажениям, что говорит о появлении нелинейных искажений при детектировании.

Графический способ определения напряжения низкой частоты на выходе АД с помощью характеристики детектирования позволяет оценить, например методом 5 ординат, величину нелинейных искажений при детектировании.

Как следует из (14.19), приращение постоянной составляющей тока детектора определяется соотношением

$$\Delta I_o = \mu \Delta U_{\text{вх}} / (R + R_{\text{ид}}).$$

При гармонической модуляции амплитуды входного сигнала, когда нагрузкой является ФНЧ ($R_{\text{н}} C_{\text{н}}$) амплитуда тока первой гармоники низкой частоты АД

$$I_{\Omega} = \mu_d m U_{\text{вх0}} (R_{\text{ид}} + Z_{\text{н}}).$$

Воздействие АМ сигнала на АД (рис. 14.44) отражается эквивалентным генератором ЭДС (рис. 14.45а) $e_r = \mu m U_{\text{вх0}}$, а свойства детектора описываются двухполюсником с внутренним сопротивлением $R_{\text{ид}}$, зависящим от выходного напряжения на нагрузке.

При условии малой глубины модуляции входного сигнала $m \ll 1$ задача определения выходного напряжения U_{Ω} сводится к линейной

$$\underline{U}_{\Omega} = I_{\Omega} \underline{Z}_{\text{н}} = \mu_d m U_{\text{вх0}} (\underline{R}_{\text{ид}} + \underline{Z}_{\text{н}}).$$

Модуль коэффициента передачи для типовой нагрузки $1/\underline{Z}_{\text{н}} = 1/R_{\text{н}} + j \Omega C_{\text{н}}$

$$K_d = \mu_d / \sqrt{(1 + R_{\text{ид}}/R_{\text{н}})^2 + (\Omega C_{\text{н}} R_{\text{ид}})^2}.$$

Рассмотрим работу АД на полупроводниковом диоде при действии на входе немодулированного сигнала:

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \omega t. \quad (14.21)$$

Часто используемая в радиоприемных устройствах принципиальная схема АД (рис. 14.47) на полупроводниковом диоде работает без дополнительного смещения (напряжения задержки). Для малой амплитуде входного напряжения (**режим слабых сигналов**) начальный участок вольт-амперной характеристики ВАХ диода точнее всего аппроксимируется экспонентой, что позволяет достаточно легко определить основные характеристики АД и построить харак-

теристику детектирования. Исходя из общей теории детектирования входное сопротивление АД

$$R_{\text{вх д}} = U_{\text{вх}}/I_1 = 1/S, \quad (14.22)$$

где I_1 — амплитуда первой гармоники разложения в ряд Фурье тока диода, а S — крутизна статической характеристики диода. Малая величина входного сопротивления вызывает сильное шунтирование контура. Коэффициент передачи АД K_d при слабых сигналах $K_d \cong \mu_d = S'U_{\text{вх}}/S$ пропорционален амплитуде входного сигнала, т. е. $K_d \ll 1$. Линейная зависимость K_d от амплитуды входного сигнала приводит к квадратичной детекторной характеристике

$$\Delta u_n = mU_{\text{вх0}}K_d = mS'U_{\text{вх0}}^2/S,$$

что указывает на значительные нелинейные искажения, создаваемые при работе с входным сигналом малой амплитуды.

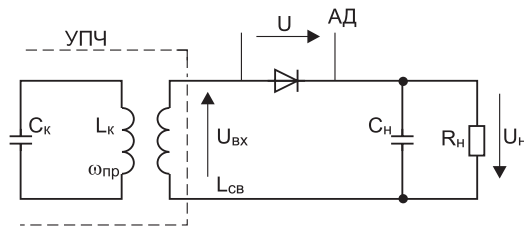


Рис. 14.47

Использование линейной части характеристики детектирования, что соответствует **режиму сильных сигналов**, уменьшает уровень нелинейных искажений. В реальных условиях амплитуда сигнала на входе АД составляет не менее 0,5—1 В, что соответствует режиму сильного сигнала и обеспечивает минимум нелинейных искажений, и поэтому получил наибольшее распространение.

Полупроводниковые диоды, применяемые в АД для реальных значений амплитуды входного сигнала, используют отрезок прямой ветви статической ВАХ, который с достаточной для практики точностью, может быть аппроксимирован прямой. Влиянием обратной ветви диода, крутизна которой примерно на два-три порядка меньше крутизны в рабочей области прямой ветви, можно пренебречь.

Будем считать, что ток диода однозначно определяется напряжением на диоде $i = f(u)$, без учета его инерционных свойств (отсутствует влияние на формирование процесса в данный момент времени предшествующих ему). В этом случае $i = f(u)$ — является статической ВАХ диода. Нагрузка должна обладать малым сопротивлением на частоте входного сигнала, т. е. для входного сигнала (14.20) выходное напряжение $u_n = \text{const}$ (пульсации напряжения отсутствуют при постоянстве амплитуды на входе АД). Это достигается выполнением условия, при котором постоянная времени цепи нагрузки $\tau_n = C_n R_n$ значительно больше периода высокочастотных колебаний

$$\tau_n \gg T, \quad (14.23)$$

где $T = 2\pi/\omega_{\text{пр}}$.

Напряжение, создаваемое на нагрузке будет определяться постоянной составляющей тока диода $I_0 = U_{н0}/R_n$, где $U_{н0}$ — напряжение постоянной составляющей.

Для ВАХ реальных полупроводниковых диодов с принятыми допущениями и линейно-ломаной аппроксимацией ВАХ (рис. 14.48) можно записать:

$$i = 0, u < U_0; \quad (14.24)$$

$$i = S(u - U_0), u > U_0,$$

где U_0 — напряжение отсечки.

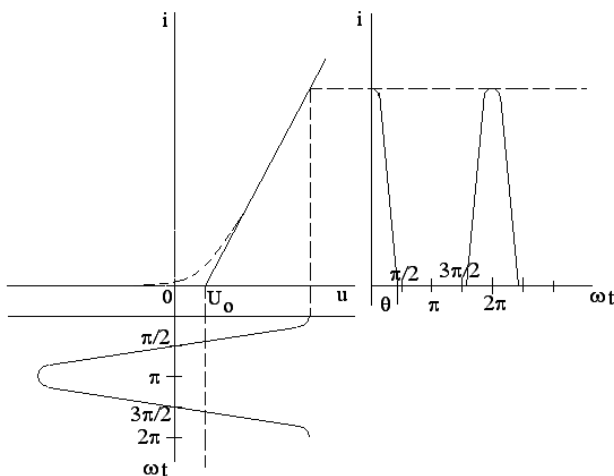


Рис. 14.48

Форму тока диода в виде усеченных косинусоидальных импульсов находят методом проекции. Половина части периода, выраженной в радианах или градусах, в течение которой существует ток диода, называют углом отсечки.

С учетом полярности напряжений, указанных на рис. 14.47:

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \omega t = u + u_{\text{н}}; \quad (14.25)$$

$$u = U_{\text{вх}} \cos \omega t - u_{\text{н}}; \quad (14.26)$$

входное косинусоидальное напряжение создает ток диода на промежутке времени $0 - \theta$, т. е.

$$i = S(u - U_0), \quad 0 < \omega t < \theta; \quad (14.27a)$$

$$i = 0, \quad \theta < \omega t < 2\pi - \theta. \quad (14.27b)$$

При $\omega t = \theta$, из (14.25) следует:

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \theta = u - u_{\text{н}} \quad (14.28)$$

и напряжение на диоде равно напряжению отсечки $u = U_0$:

$$U_0 = U_{\text{вх}} \cos \theta + u_{\text{н}}. \quad (14.29)$$

Подставляя (14.28) и (14.29) в выражение (14.27) получаем:

$$i = S(U_{\text{вх}} \cos \omega t - U_{\text{вх}} \cos \theta). \quad (14.30)$$

Тогда постоянная составляющая разложения в ряд Фурье тока диода:

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta S(U_{\text{вх}} \cos \omega t - U_{\text{вх}} \cos \theta) d\omega t = \frac{SU_{\text{вх}}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

Напряжение на нагрузке детектора, обусловленное постоянной составляющей тока диода, при отсутствии модуляции входного сигнала (14.21):

$$\begin{aligned} u_{\text{н}} &= I_0 R_{\text{н}} = \frac{SR_{\text{н}}}{\pi} (U_{\text{вх}} \sin \theta - U_{\text{вх}} \theta \cos \theta) = \\ &= \frac{SR_{\text{н}} U_{\text{вх}} \cos \theta}{\pi} (\operatorname{tg} \theta - \theta). \end{aligned} \quad (14.31)$$

Подставляя из (14.28) $U_{\text{вх}} \cos \theta = U_0 - u_{\text{н}}$, получаем:

$$\frac{\operatorname{tg} \theta - \theta}{\pi} = \frac{u_{\text{н}}}{SR_{\text{н}}(U_0 + u_{\text{н}})} = \frac{1}{SR_{\text{н}}(1 + U_0/u_{\text{н}})}. \quad (14.32)$$

Как следует из (14.32) при $U_0 = 0$ угол отсечки определяется лишь нагрузкой и крутизной диода и, при выбранных S и $R_{\text{н}}$, является постоянной величиной, не зависящей от амплитуды входного сигнала. Параметры АД, у которого аппроксимированная ВАХ проходит через начало координат (напряжение отсечки равно нулю) формулы (14.13–14.15) принимают вид:

$$S_{\text{д}} = S \sin \theta / \pi; \quad (14.33)$$

$$R_{\text{ид}} = \pi / S \theta; \quad (14.34)$$

$$R_{\text{вх д}} = U_{\text{вх}} / I_1 = 2\pi / S(2\theta - \sin 2\theta); \quad (14.35)$$

$$K = U_{\text{н}} / U_{\text{вх}} = \cos \theta, \quad (14.36)$$

где

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i(\omega t) \cos \omega t \, d\omega t = SU_{\text{вх}} (\theta - \sin \theta \cos \theta) / \pi -$$

амплитуда первой гармоники разложения в ряд Фурье тока диода.

Как видно из (14.32) увеличение $SR_{\text{н}}$ (при $U_0 = 0$) уменьшает угла отсечки и, соответственно, (14.34), (14.35) увеличивает входное сопротивление и коэффициент передачи детектора. Отсюда для повышения коэффициента передачи и уменьшения шунтирующего действия детектора надо обеспечивать максимум произведения $SR_{\text{н}}$. Выбор диода с большей крутизной увеличивает амплитуду импульса тока диода ($i_{\text{макс}}$, рис. 14.49), I_0 , $u_{\text{н}}$, что приводит к отрицательному смещению на диоде при $U_{\text{вх}} = \text{const}$. Аналогично угол отсечки изменяется по отношению к вариации $R_{\text{н}}$. Поскольку $u_{\text{н}} = U_{\text{вх}} \cos \theta$, то характеристика детектирования будет прямолинейной и детектирование будет происходить без нелинейных искажений.

Напряжение отсечки отличное от нуля ($U_0 > 0$, рис. 14.49) исключает необходимость применения дополнительного источника смещения в схеме АД. Для амплитуд входного сигнала $U_{\text{вх}} < U_0$ диод заперт и детектирование входного сигнала не происходит. Таким образом, в паузах между сигналами слабые посторонние воздействия не проходят через приемник.

Сложное трансцендентное уравнение (14.32) не позволяет в явном виде получить зависимость угла отсечки от напряжения на нагрузке. Для малых углов отсечки $\theta < 45^\circ$ и $U_0 = 0$ формулу (14.32) можно заменить приближенным выражением.

Так как

$$\operatorname{tg} \theta \approx \theta + \theta^3/3, \quad (14.37)$$

тогда

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_n(1 + U_0/u_n)}}. \quad (14.38)$$

Из (14.38) следует, что для получения малого угла отсечки (большого коэффициента передачи детектора) необходимо выбирать большую величину нагрузки R_n .

Характеристика детектирования получается путем совместного решения уравнений (14.29) и (14.32). Для известного напряжения отсечки (U_0), полученного при аппроксимации ВАХ диода отрезками двух прямых, и, выбранного значения выходного напряжения u_n , по формуле (14.32) определяем величину $(\operatorname{tg} \theta - \theta)/\pi$ и рассчитываем угол отсечки θ (упрощенный вариант расчета можно проводить с использованием формулы (14.38)). По полученному значению θ находим по формуле (14.29) значение амплитуды входного сигнала $U_{\text{вх}}$:

$$U_{\text{вх}} = U_0(1 + u_n/U_0)\cos \theta,$$

а затем строим (рис. 14.46) зависимость $\Delta u_n = f(U_{\text{вх}})$.

Полученная зависимость будет отличаться от линейной, особенно вблизи значений амплитуд входного сигнала $U_{\text{вх}} = U_0$.

8.3 Детектирование АМ колебаний

Рассмотрим детектирование АМ колебаний при действии на входе напряжения

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}0}(1 + m\cos \Omega t)\cos \omega t.$$

Как было показано ранее для линейно-ломаной аппроксимации ВАХ диода и при напряжении отсечки равно нулю ($U_0 = 0$), детектирование происходит без искажений $K_d = \cos \theta = \text{const}$ и $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}0}(1 + m\cos \Omega t)$. Следовательно, напряжение на нагрузке детектора

$$u_n = K_d U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}0}(1 + m\cos \Omega t)\cos \theta,$$

повторяет (см. рис. 14.50) закон изменения огибающей входного сигнала (идеальная характеристика детектирования).

Постоянство угла отсечки для известных S и R_n (напряжение отсечки $U_0 = 0$) АД при действии на его входе АМ сигнала создает на нагрузке напряжение, постоянная составляющая которого, изменяется по закону положительной полуволны огибающей. Так как диод является двухполюсником, то эта постоянная составляющая создает запирающее напряжение на диоде, уменьшая амплитуду импульса тока диода, обеспечивая при этом постоянство угла отсечки (рис. 14.49, $\theta = \text{const}$).

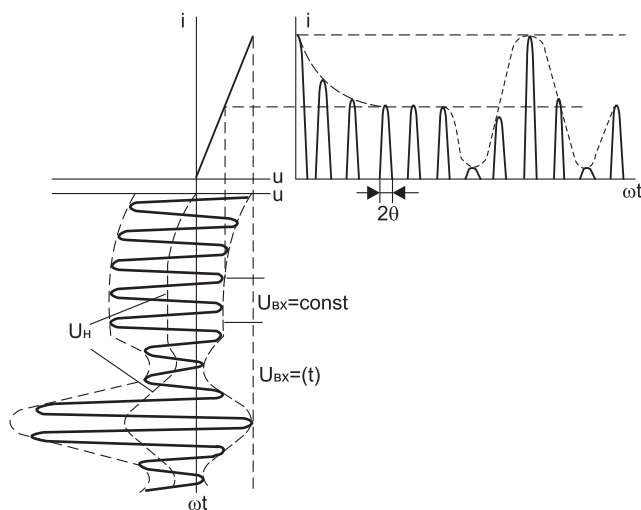


Рис. 14.49

Реально в АД возникают нелинейные искажения вследствие неидеальности характеристики детектирования, выбора нагрузки детектора без учета влияния параметров входного сопротивления усилителя низкой частоты и принимаемого сигнала.

Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования.

Характеристика детектирования реальных АД отлична от идеальной, что вызвано достаточно сложной зависимостью угла отсечки от параметров нагрузки и выходного напряжения. Следствием этого является нелинейный участок характеристики детектирования при малых значениях амплитуды входного сигнала (рис. 14.50).

Начальный участок нелинейности этой характеристики $U_{\text{нел}}$ для германиевых диодов составляет величину напряжения около 0,1 В. Для значений амплитуды входного сигнала меньше $U_{\text{нел}}$ возникают искажения формы продетектированного напряжения, что указывает на нелинейные искажения выходного сигнала. Снизить искажения, обусловленные нелинейностью характеристики детектирования, можно увеличивая $U_{\text{вх min}}$ и обеспечивая выполнение условия $U_{\text{вх min}} > U_{\text{нел}}$.

Практически для снижения искажений необходимо уменьшить значение глубины модуляции m принимаемого сигнала, чтобы выполнить условие

$$U_{\text{вх0}} \geq (U_{\text{нел}} / (1 - m)). \quad (14.39)$$

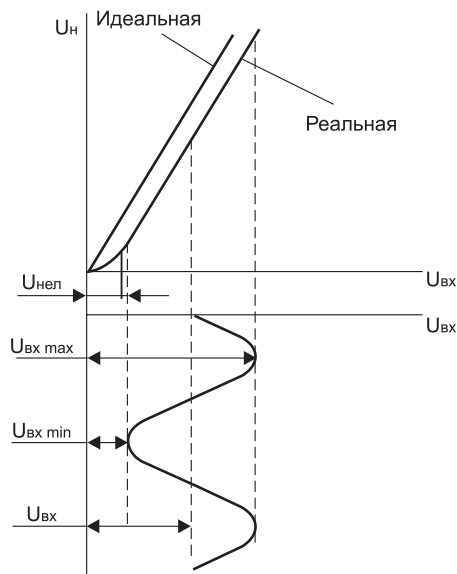


Рис. 14.50

Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки. Рассматривая, в первом приближении, ток диода в виде последовательности косинусоидальных импульсов, амплитуда которых меняется в соответствии с законом огибающей входного сигнала, опишем временной процесс на нагрузке АД (рис. 14.51а). Импульс тока диода в момент времени t_1 создает зарядный ток через конденсатор, опережающий напряжение на нем (параллельное соединение $C_H R_H$) примерно на 90° . Постепенный заряд конденсатора (напряжение возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_z = r_d C_H$, где r_d — сопротивление открытого диода) приводит к возрастанию на нем напряжения, являющегося запирающим для диода. В момент времени t_2 входное и напряжение на нагрузке выравниваются и диод запирается. Напряжение на нагрузке (конденсаторе) запертого диода создает разрядный ток через R_H с постоянной времени ($\tau_p = C_H R_H$) значительно большей τ_z , т. к. $R_H \gg r_d$.

При правильном выборе параметров нагрузки ($\tau_p = \tau_{p \text{ опт}}$) формирующееся напряжение успевает следить за изменениями огибающей входного сигнала.

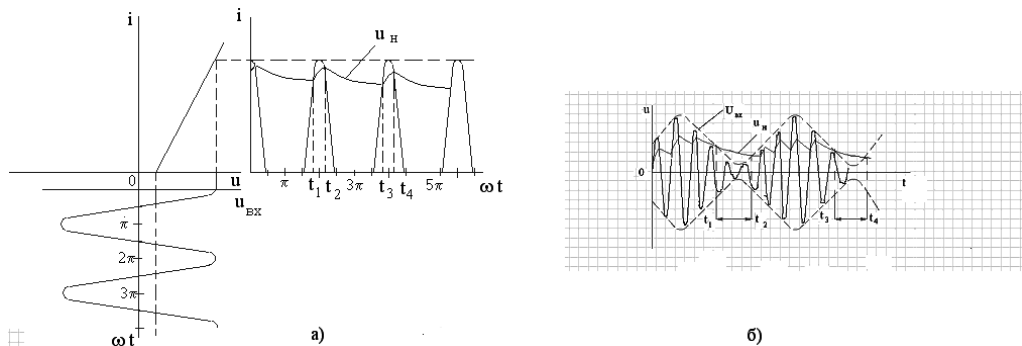


Рис. 14.51

При слишком большой C_n или R_n (рис. 14.51б) выходное напряжение (из-за большой постоянной времени, $\tau_p \rightarrow \infty$) становится по форме ближе к постоянному значению с некоторыми колебаниями вокруг него. В этом случае подавляется полезная составляющая выходного напряжения с частотой Ω и выделяется в основном постоянная составляющая из-за сужения полосы пропускания ФНЧ (рис. 14.43б, штриховая линия). Условием обеспечения неискаженного детектирования АМ сигнала является: скорость разряда конденсатора C_n должна быть больше скорости изменения огибающей входного сигнала

$$|du_n/dt| > |dU_{вх}/dt|. \quad (14.40)$$

Напряжение на нагрузке в момент времени t_2 , с которого начинается разряд конденсатора $u = u_{12}e^{-t/RnC_n}$, а напряжение огибающей на входе АД $U_{вх} = U_{вх0}(1 + m \cos \Omega t)$.

Вычислив производные и подставив в (14.40), получим условие получения неискаженного детектирования через параметры сигнала и нагрузки:

$$\sqrt{1 - m^2} / m\Omega. \quad (14.41)$$

Из (14.41) следует, что постоянная времени разряда должна быть тем меньше, чем выше модулирующая частота входного сигнала Ω и больше глубина модуляции m . Малая глубина модуляции как и низкая модулирующая частота приводят к медленному изменению амплитуды входного сигнала и выходной процесс (напряжение на нагрузке) успевает следить за этим изменением. Необходимость выбора большего сопротивления нагрузки R_n для получения большего коэффициента передачи (меньшего угла отсечки, (38)) требует уменьшения емкости нагрузки C_n . Ее величина должна быть всегда существенно больше емкости диода, т. к. в противном случае K_d уменьшается.

Искажения обусловленные соизмеримостью частоты модуляции и частоты несущего колебания. Выполнение условия $f \gg F$ ($\omega \gg \Omega$) и правильный выбор параметров нагрузки (14.40) обеспечивает неискаженное детектирование АМ сигнала. При уменьшении частоты несущего колебания ($f \approx 2+3F$) напряжение на нагрузке не успевает следить за изменением $U_{вх}$ и будет представлять последовательность импульсов близких по форме току диода (рис. 14.52). Получение выходного напряжения повторяющего закон изменения огибающей входного сигнала с допустимыми искажениями обеспечивается при условии $f > (5+10)F_{\max}$, где $F_{\max}$ — максимальная частота модуляции.

Искажения, обусловленные влиянием разделительной цепи. Сигнал на нагрузке детектора (u_n , рис. 14.49) содержит кроме полезной составляющей (F) также и постоянную составляющую, влияющую на режим работы первого каскада усилителя низкой частоты УНЧ. Для исключения влияния по постоянному току АД и каскада УНЧ между ними включают разделительный конденсатор C_p достаточно большой величины, обладающего на частоте полезного сигнала малым сопротивлением (рис. 14.53).

На рис. 14.53а резистор $R_{вх}$ является входным сопротивлением каскада УНЧ. Напряжение на выходе детектора u_n теперь формируется с участием разделительной цепи $C_p R_{вх}$. Импульс тока диода заряжает одновременно два конденсатора C_n и C_p . Заряд конденсатора C_p происходит значительно медленнее

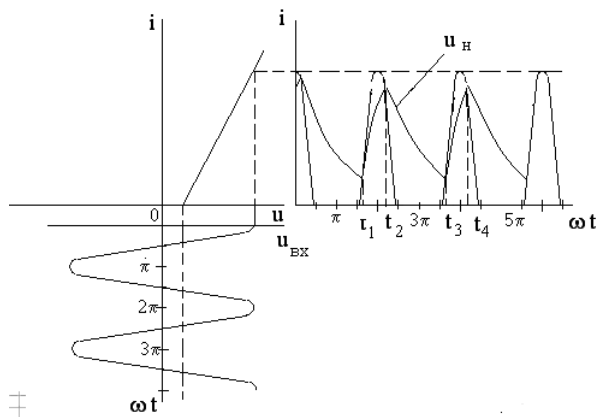
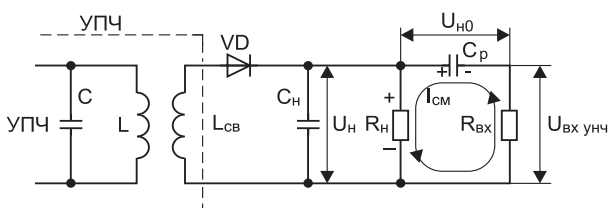
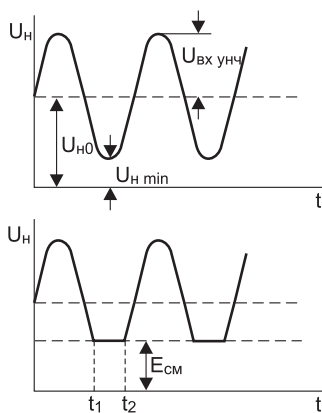


Рис. 14.52



а



б

Рис. 14.53

из-за наличия резистора $R_{\text{ВХ}}$. Импульс тока диода создает результирующее напряжение $U_{\text{H}} + U_{\text{Cp}}$, являющееся запирающим напряжением на диоде. Равенство амплитуды входного сигнала и результирующего напряжения приводит к запирающему диода и появлению токов разряда. Напряжение на C_{p} , создающее за счет тока разряда дополнительное напряжение смещения $E_{\text{СМ}}$ на резисторе R_{H} . Напряжение смещения из-за большой постоянной времени разряда

$\tau_{\text{см}} = C_p(R_n + R_{\text{вх}})$ практически не изменяется на периоде модулирующего колебания, создавая на диоде постоянное запирающее напряжение ($U_{Cp} = U_{n0}$):

$$E_{\text{см}} = U_{Cp} R_n / (R_n + R_{\text{вх}}). \quad (14.42)$$

Искажения выходного сигнала проявляются в виде среза вблизи минимальных значений амплитуды входного сигнала (рис. 14.53б). Так как это искажения напряжения на выходе АД (низкочастотного сигнала), то они проявляются на всех частотах модуляции и заметны на слух.

Искажения такого рода можно заметно уменьшить выполнив условие $U_{\text{вх min}} \geq E_{\text{см}}$. Для известных значений глубины модуляции (m — параметр, определяемый требованиями стандартов на сигнал передатчика) и сопротивлений нагрузки R_n и входного сопротивления каскада УНЧ $R_{\text{вх}}$ это можно записать

$$U_n (1 - m) \geq U_n R_n / (R_{\text{вх}} + R_n),$$

где $U_n(1 - m) = U_{\text{вх min}}$ или

$$(1 - m) \geq R_n / (R_n + R_{\text{вх}}).$$

Отсюда следует, что для борьбы с такими искажениями можно варьировать сопротивлением нагрузки или входным сопротивлением каскада УНЧ. Для заданной величины R_n выбор входного сопротивления каскада УНЧ определяется условием $R_{\text{вх}} \geq m R_n (1 - m)$.

Уменьшения величины $E_{\text{см}}$ можно добиться применением разделенной нагрузки, когда общее сопротивление нагрузки, выбранное из условий минимума искажений, сохраняется, а напряжение смещения создается лишь на небольшой его части (рис. 14.54).

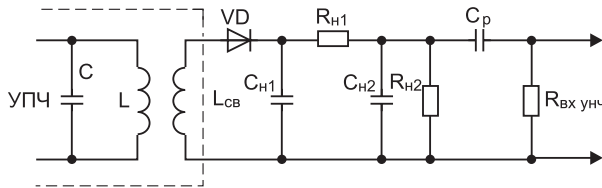


Рис. 14.54

Сопротивление нагрузки по постоянному току $R_n = R_{n1} + R_{n2}$. Напряжение смещения создается лишь на резисторе R_{n2} за счет тока разряда конденсатора C_p , что значительно меньше чем при полном сопротивлении R_n (14.42). Однако такое деление сопротивления нагрузки снижает коэффициент передачи АД, т. к. напряжение на входе УНЧ является лишь частью полного напряжения на нагрузке. Применение П-образного фильтра из R_{n1} и конденсаторов C_{n1} и C_{n2} улучшает подавление промежуточной частоты (несущего колебания).

Лабораторная работа № 15

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

1 Цель работы

Исследование основных параметров и характеристик преобразователя частоты на биполярном транзисторе с помощью компьютерного моделирования для линейного и нелинейного режимов работы преобразователя по напряжению сигнала.

2 Задание

2.1 Расчетная часть

2.1.1. Используя характеристику крутизны коллекторного тока $S = f(V_{бэ})$, определить начальное смещение $V_{бэ0}$ и амплитуду напряжения гетеродина, соответствующих углам отсечки по крутизне 180° и 90° (для одинаковых, в обоих случаях $S_{\text{макс}}$).

2.1.2. Рассчитать крутизну преобразования по первой и второй гармонике для указанных углов отсечки.

2.2 Экспериментальная часть

2.2.1. Используя вспомогательную схему, получить характеристику крутизны транзистора $S = f(V_{бэ})$.

2.2.2. Выбрать рабочие точки и амплитуды напряжения гетеродина, соответствующие углам отсечки по крутизне 180° и 90° . Для угла отсечки $\Theta = 90^\circ$ уточнить элементы принципиальной схемы преобразователя частоты (ПрЧ) и получить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) каскада в режиме усиления.

2.2.3. Для линейного режима работы преобразователя получить амплитудно-частотную характеристику преобразователя.

2.2.4. Рассчитать зависимость выходного напряжения от амплитуды напряжения гетеродина.

2.2.5. Рассчитать зависимость выходного напряжения от амплитуды напряжения сигнала.

2.2.6. Определить амплитуду напряжения сигнала, приводящую к появлению побочного канала приема, на полужеркальной частоте.

3 Методические указания по выполнению работы

3.1 Описание исследуемой принципиальной схемы

Принципиальная схема преобразователя частоты состоит из параметрического элемента (биполярного транзистора), крутизна которого изменяется под воздействием напряжения гетеродина, и полосового фильтра (одиночного колебательного контура).

Источник напряжения гетеродина V3 (рис. 15.1) включен в эмиттерную цепь. Входной сигнал подается через разделительный конденсатор C1 и резистор R1, отражающий свойства реального источника сигнала. Резисторы R2 и R3 — делитель напряжения питания, обеспечивающий требуемое напряжение смещения на базо-эмиттерном промежутке $V_{бэ0}$ ($I_{б0}$) вместе с R5 и R7. Резистор R7 вместе с R5 создает напряжение $V_{кэ0}$, обеспечивающее положение рабочей точки в активной области на семействе выходных характеристик тран-

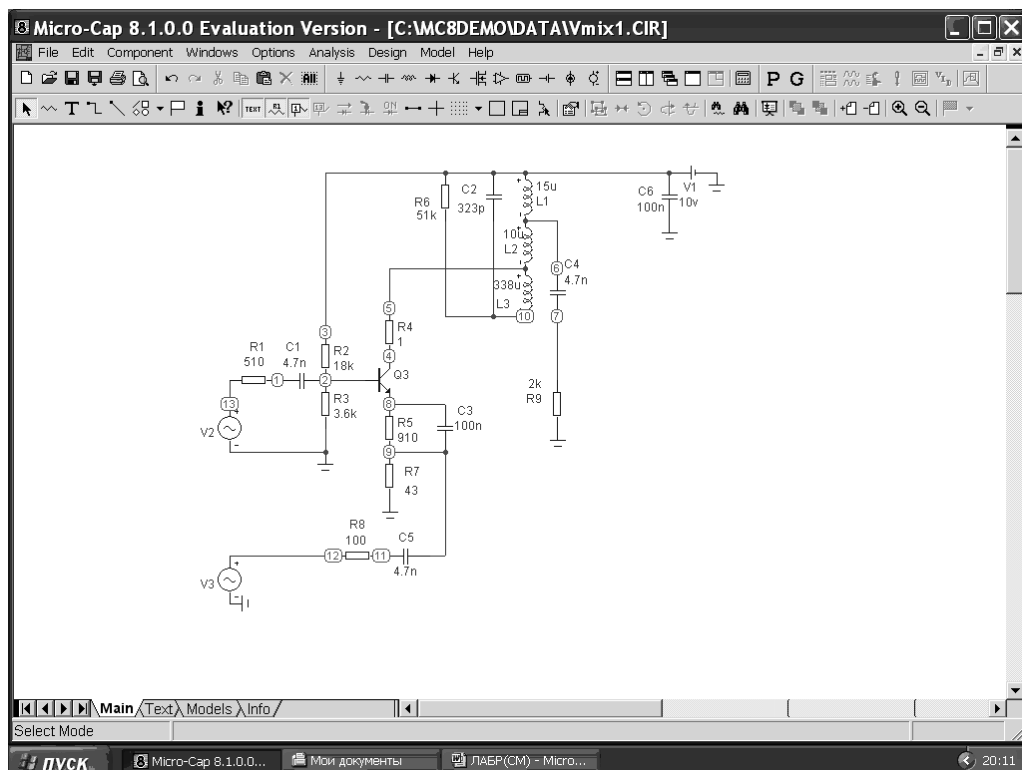


Рис. 15.1

зистора (значение постоянной составляющей тока $I_{к0} = 1$ мА). Резистор R4, имеющий малое сопротивление служит для получения формы тока коллектора (пропорциональное напряжению на R4) и частотной характеристики преобразователя. Колебательный контур в коллекторной цепи настроен на стандартную промежуточную частоту 465 кГц при неполном включении в него выходного сопротивления транзистора Q3, а также, входного сопротивления следующего каскада. Резистор R6 отражает собственные потери в контуре, выполняющем роль фильтра, в нагрузке преобразователя частоты.

Нагрузкой преобразователя частоты (ПрЧ) по переменному току является колебательный контур вместе с резистором R9, определяющим некоторое эквивалентное входное сопротивление следующего каскада. Неполное включение резистора R9 снижает его шунтирующее действие на колебательный контур. В реальных условиях неполное включение снижает влияние на ПрЧ параметров транзистора следующего каскада, изменяющихся за счет воздействия внешних факторов.

Конденсатор C4 разделяет по постоянному току ПрЧ и последующий каскад. Для исключения взаимного влияния по постоянному току источника напряжения гетеродина и ПрЧ в схему установлен конденсатор C5 достаточно большой емкости (обладающий малым сопротивлением на частоте гетеродина). Конденсатор C6, шунтирует источник питания, обеспечивая ему свойства идеального источника, по переменному току (нулевое внутреннее сопротивление).

Резисторы R5, R7 вместе с R3 обеспечивают температурную стабилизацию режима работы транзистора за счет отрицательной обратной связи по постоянному току. Для сохранения достаточно высокого коэффициента усиления (сравнимого с коэффициентом усиления каскада без отрицательной обратной связи) параллельно R5 включают конденсатор C3, исключаяющий обратную связь по переменному току. На резисторе R7 выделяется напряжение гетеродина, изменяющего динамическую крутизну транзистора, и реализующего эффект преобразования. Резистор R8 отражает неидеальность реального источника напряжения гетеродина.

3.2 Расчетная часть

3.2.1. На основе семейства входных и выходных характеристик графическим методом построить проходную характеристику $I_k = f(V_{бэ})$ и по ней — характеристику крутизны коллекторного тока $S = f(V_{бэ})$, ($S \approx \Delta I_k / \Delta U_{бэ}$).

(Характеристику крутизны коллекторного тока можно получить с помощью системы схемотехнического моделирования Micro Cap8 (MC8), используя вспомогательную схему (см. раздел 3.3.))

3.2.2. Аппроксимировать характеристику крутизны линейно-ломаной и для углов отсечки по крутизне 180° и 90° определить начальное смещение E_0 и амплитуду напряжения гетеродина.

Крутизна преобразования по первой и второй гармоникам промежуточной частоты рассчитывается при линейно-ломаной аппроксимации характеристики крутизны коллекторного тока от входного напряжения для заданных углов отсечки, используя графики Берга.

3.3 Машинное моделирование

Временные и частотные характеристики преобразователя на биполярном транзисторе исследуются на примере распространенной схемы с подачей напряжения сигнала в базовую, а напряжения гетеродина в эмиттерную цепи.

Предполагается, что:

- студенты знакомы с основами операционной системы WINDOWS 98 или более поздними версиями;
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии, по указанному в п. 8 описания адресу, получить инсталляционные файлы демонстрационной (студенческой) версии программы mc8demo.exe или приобрести эту программу на CD-R дисках.

Демонстрационная версия содержится в ZIP файле (ее можно раскрыть программой PKUNZIP). Запуск программы осуществляется программой SETUP.EXE. После завершения установки формируется папка Micro Cap8 Working Demo для быстрого запуска MC8. В подкаталог MC8demo\data заносятся файлы схем, имеющие расширение .CIR, и библиотеки математических моделей компонентов в файлах с расширением .LBR.

3.3.1 Ввод принципиальной схемы ПрЧ

После установки и запуска программы mc8demo.exe в верхней части экрана монитора появляется окно главного меню с панелью команд (рис. 15.2).

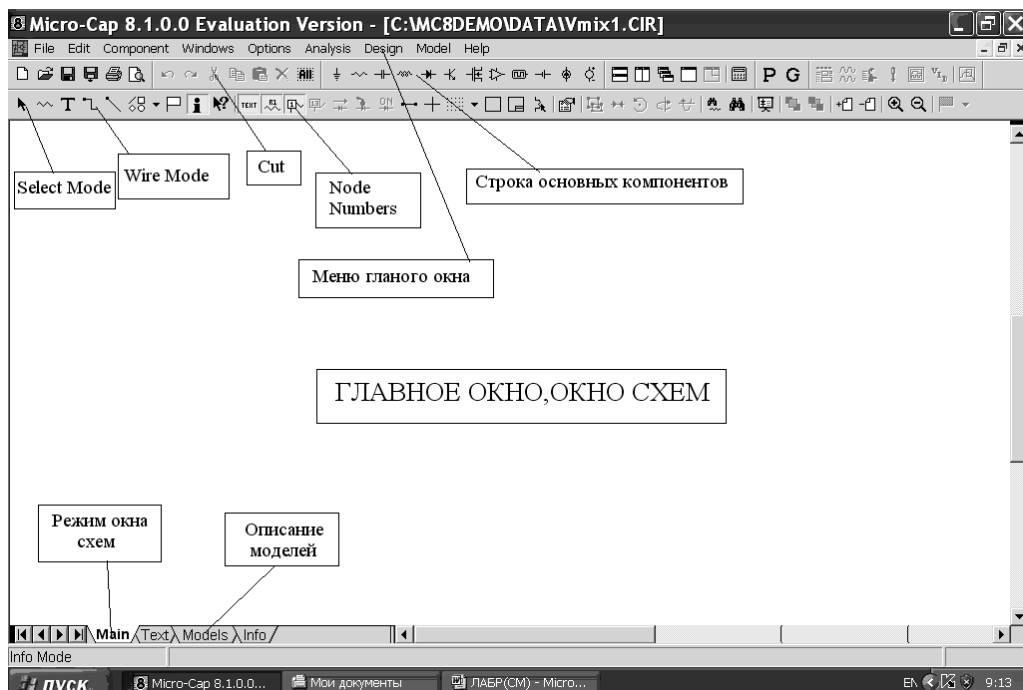


Рис. 15.2

Меню главного окна представлено второй строчкой сверху. Оно состоит из команд: File, Edit, Components, Windows, Options, Analys, Help. Верхняя строчка главного окна в подкаталоге \DATA укажет присвоенное ЭВМ или выбранное Вами имя вводимой схемы с расширением *.CIR, которое используется для описания схемы во внутреннем формате MC8 (вначале ЭВМ присваивает формируемой схеме имя CIRCUIT с некоторым порядковым номером, например, CIRCUIT1, которое при выходе из программы можно заменить на любое другое).

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы) выбираются курсором (рис. 15.2), активируются левой кнопкой мыши (например, резистор) и затем помещаются в выбранном месте главного окна при повторном нажатии на левую кнопку. Удерживая нажатой левую кнопку можно вращать компонент, щелкая правой. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется и на ниспадающем меню Resistor предлагается присвоить ему позиционное обозначение (PART), указать его величину (VALUE), а так же другие, не используемые при выполнении лабораторной работы, параметры. Присвоенные значения могут изображаться вместе с компонентом в главном окне, если подсвеченный параметр помечен галочкой Show (рамка Value справа, рис. 15.3). При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	-3 10	-6 10	-9 10	-12 10	-15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ. форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена: 5 PF или 5 P, или 5E-12.

Подтверждением окончания ввода параметров компонента является нажатие кнопки ОК. Если неверно введены какие-либо сведения, то нажатие кнопки Cancel отменяет всю введенную информацию о компоненте.

При необходимости коррекции отдельных элементов принципиальной схемы требуется сначала его удалить. Для этого вначале активизируют режим редактирования элементов и компонентов схемы (Select Mode, рис. 15.2). Затем, подведя курсор к компоненту, нажимают на левую кнопку мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым светом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в меню EDIT, на выпадающем подменю выбирают CUT (рис. 15.4) и удаляют необходимый атрибут схемы. Альтернативным вариантом при удалении компонентов является применение пиктограммы CUT (или Ctrl-X) на панели инструментов (ножницы), которая активизируется только при нажатой кнопке Select Mode (рис. 15.2).

Для ввода транзистора типа n-p-n, можно использовать пиктограмму с изображением транзистора на строке основных компонентов окна схем или меню

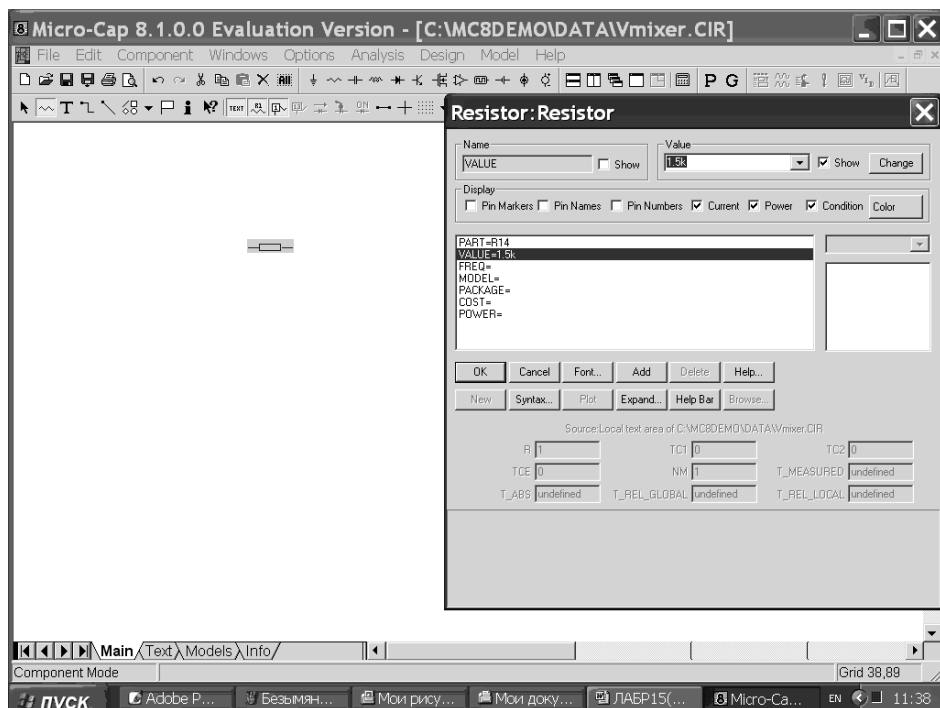


Рис. 15.3

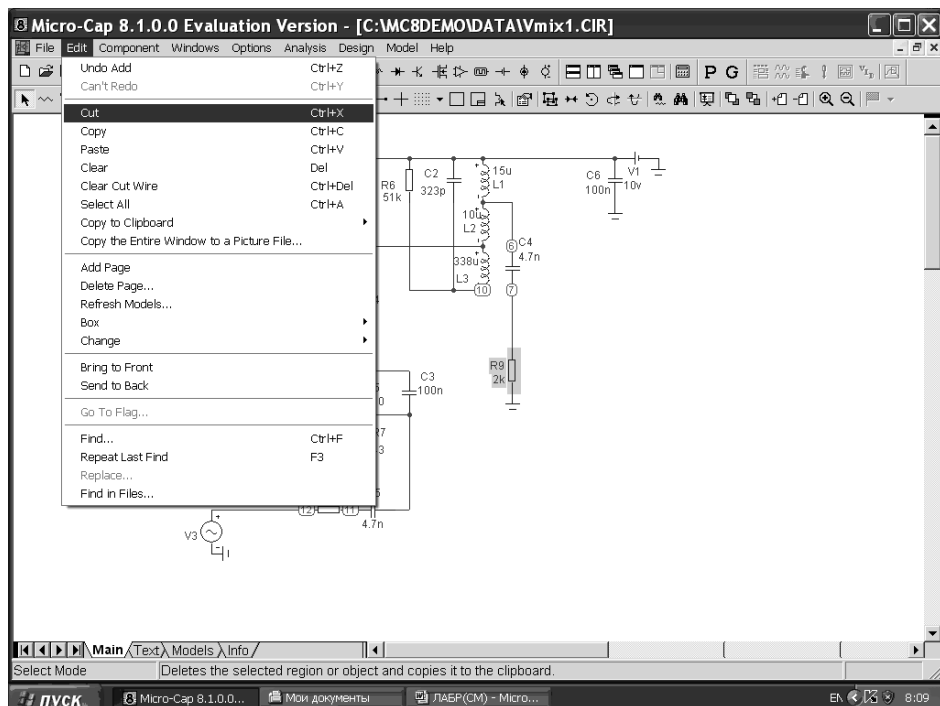


Рис. 15.4

Components. В этом случае сначала надо выполнить команду Components в меню главного окна и на дополнительном меню, разворачивающемся вправо, выбрать Analog Primitives (простейшие аналоговые элементы), а из предлагаемого списка устройств выбрать Active Devices (активные компоненты), а затем, на закладке активных компонентов, n-p-n (рис. 15.5).

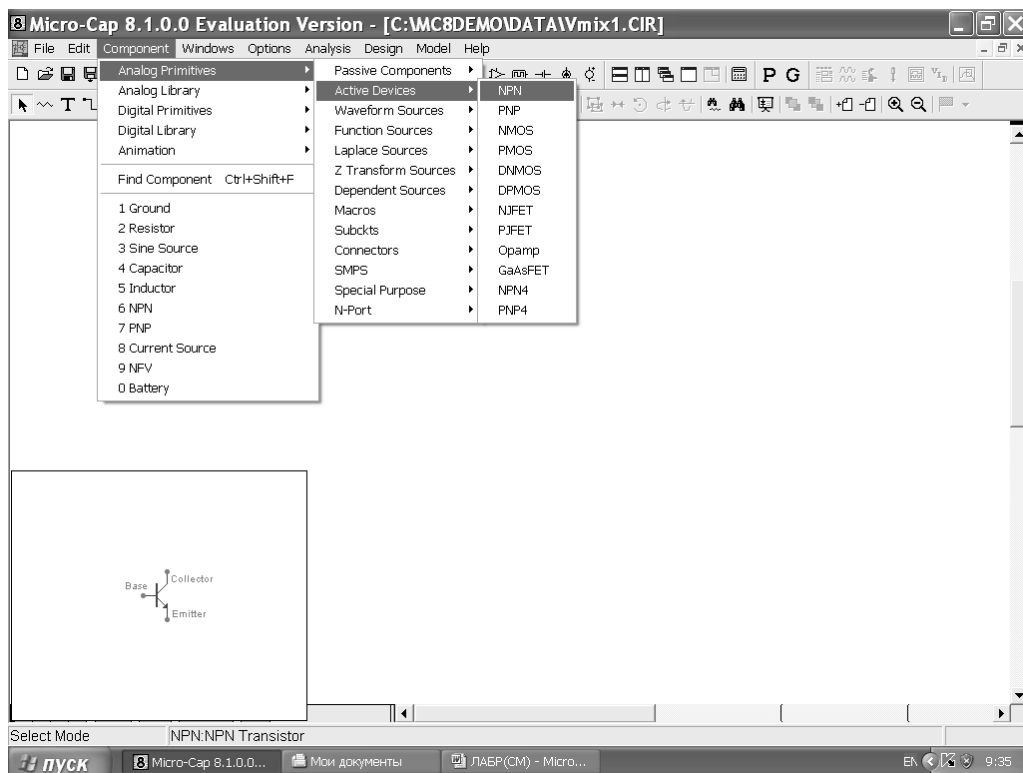


Рис. 15.5

В дальнейшем, при повторном вводе транзистора такого типа, выполняемая команда Components уже содержит данный тип транзистора на выпадающем меню и достаточно лишь активизировать в нем соответствующую строку.

При нажатии на левую кнопку мыши на ниспадающем меню (рис. 15.6) p-n-p Transistor выбирается позиционное обозначение (PART), начинающееся по умолчанию с буквы Q, затем его характеристика VALUE, определяющая активный режим и тип транзистора MODEL.

Поскольку в библиотеке MC8 нет отечественных транзисторов, то необходимо ввести параметры модели транзистора 2Т316Д. Для этого после ввода выбранного обозначения транзистора (PART) характеристики, определяющей активный режим VALUE (можно не вводить), выбирается строка MODEL (рис. 15.6), и нажатием на кнопку NEW задаете переход в режим ввода параметров новой модели транзистора. В строке MODEL появляется надпись New Model1, что дублируется в строке, очерченной рамкой Value.

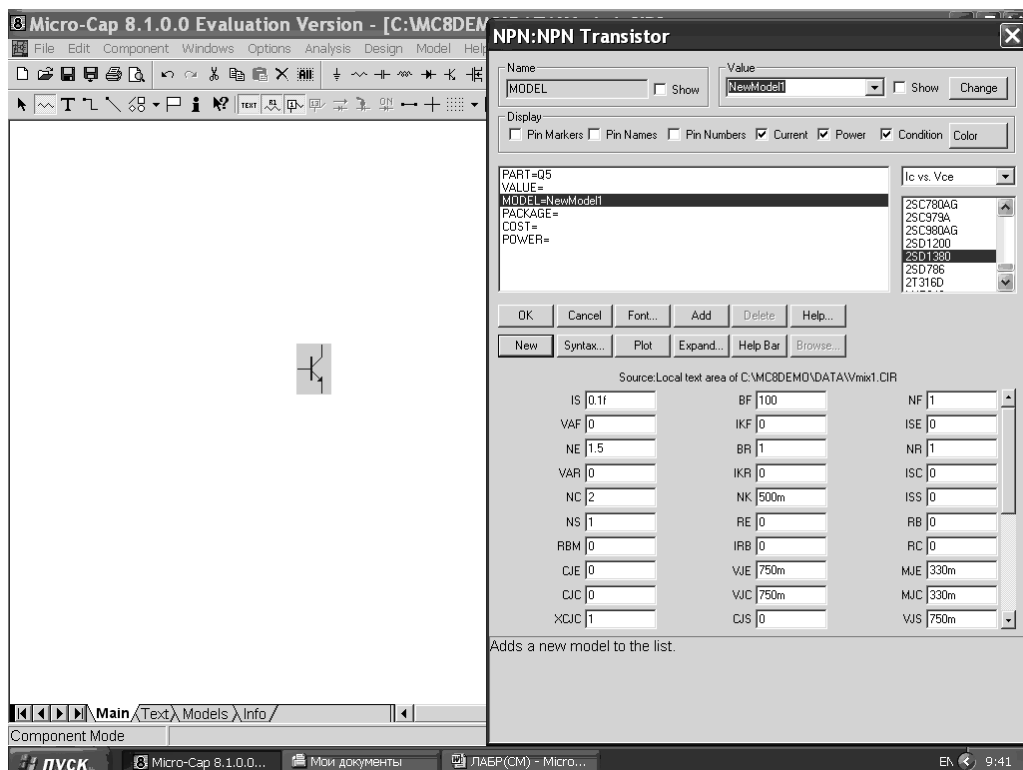


Рис. 15.6

Находящийся там курсор, позволяет ввести название выбранного Вами в колонке справа транзистора или ввести новый. Введя название транзистора (при отсутствии в колонке справа необходимого транзистора) затем приступаете к редакции параметров модели Гумеля — Пуна, описанных в таблице параметров, предъявляемого программой. Для этого курсор левой кнопкой мыши помещаете в одном из окон массива:

Source: Local text area of C:\DATA\Vmix1.CIR, где Vmix1 имя файла, использующегося для ввода принципиальной схемы смесителя и последующего анализа. Содержащиеся в каждом окне числового массива значения удаляются «стрелкой» вверх клавиатуры и затем вводятся значения параметров из описания модели транзистора 2T316D (рис. 15.7).

Сведения о параметрах модели транзистора также можно ввести используя режим описания моделей. Для этого необходимо войти в режим Models из главного окна, щелкнув левой кнопкой мыши по надписи внизу главного окна (рис. 15.2), активизируя режим описания моделей используемых активных устройств (Active Devices). Содержание текстового файла (рис. 15.8) с параметрами транзистора 2T316D совпадает со сведениями представленными в таблице (рис. 15.7).

Отсутствующие некоторые параметры в текстовом файле по сравнению с рис. 15.7 принимаются по умолчанию и могут не вводиться.

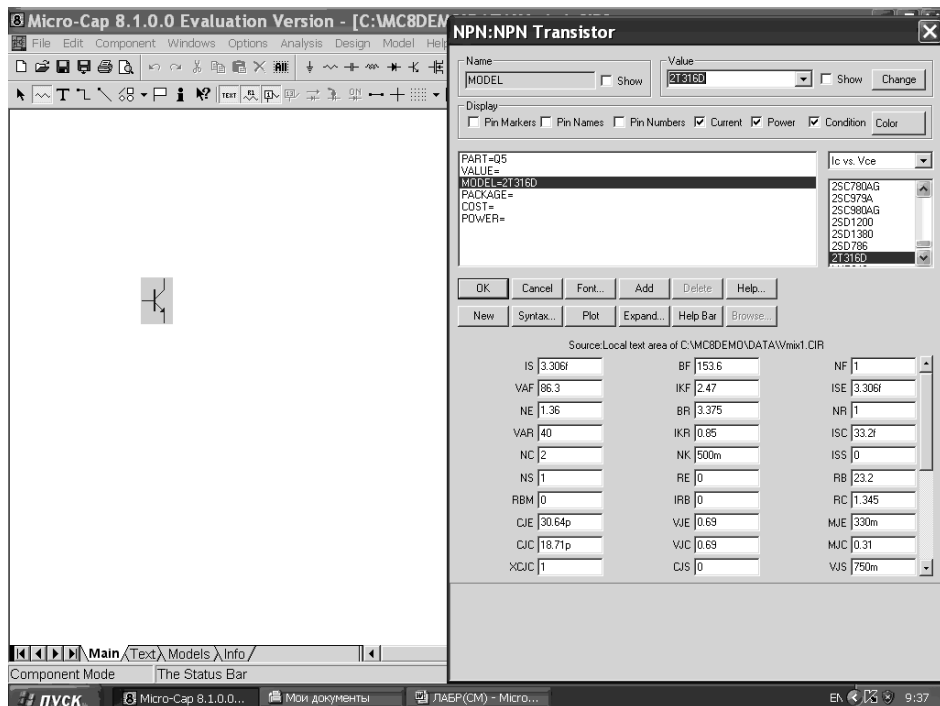


Рис. 15.7

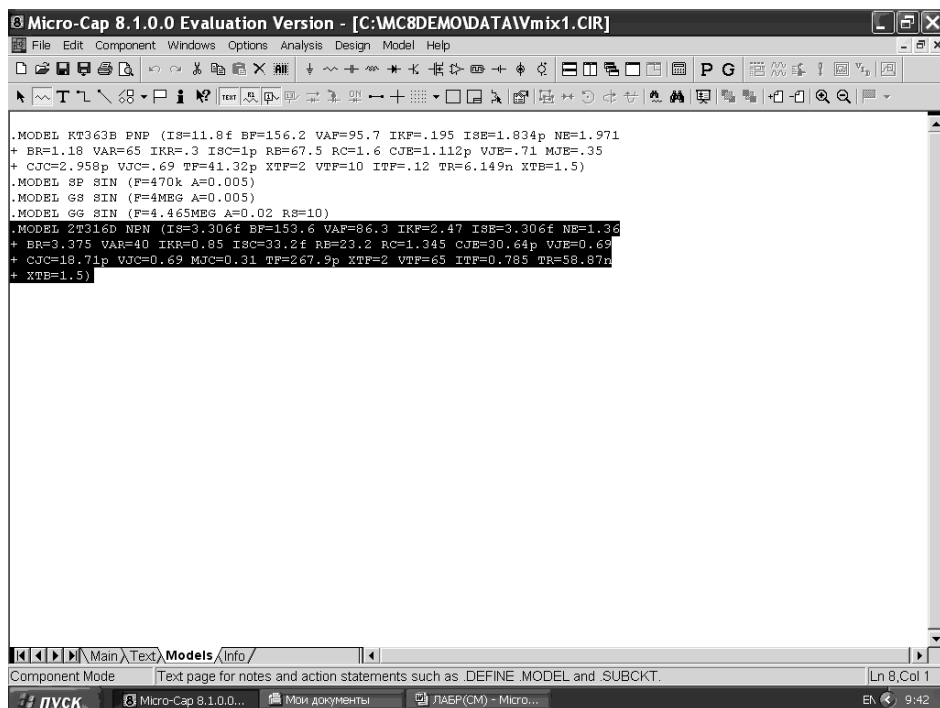


Рис. 15.8

3.3.2 Анализ вспомогательной схемы. Получение характеристики крутизны

Анализ принципиальной схемы смесителя предваряется выбором оптимального, с точки зрения минимума побочных каналов приема, режима работы транзистора Q3 по постоянному току. Для этой цели вводится вспомогательная схема (рис. 15.9) на транзисторе Q1 типа KT316D, идентичного транзистору Q3 преобразователя (можно ввести в том же окне схем, рис. 15.1, или же организовать новый файл VNmixer, рис. 15.9).

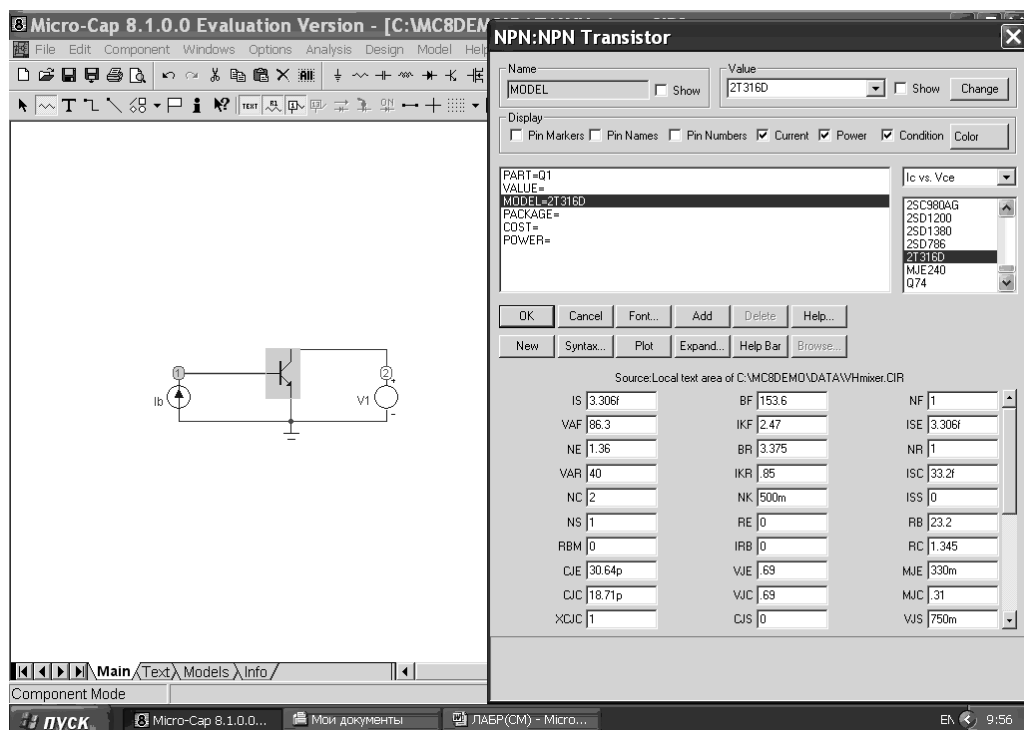


Рис. 15.9

В качестве входного источника постоянного тока Current Source используется I_b -ток базы.

Процедура задания параметров источника: активизируя команду Components в окне главного меню, на последовательно выпадающих закладках выбираем Analog Primitives, Waveform Sources, Current Source. При нажатии левой кнопки на активизированную строку Current Source появляется символ источника тока. Выбрав положение источника тока в окне главного меню нажатием левой кнопки мыши активизируем диалоговое окно Current Source, где из предлагаемого перечня источников: None, Pulse, Sin, Exp, PWL, SFFM, Noise, Gaussian выбираем источник постоянного тока None (нажатием левой кнопки мыши) с указанными на рис. 15.11 значениями параметров.

Для ввода его параметров используют методику аналогичную, описанной ранее, при задании, например, транзистора.

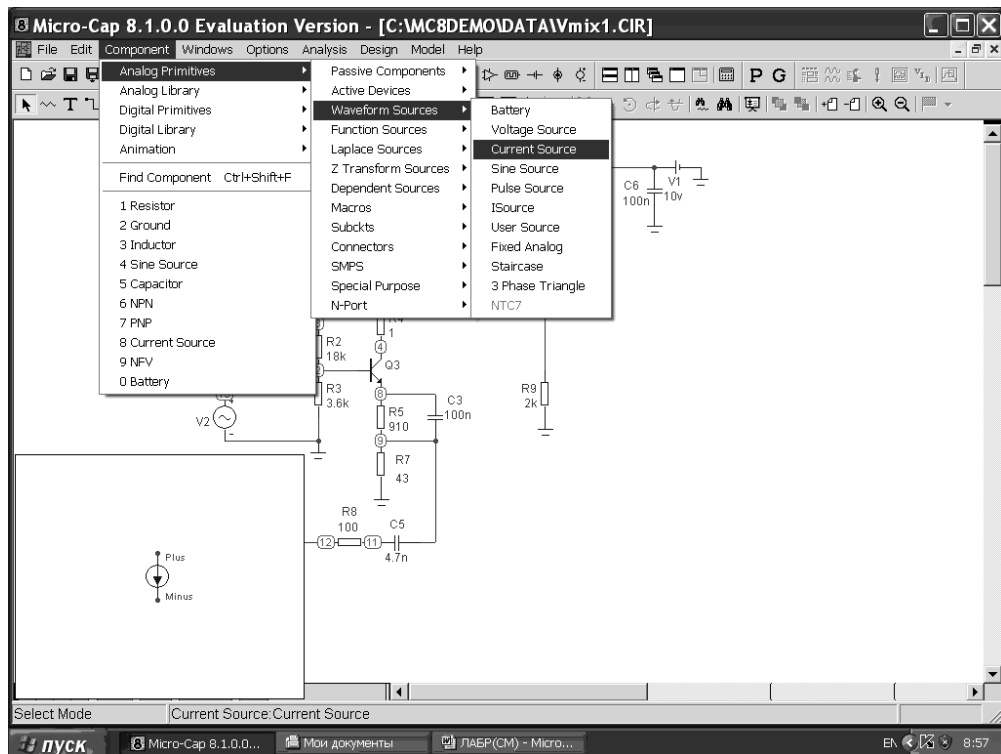


Рис. 15.10

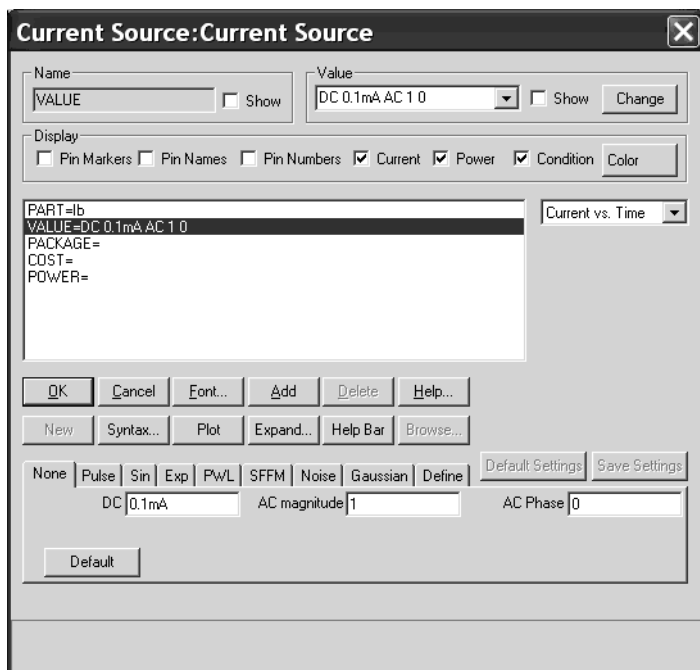


Рис. 15.11

Следует заметить, что базовый источник (Ib) является источником постоянного тока, в качестве которого может выбираться Current Source или ISource. При анализе по постоянному току значения AC magnitude и AC Phase не учитываются, так как эти параметры используются лишь при исследовании частотных свойств схемы.

Источником питания в коллекторной цепи транзистора является источник постоянного напряжения величиной 10 В (что соответствует режиму работы транзистора в ПрЧ) при значении амплитуды переменной составляющей 1 В и нулевой фазы, используемых только при анализе частотных свойств схемы (рис. 15.12).

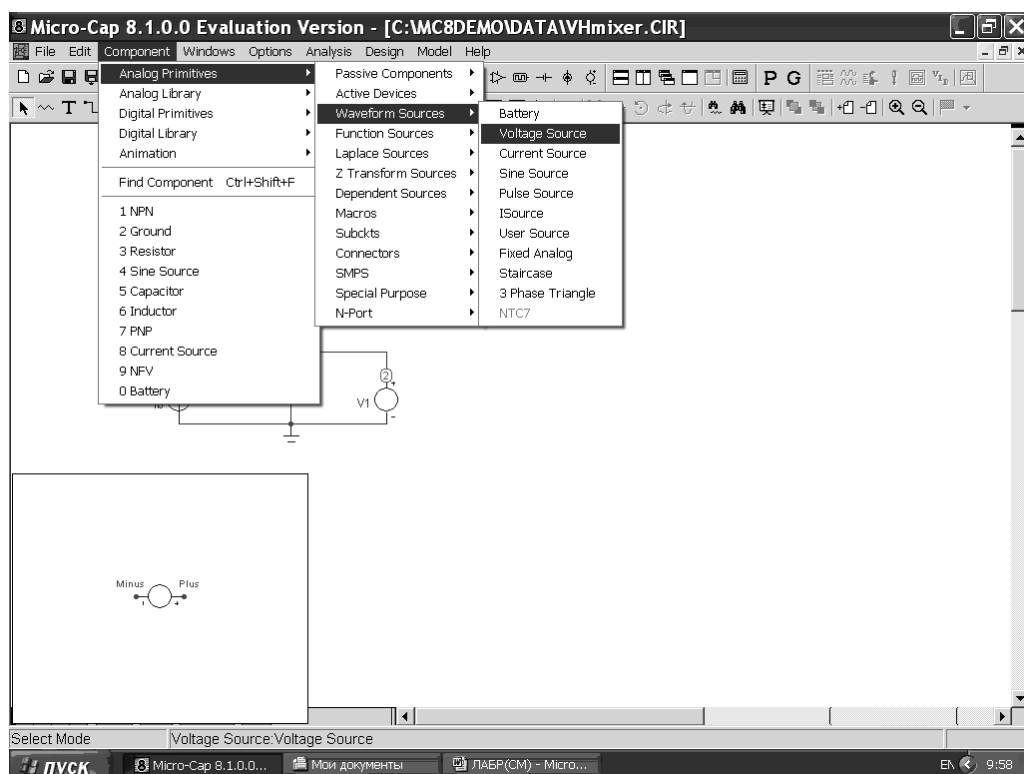


Рис. 15.12

В схеме используется источник питания Voltage Source, из встроенной в MC8, библиотеки источников различного типа и видов формируемого напряжения. Выбор необходимого источника осуществляется процедурой: активизировать в окне главного меню (рис. 15.2) команду Components, на последовательно выпадающих закладках выбрать Analog Primitives → Waveform Sources → Voltage Source.

При нажатии левой кнопки мыши, находясь в активной строке Voltage Source, появляется символ источника напряжения. Установив источник напряжения в нужном месте окна схем, нажатием левой кнопки мыши активируем диалоговое окно Voltage Source где, из предлагаемого перечня источ-

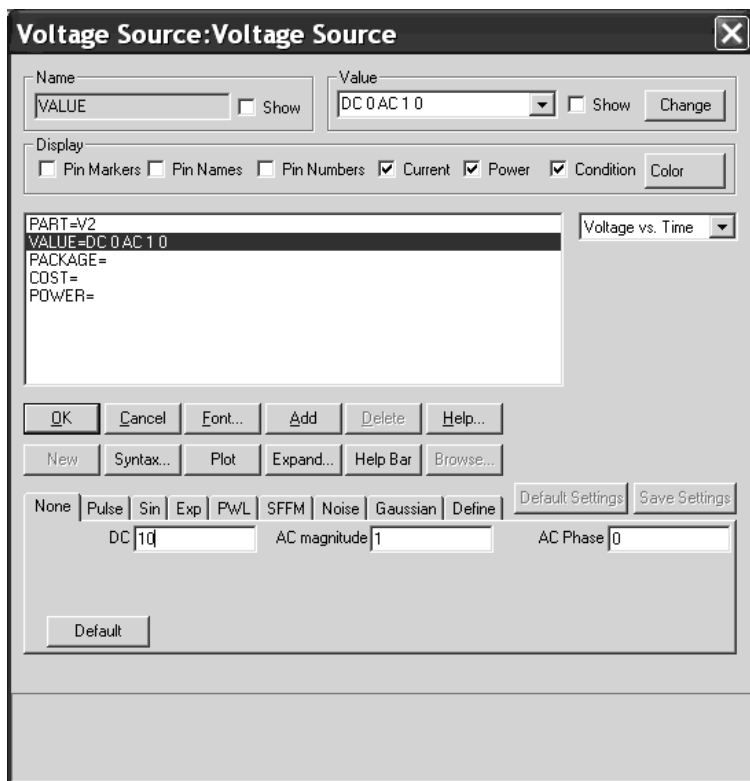


Рис. 15.13

ников: None, Pulse, Sin, Exp, PWL, SFFM, Noise, Gaussian выбираем источник постоянного напряжения None (нажатием левой кнопки мыши) с указанными на рис. 15.13 значениями параметров.

Вспомогательная схема на транзисторе Q1 с подключенными источниками Ib и V1 (рис. 15.9) позволяет строить статические выходные характеристики транзистора, проходную характеристику $I_k = f(V_{63})$, а также характеристику крутизны транзистора $S = f(V_{63})$, необходимую для выбора оптимального режима работы преобразователя.

Семейство выходных характеристик транзистора в MC8 можно получить, введя параметры модели транзистора и, указав в диалоговом меню NPN Transistor, (рис. 15.9) над окном, определяющим тип выбранного транзистор 2T316D, вид характеристик, выводимых на экран диалогового окна. Нажатием на кнопку изменения размера окна можно вывести на экран монитора, например, I_c vs. V_{ce} ($I_k = f(V_{к3})$) — семейство выходных характеристик; их использование затруднительно, поскольку выводимые кривые не соответствуют реальным режимам эксплуатации и не позволяют оценить параметры рабочей точки транзистора).

При использовании вспомогательной схемы на транзисторе Q1 семейство выходных характеристик транзистора получают, входя в режим расчета передаточных функций по постоянному току (DC Analysis).

При переходе в режим DC программа проверяет правильность схемы, составляет ее топологическое описание, открывает окно задания параметров моделирования DC Analysis Limits (рис. 15.14) и после ввода пределов анализа и указания типа варьируемых переменных, входит в режим анализа. Численный анализ нелинейных уравнений выполняется итерационным методом Ньютона — Рафсона.

P	X Expression	Y Expression	X Range	Y Range
1	Vce(Q1)	Ic(Q1)	10,0,1	8e-3,0,1e-3
	Vbe(Q1)	Ic(Q1)	-1,-0,5	-30e-3,0
	Vbe(Q1)	del(Ic(Q1))/del(Vbe(Q1))	-1,-0,5	0,65,1e-20,0,1

Рис. 15.14

В окне задания параметров (рис. 15.14) расчета передаточных функций по постоянному току имеется ряд разделов.

Команды:

Run — начало моделирования;

Add — добавление еще одной строки спецификации вывода результатов после строки, отмеченной курсором;

Delete — удаление строки спецификации вывода результатов, отмеченной курсором;

Expand — открытие дополнительного окна для ввода текста в окне, помеченном курсором в одном из столбцов содержащих выражения (Expression);

Stepping — открытие диалогового окна вариации параметров;

Properties — открытие диалогового окна задания параметров;

Help — вызов системы помощи раздела DC Analysis.

Числовые параметры:

Variable 1 — задание первой варьируемой переменной. В столбце Method выбирается метод варьирования переменной — Auto, с шагом, определяемым ЭВМ. Имя варьируемой переменной V1 — напряжение источника питания в коллекторной цепи. В столбце Range указываются пределы (верхний и нижний) изменения V1. Шаг варьирования при этом автоматически выбирается равным $(10-0,05)/50$.

Вторая варьируемая переменная Variable 2 (Ib-ток базы) выбирается с линейным законом изменения с пределами изменения столбец Range: верхнее значение — 0 mA, наименьшее — 0.05 mA, шаг — 0.005 mA.

Температура (Temperature) не изменяется, выбирается равной 27 °C. Анализ передаточных функций для ряда температур проводится при указании границ (Range) изменения температуры и шага, при выбранной закономерности (Method) изменения температуры. При изменении температуры меняются параметры компонентов, имеющие ненулевые температурные коэффициенты (ТС), а так же ряд параметров полупроводниковых приборов.

Number of Points — количество точек, выводимых в виде таблиц (количество строк в таблице вывода результатов, при выборе такого режима рис. 15.28).

Maximum change — максимально допустимое приращение значения первой функции на одном шаге (в процентах от полной шкалы).

Run Options — выбор опции определяет способ обработки или хранения результатов расчета. При выборе процедуры Normal результаты текущих расчетов не сохраняются.

Присвоение признака выбора автоматического масштабирования (метка в Auto Scale Ranges) передает ЭВМ право выбора масштаба по осям X и Y для всех выводимых графиков. Выключенная опция определяет масштаб по осям, указанный в столбцах X Range и Y Range.

Результаты моделирования (рис. 5.15) в форме семейства графиков выходных статических характеристик транзистора выводятся в системе координат: ток коллектора I_c в функции напряжения между коллектором и эмиттером V_{ce} , определяемых выражениями в XExpression и YExpression. Столбец P (Plot Group) определяет число графических окон, в котором будет построено семейство выходных характеристик. Максимальное и минимальное значения переменной напряжения между коллектором и эмиттером V_{ce} и шаг сетки по оси X, задается в Xrange, а тока коллектора I_c (по оси Y) в YRange. Пиктограммы в левой части каждой строки (рис. 15.13) позволяют выбирать линейную (как на рис. 15.14) или логарифмическую шкалу по осям X и Y. При выборе логарифмической шкалы диапазон изменения переменной должен быть положительным.

Проведя аналогичные расчеты с использованием подменю рис. 15.16 для описания порядка проводимых вычислений, значений пределов и законов изменения варьируемой переменной получим проходную характеристику $I_k = f(V_{бэ})$ (I_c vs. V_{be}) при значении коллекторного напряжения 9 В (рис. 15.17).

Примечание: отсутствие начального участка на проходной характеристике свидетельствует о недостаточной точности вычисления графика. Для получения проходной характеристики при напряжениях $V_{бэ} \approx 0,5$ В необходимо в подменю DC Analysis Limits нажать кнопку Properties и в раскрывшемся подменю Properties (рис. 15.18) выбрать закладку Scales and Formats (оси и масштаб представляемых кривых) и в окне, ограниченной рамкой X ввести меньшее значение масштабной сетки по оси X (Grid Spacing), указав параметры выводимых кривых, форму представления, масштаб и др. как отображено на рис. 15.18.

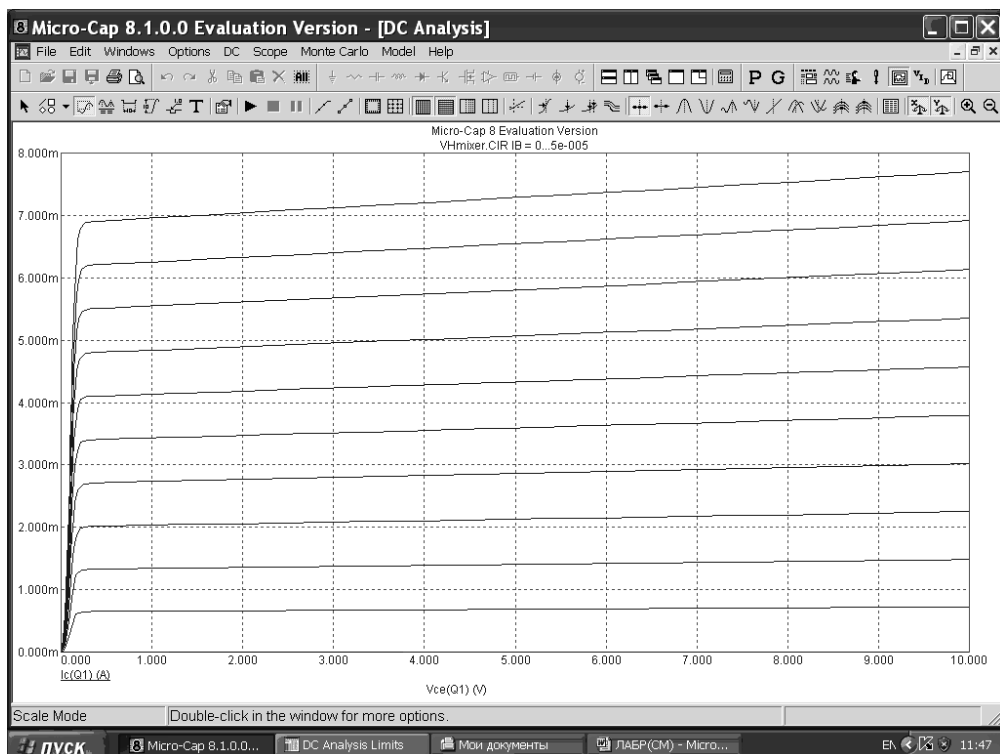


Рис. 15.15

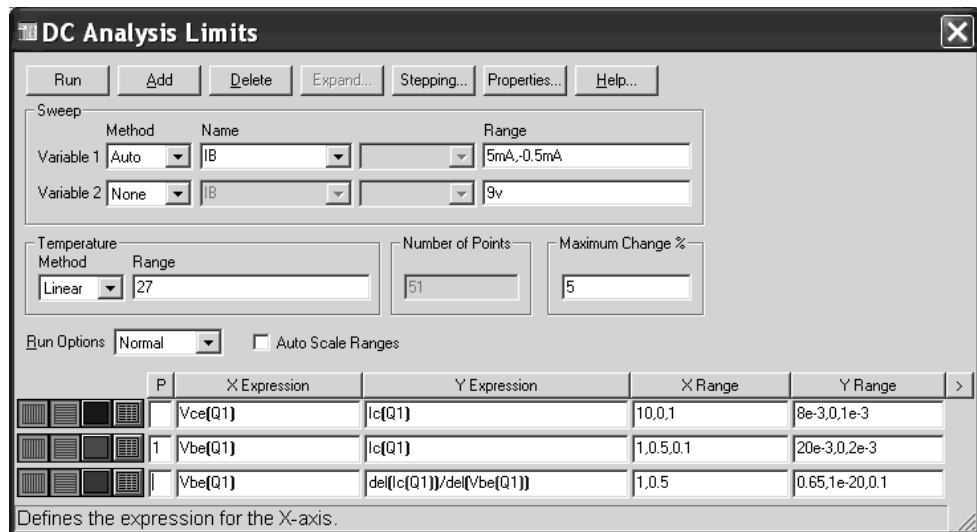


Рис. 15.16

При этом варьируется лишь одна переменная — ток базы (I_b) с автоматическим выбором шага и фиксированным значением коллекторного напряжения V_1 (Variable 2-None).

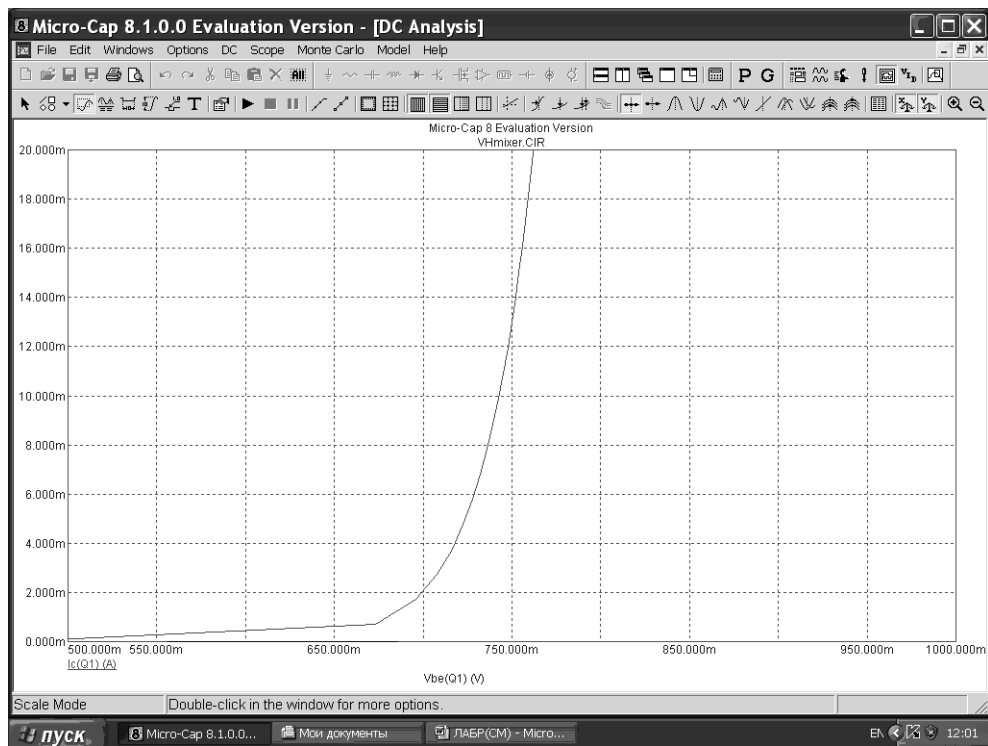


Рис. 15.17

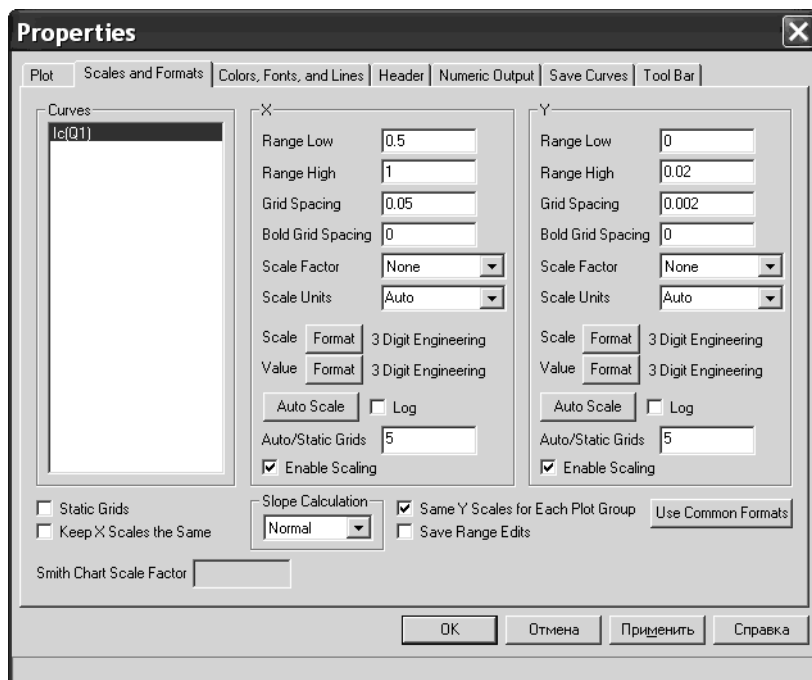


Рис. 15.18

Самым важным результатом исследования вспомогательной схемы на транзисторе Q1 является получение характеристики динамической крутизны транзистора с последующим определением оптимального для преобразователя режима работы по постоянному току. Эта характеристика является производной от проходной характеристики $\text{del}(I_c)/\text{del}(V_{be})$. Выбор варьируемой переменной, пределов анализа, особенности описания выводимой переменной в MC8 и пределы графического представления результатов описаны в диалоговом окне DC Analysis Limits (рис. 15.19).

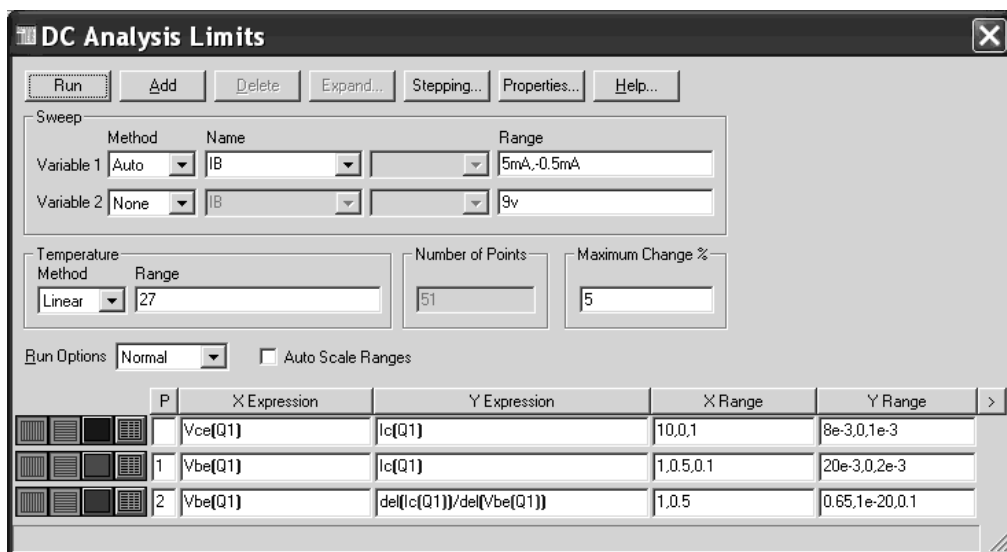


Рис. 15.19

Пример характеристики крутизны приведен на рис. 15.20. На полученной кривой выделите участок, обеспечивающий, при линейно-ломанной аппроксимации характеристики крутизны, угол отсечки в 180° , определите значение постоянной составляющей тока коллектора. Вычислите величину напряжения смещения V_{690} (ток коллектора I_{k0}) и амплитуду напряжения гетеродина, реализующего линейный режим работы преобразователя (при угле отсечки 180°). Проведите подобные расчеты для угла отсечки 90° .

Обеспечение режима работы транзисторов в соответствии с рекомендациями п. 3.1 достигается при выборе элементов схемы, приведенных на рис. (15.1). Проверка указанных режимов проводится с использованием подменю Dynamic DC. Для того в меню главного окна схем выбирают команду Analysis и на дополнительном, разворачивающемся вправо, подменю Dynamic DC (рис. 15.21).

При приведенного на выпадающей закладке варианта выбора пределов режима Dynamic DC Limits, на принципиальной схеме указываются рассчитанные значения напряжений в узлах (по умолчанию), что реализуется для выбранной температуры (рис. 15.22) Temperature List (или списка значений) и величине шага изменения температуры в процентах (Slider Percentage Step Size). Выбор режима Place Text (установка метки) позволяет получать на экра-

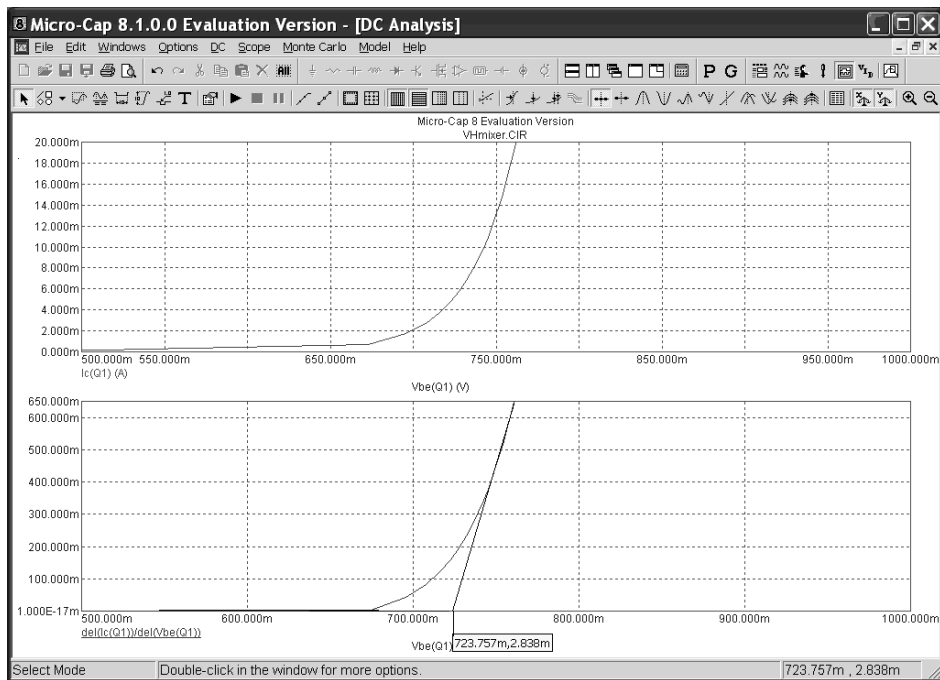


Рис. 15.20

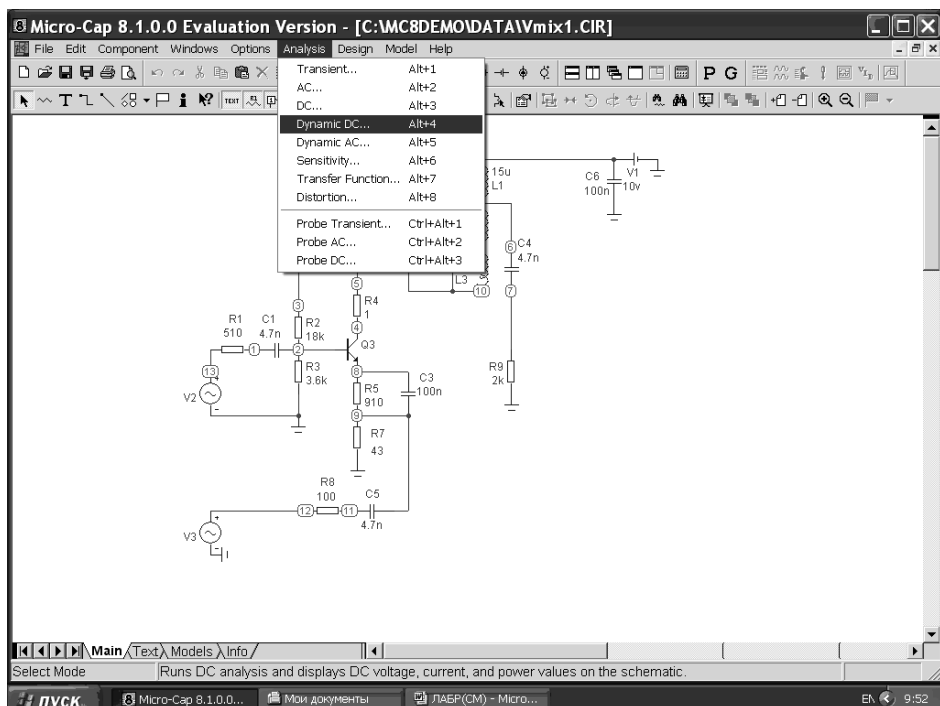


Рис. 15.21

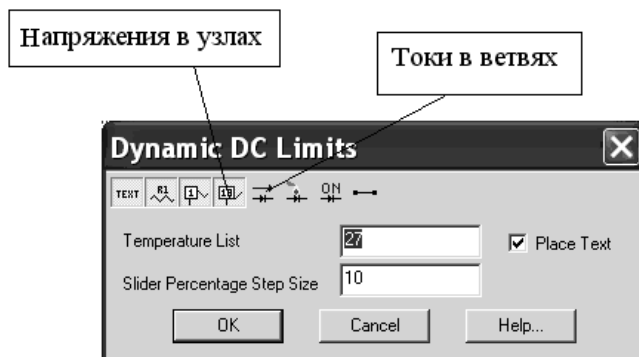


Рис. 15.22

не монитора, одновременно с величиной напряжения в узлах, значения температуры, при которой они определены.

Повторным нажатием кнопки напряжений в узлах отменяем вывод на экран монитора значений напряжений, и активизацией кнопки отображения токов в ветвях, получим значения постоянных токов, протекающих через элементы принципиальной схемы нажатием кнопки ОК (рис. 15.22). Убеждаемся (рис. 15.23) в соответствии требуемых и рассчитанных значений (при расхождении значений больше чем на 0,05 мА необходимо проверить правильность параметров введенных компонентов и их соединение).

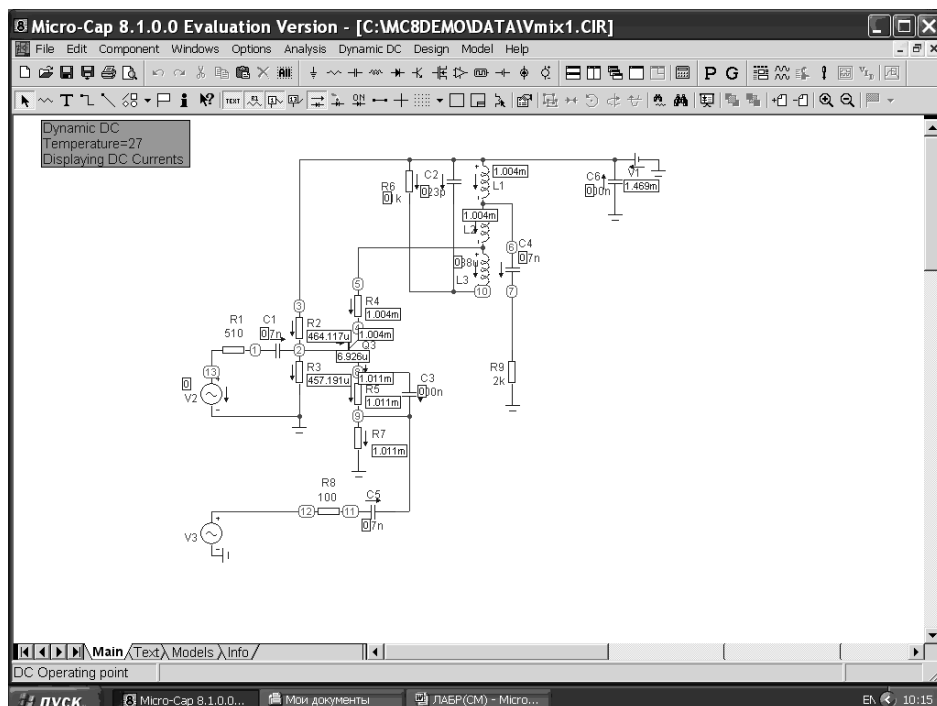


Рис. 15.23

3.3.3 Настройка резонансной системы ПрЧ

В завершение подготовительного этапа необходимо провести «настройку» контура ПрЧ на промежуточную частоту (465 кГц).

(Примечание: настройка проводится всякий раз при изменении режима работы транзистора, параметров нагрузки или внутреннего сопротивления источников гармонического сигнала).

Настройка колебательного контура на промежуточную частоту проводится с использованием АЧХ каскада в режиме усиления. Для этого принципиальная схема ПрЧ преобразуется к виду (рис. 15.24).

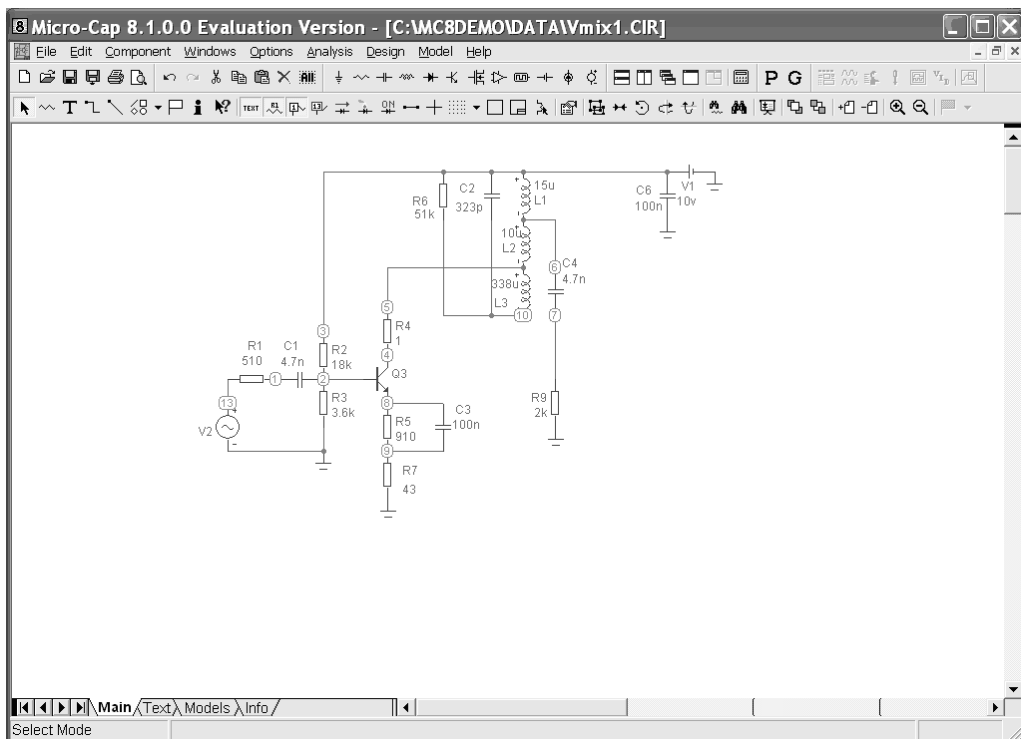


Рис. 15.24

В качестве источника входного воздействия выбирается генератор гармонического напряжения. Для этого в меню главного окна команду Component и на выпадающих вниз и вправо подменю выбрать (рис. 15.25) последовательно.

Analog Primitives → Waveform Sources → Sine Source. При нажатии левой кнопки мыши в окне схем появляется графическое изображение генератора, выполняющее роль курсора.

Установив графическое изображение генератора в нужном месте окна схем и, щелкнув левой кнопкой мыши, задают или выбирают его параметры.

Если параметры источника гармонического сигнала, описываемые в числовом массиве Source:Local text area of C:\MC8DEMO\DATA\Vm1.CIR (рис. 15.26), отличаются от параметров, встроенных в MC8 стандартных ис-

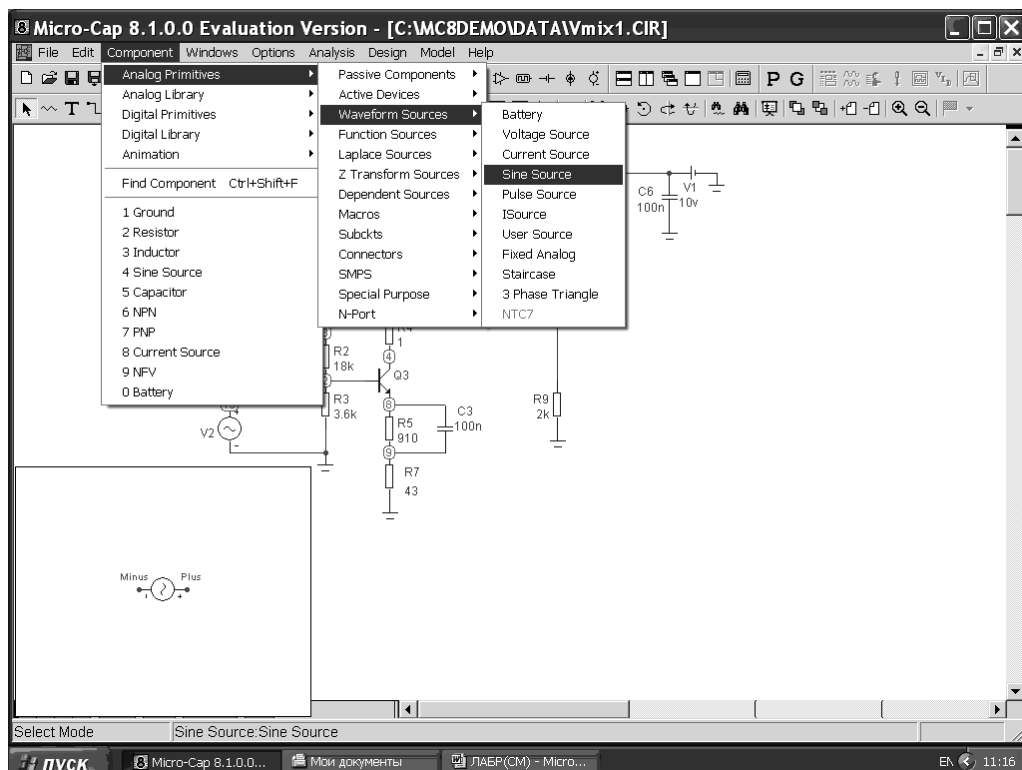


Рис. 15.25

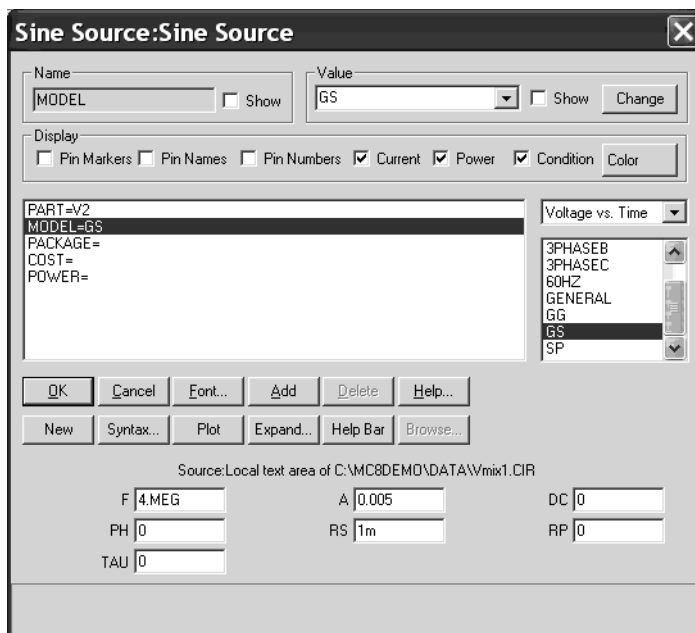


Рис. 15.26

точников, то вводится новый. Перечень встроенных стандартных источников гармонического сигнала приведен в правом столбце подменю Sine Source: Sine Source. Нажатием кнопки New источнику сигнала присваивают имя (или подтверждают название, предложенное ЭВМ): в рамке слева (Name) поочередно предлагаются атрибуты источника (позиционное обозначение Part) и предложение присвоить (или выбрать из предлагаемого в правой колонке перечня) ему (Value — рамка справа) имя V2 с возможностью отображать его в окне схем (помечается галочкой Show рядом с названием). Атрибуты источника сигнала (в рамке Name) Model, при активизации этой строки в колонке слева, задаются выбором стандартного источника из предлагаемого перечня в колонке справа. Выбираем источник GS (если вводился ранее), параметры которого высвечиваются под кнопками OK, Cancel и др. Если параметры источника вводятся впервые, то нажатием кнопки New активизируют окна параметров источника сигналов.

Одновременно в строке Value появляется подсвеченная надпись New Model, вместо которой необходимо ввести название источника сигналов (например GS) и затем ввести в текстовом файле параметры источника сигналов Source: Local text area of C:DATA\Vmxi1.CIR вместо представленных по умолчанию:

F — частоту источника сигнала в Гц;

A — амплитуду в В;

DC — постоянную составляющую напряжения в В;

PH — фазу в радианах;

RS — внутреннее сопротивление источника сигнала в Омах;

RP — период повторения в секундах;

TAU — постоянная времени изменения амплитуды сигнала по экспоненциальному закону в секундах.

Значения перечисленных параметров указаны на рис. 15.26. Коррекция параметров источника сигнала проводится аналогично коррекции параметров транзистора. Поскольку АЧХ получают для некоторой области частот, то значение частоты источника сигнала не имеет значения. В соответствии с алгоритмом расчета частотных характеристик в МС8 источнику всегда присваивают единичную амплитуду. Поэтому параметры описанного источника сигнала будут использоваться в основном при анализе свойств ПрЧ во временной области.

Завершив ввод параметров источника гармонического сигнала GS, нажимаем кнопку OK и переходим в режим анализа частотных характеристик усилителя.

Для этого в меню главного окна выбираем команду Analysis и, в выпадающем подменю, программу анализа частотных свойств АС (рис. 15.27) усилителя.

Нажатием левой кнопки мыши переходят к заданию пределов анализа, способа проведения анализа и представления на экране монитора результатов анализа.

В окне AC Analysis Limits (рис. 15.26) задается следующая информация:

Frequency range — значения верхнего и нижнего пределов частот анализа;

Number of Points — количество точек в заданном частотном интервале, в котором производится расчет частотных характеристик и полученные значения выводятся в форме таблицы (если это указывается);

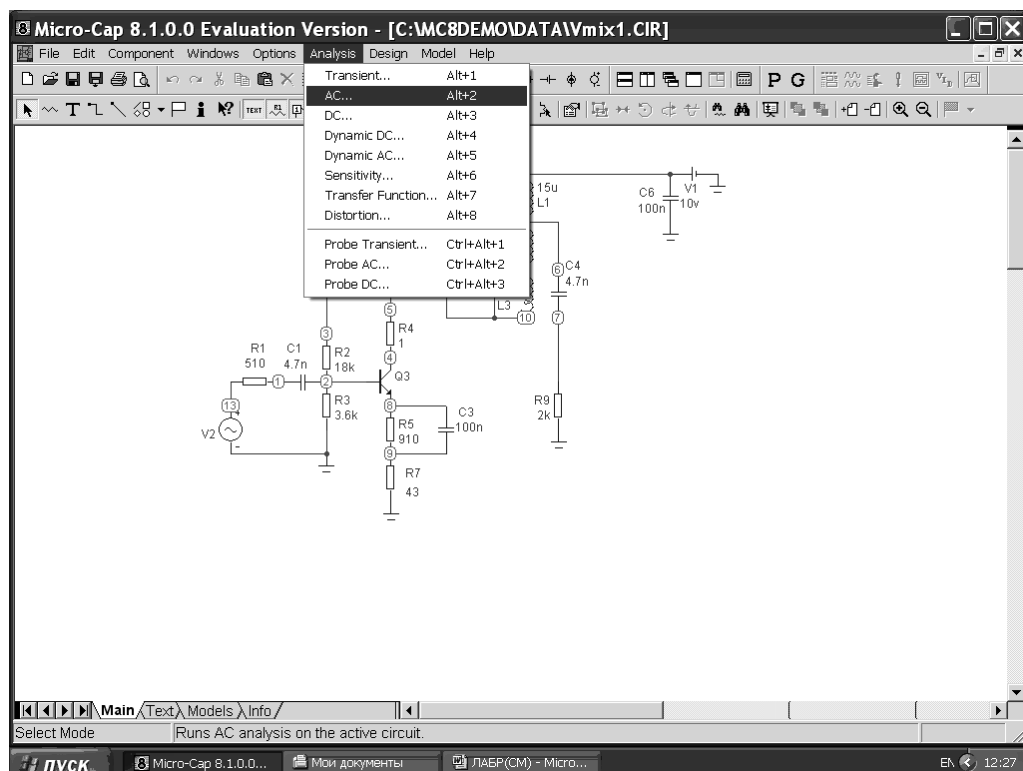
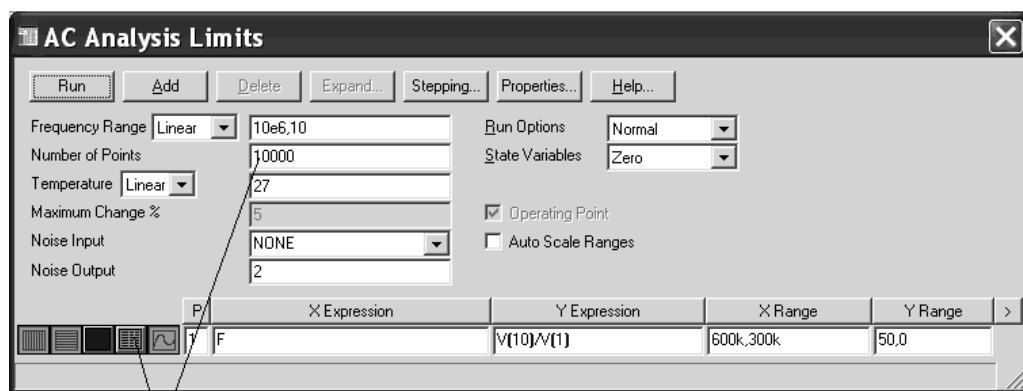


Рис. 15.27



Количество точек, выводимых на печать

Рис. 15.28

Temperature — диапазон изменения температур (может задаваться одно значение, при которой проводится анализ);

Maximum Change — максимально допустимое приращение функции на интервале шага по частоте (учитывается только при автоматическом выборе шага — активизация процедуры Auto Scale Ranges);

Noise Input — имя источника шума, подключенного ко входу усилителя;
 Noise Output — номер(а) выходных зажимов, где вычисляется спектральная плотность напряжения шума;

Run Options — определяет способ хранения полученных результатов:

Normal — результаты расчетов не сохраняются;

Save — результаты сохраняются на жестком диске;

Retrieve — использование результатов расчета, хранящегося на жестком диске для вывода на экран монитора;

State Variables — задание начальных условий интегрирования.

На экран монитора в соответствии с рис. 15.28 выводится частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению (YExpression) в узле 10. Область частот (XExpression), в которой проводится анализ, определяется форматом: максимальное значение выводимой переменной, ее минимальное значение и шаг сетки значений. Аналогично задаются условия при выводе на экран монитора значений коэффициента усиления. Характер изменения значений по осям — линейный, что выбирается нажатием двух левых крайних кнопок в каждой строке выводимых значений. Для выбранных условий анализа, определенных рис. 15.28, производят расчет АЧХ усилителя, нажатием кнопки Run.

Как видно из рис. 15.29, резонансная частота резонансного усилителя, отличается от 465 кГц (точное значение максимума АЧХ находится следующим образом: нажимается кнопка Peak, курсор располагается вблизи вершины

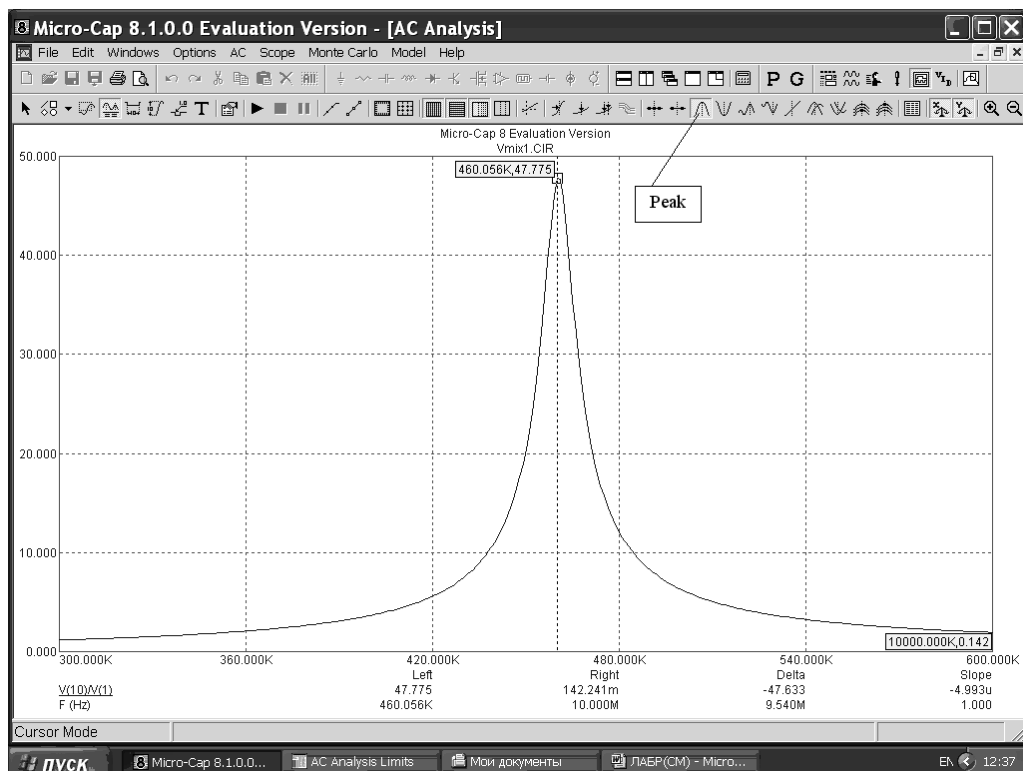


Рис. 15.29

АЧХ и еще раз нажимается кнопка Peak). Подстройка резонансной частоты осуществляется использованием подрежима Stepping в окне AC Analysis Limits последовательным выбором AC → Stepping рис. 15.30.

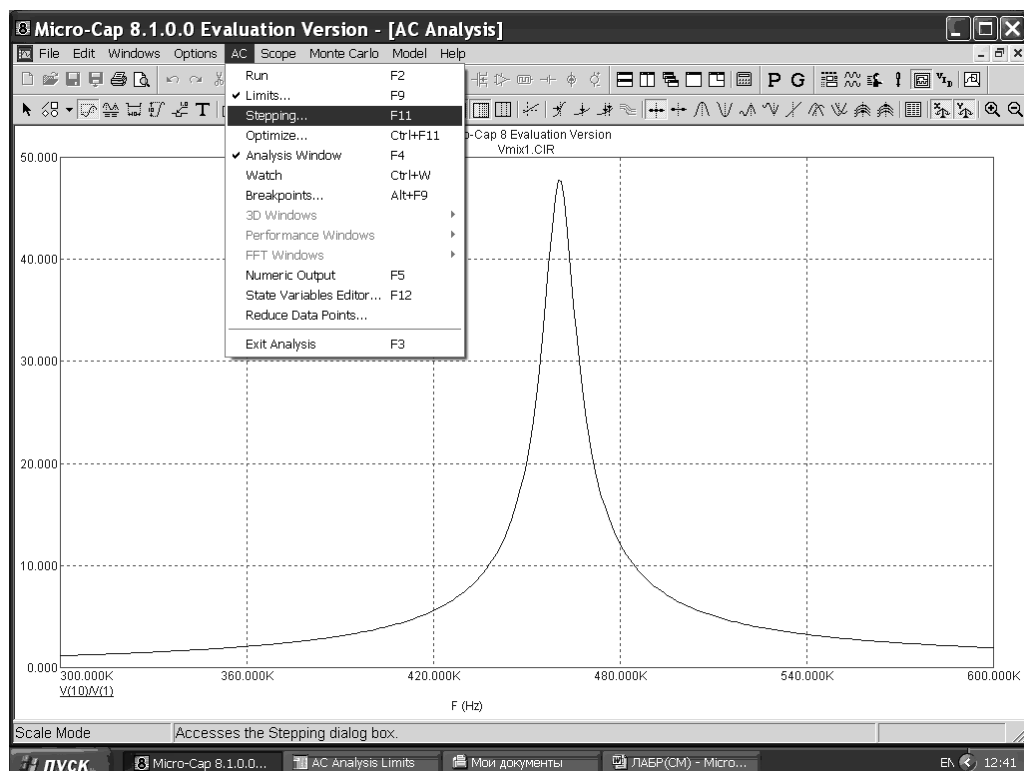


Рис. 15.30

Активизацией кнопки Stepping переходят в режим многовариантного анализа, позволяющего в расширенной версии MC8 изменять параметры активных и пассивных компонентов, параметры зависимых и независимых источников сигналов.

При этом могут одновременно изменяться до двадцати параметров. В ниспадающем меню рис. 15.31 выбор варьируемого компонента осуществляется с использованием разворачивающегося вниз меню при нажатии на кнопку в строке Step What. Нажатием на левую кнопку мыши производим выбор компонента и затем указываем нижний (From) и верхний (To) пределы его изменения и величину шага (Step Value).

Затем в рамке (Step It), нажимая на кнопку Yes, подтверждаем вариацию параметров выбранного компонента. В рамке Method отмечаем кнопкой закон изменения (Linear — линейный, Log — логарифмический или List в соответствии со списком). В рамке Parameter Type кнопкой помечаем вид варьируемого элемента: Component — компонент или Model-модель.

В рамке Change (изменение) выбирается (помечается точкой) способ изменения шага при вариации параметра элементов: только во вложенных цик-

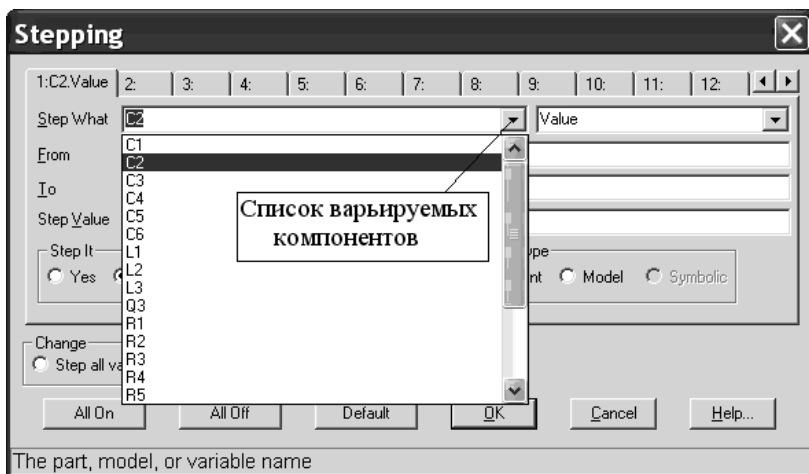


Рис. 15.31

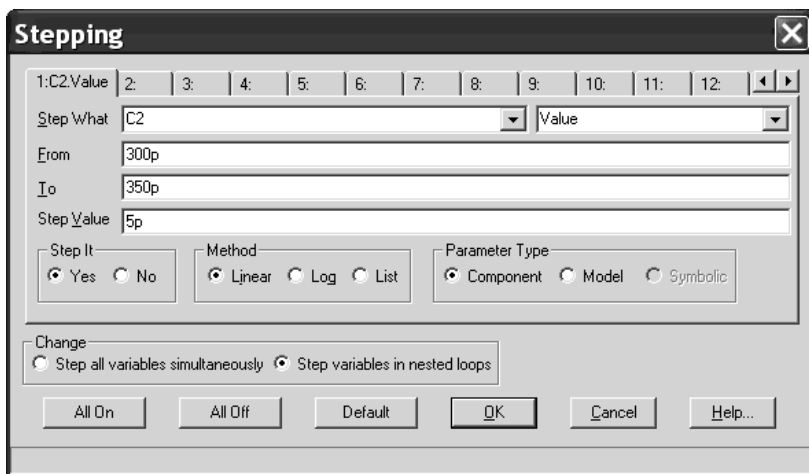


Рис. 15.32

лах программы (Step variables in nested loops) или всех подлежащих изменению параметров одновременно (Step all variables simultaneously). В первом случае существует возможность независимого выбора шага для каждого параметра. Во втором случае необходимо изменять варьируемые параметры с одинаковым шагом, что ограничивает анализ всего одним возможным вариантом. Кнопки в нижнем ряду All On, All Off включают режим варьирования (Step It) перечисленных на всех закладках в режиме Stepping параметров. Кнопка Default предлагает, как возможные, использовать текущие (наименьшее и наибольшее и шаг) значения варьируемого параметра. Подтверждение выбранного режима и вход в режим анализа осуществляется нажатием кнопки OK.

Для варианта значений емкости C2, указанного на рис. 15.31 получается семейство рис. 15.33 кривых (последовательно войдя в режим AC и затем Run, рис. 15.28).

Для определения C_2 , при которой положение максимума резонансной кривой находится ближе всего к частоте входного сигнала (465 кГц) необходимо (рис. 15.33) нажать на пиктограмму Peak, чтобы определить максимум кривой для минимального значения емкости C_2 , а затем передвигая курсор по вершинам кривых выбрать ближайшую кривую, у которой значение максимума ближе всего к 465 кГц. Маркер при этом указывает значение емкости, соответствующее этой кривой. Нажав на пиктограмму Go To Branch (перейти на кривую) на выпадающем подменю Go To Branch рис. 15.34, нажатием на кнопку изменения размера окна, выбрать значение емкости C_2 (подсвеченной строкой окна C2 Value) и, нажатием на кнопку Right, указать, что положение правого маркера будет определяться на кривой, соответствующей этой емкости.

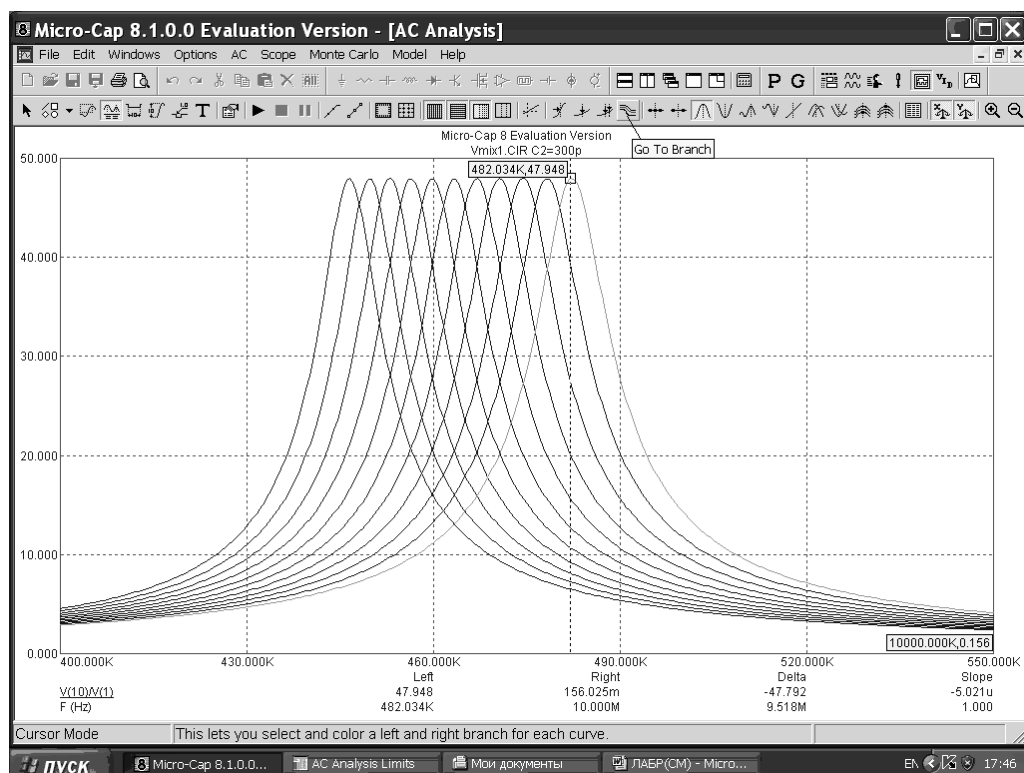


Рис. 15.33

Закрыв подменю (нажав кнопку Clouse) разместить курсор левее вершины выбранной кривой и нажать правую кнопку. Маркер укажет коэффициент передачи для некоторой частоты. Затем, подведя курсор на пиктограмму Peak, и нажав левую кнопку мыши, получаем рис. 15.35 значение коэффициента передачи на резонансной частоте для выбранного значения C_2 .

Если значение резонансной частоты отличается больше чем на ± 1 кГц от 465 кГц, то необходимо изменить параметры подменю Stepping, задавая меньшие пределы изменения емкости конденсатора C_2 и меньший шаг рис. 15.36.

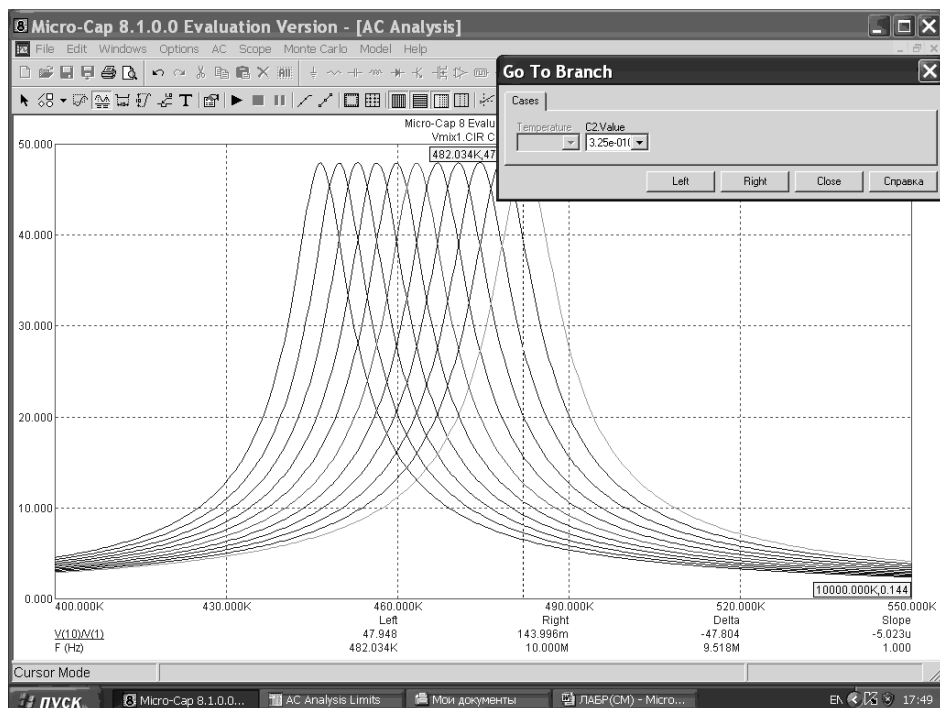


Рис. 15.34

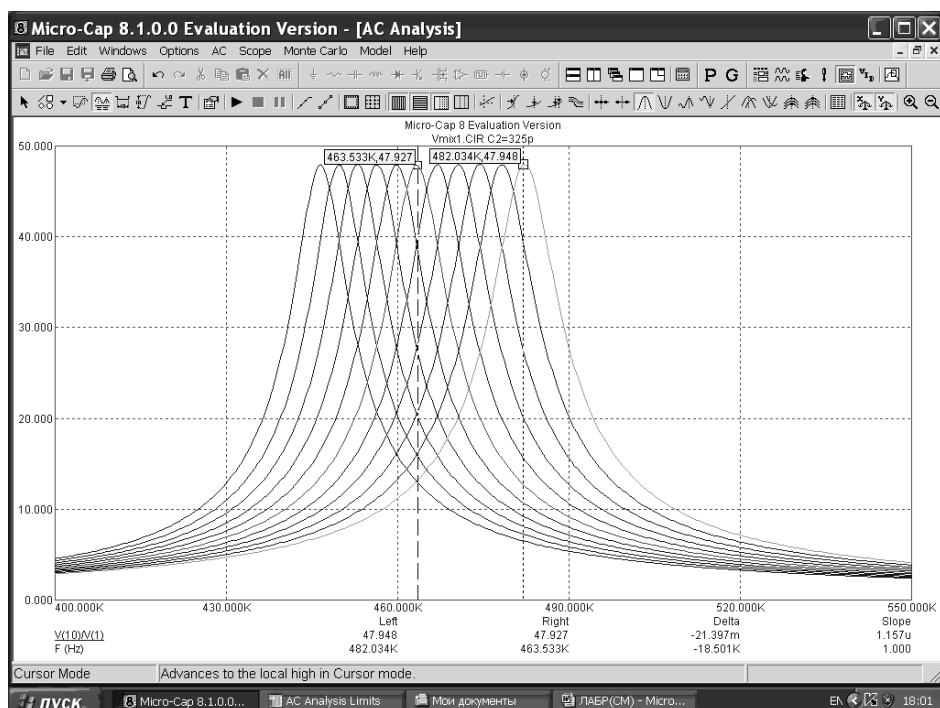


Рис. 15.35

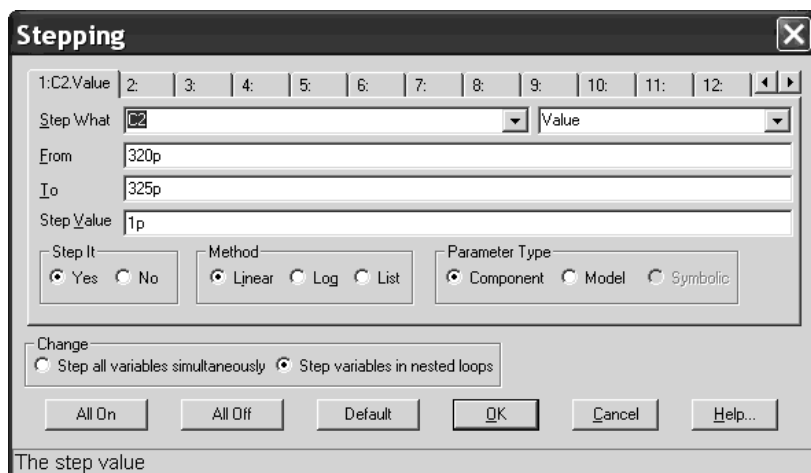


Рис. 15.36

Одновременно приходится изменять и пределы анализа рис. 15.37 для того, чтобы можно было выделить кривые, соответствующие различным значениям емкости C2 рис. 15.38.

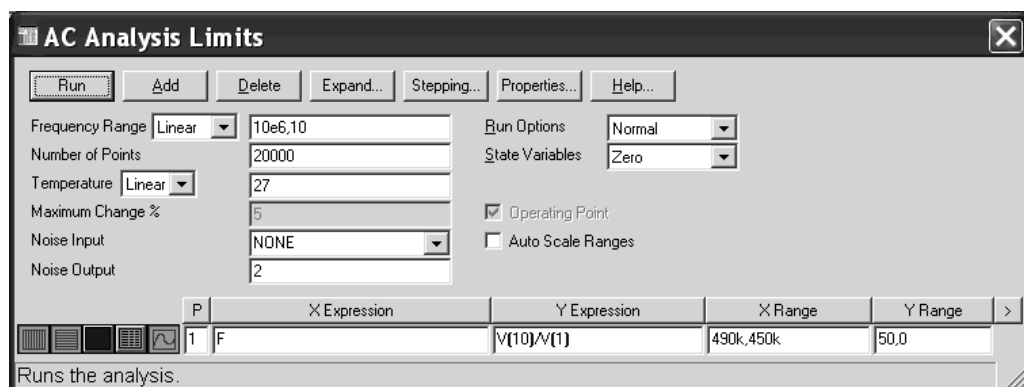


Рис. 15.37

Получив значение резонансной частоты, удовлетворяющее требуемой точности, устанавливаем соответствующий ему конденсатор вместо существовавшего в начале эксперимента (вначале удаляется конденсатор C2 и затем включается уточненное значение C2 по итогам Stepping). Установив новое значение конденсатора C2 выходят из режима варьирования его значения последовательно выполнив команды AC → AC Analysis Limits → Stepping→No (в рамке Step It подменю Stepping, рис. (15.36).

Для уточненного значения емкости контура C2 оценим полосу пропускания (рис. 15.39) по уровню $0,707K_{\text{макс}}$.

Для этого, определив значение коэффициента усиления в точке максимума $K_{\text{макс}}$, вычисляем коэффициент усиления на границе полосы пропускания $0,707K_{\text{макс}}$. Нажатием на пиктограмму Go To Y (в окне результатов вычисле-

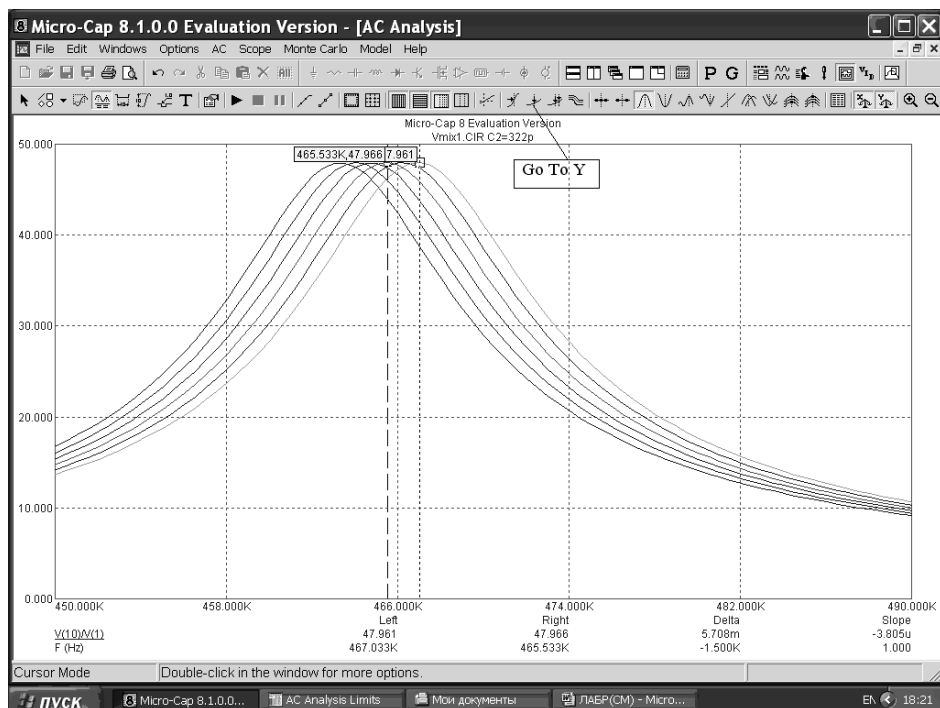


Рис. 15.38

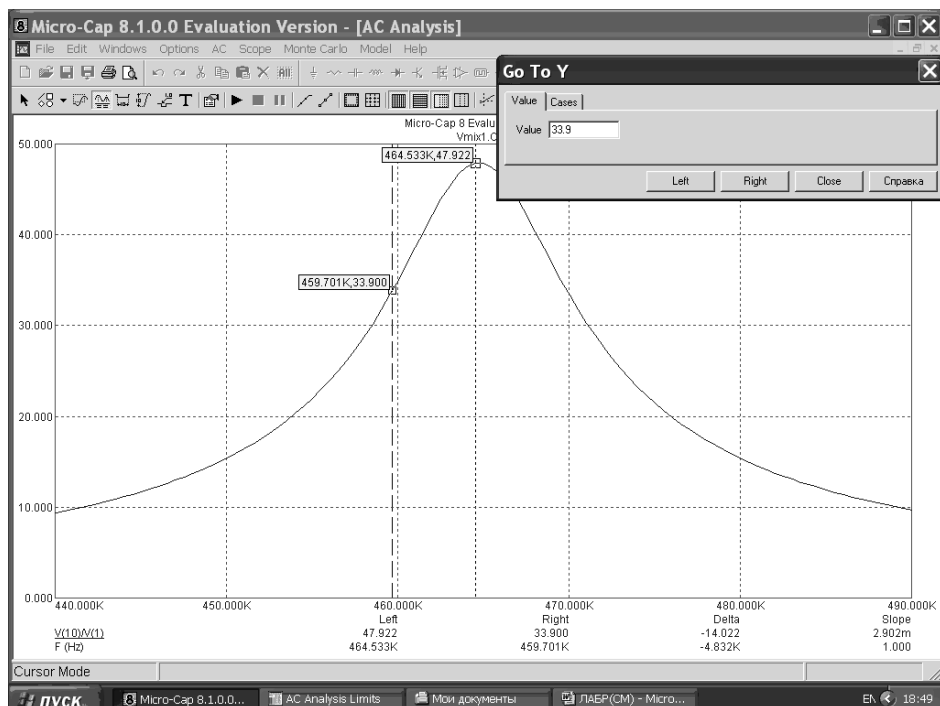


Рис. 15.39

ний, рис. 15.38) в окне выпадающего Value подменю Go To Y (рис. 15.39) вводим значение $0,707K_{\text{макс}}$ и нажимаем на кнопку Left. Маркер определяет положение граничной частоты справа от резонансной. Затем, вновь активируя окно Value, и указывая такое же значение граничного уровня коэффициента усиления, нажатием левой кнопкой мыши на кнопку Right подменю Go To Y, получаем значение нижней граничной частоты. Нижняя строка в окне результатов указывает значения граничных частот и величину полосы пропускания (Delta).

Для выполнения п. 2.2.3 задания проанализируйте возможность использования принципиальной схемы (рис. 15.56), для чего проверить режим транзистора по постоянному току и получить АЧХ преобразователя частоты в режиме усиления, обеспечив $f_{\text{пр}} = 465 \pm 0,1$ кГц.

В отчете к лабораторной работе приведите распечатку принципиальной схемы с уточненными значениями компонентов (аналог рис. 15.24) и АЧХ настроенного усилителя (аналог рис. 15.39) для угла отсечки $\Theta = 90^\circ$.

3.3.4 Исследование свойств ПрЧ

Включая в базовую цепь транзистора первого каскада источник сигнала с частотой 4 МГц, а в эмиттерную цепь — источник напряжения гетеродина с частотой 4,465 МГц при наличии в коллекторной цепи колебательного контура, настроенного на частоту 465 кГц, обеспечиваем работу транзистора Q3 в режиме смесителя (рис. 15.1).

Параметры источника входного (V2) воздействия приведены на рис. 15.26 (GS), а источника напряжения гетеродина (V3) на рис. 15.40 (GG).

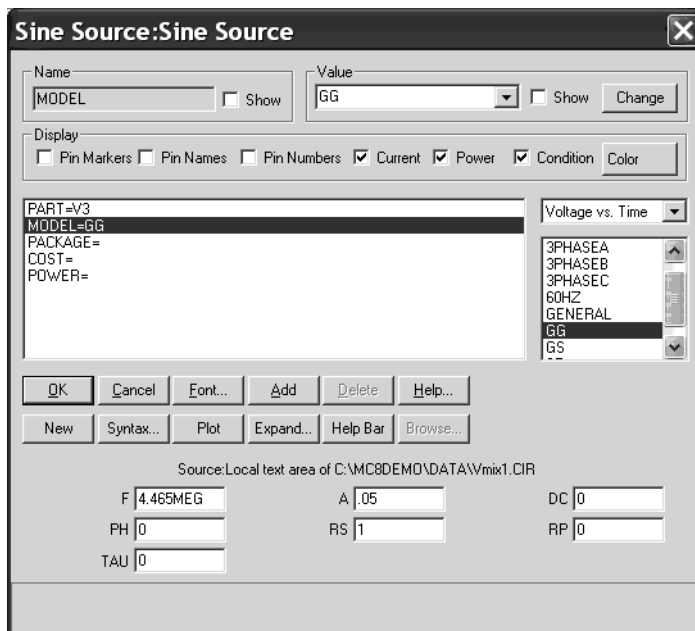


Рис. 15.40

Выбранные параметры источников гармонического напряжения обеспечивают линейный режим работы преобразователя для напряжения с частотой входного сигнала и нелинейный режим для напряжения гетеродина. Исследование свойств ПрЧ проводится во временной области для режима транзистора по постоянному току, представленному на рис. (15.23).

В режим анализа переходных характеристик входят используя в меню главного окна команду Analysis и подменю Transient (рис. 15.41) или сочетанием клавиш Alt+1.

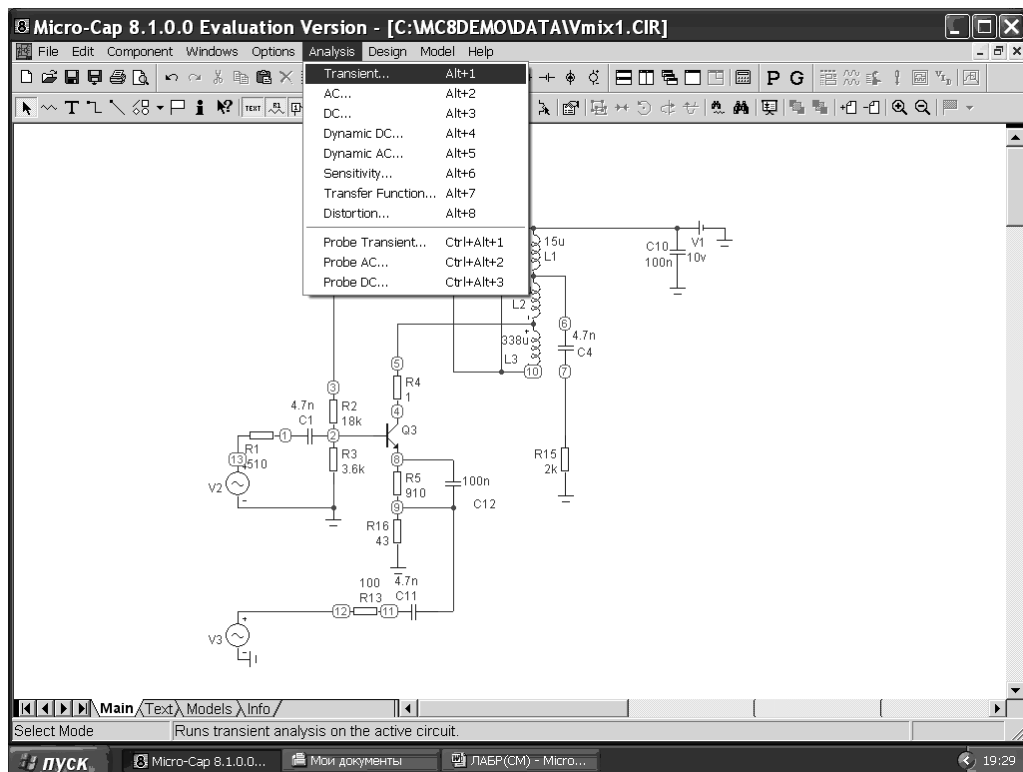


Рис. 15.41

Выбрав курсором строку Transient и, нажав левую кнопку мыши, переходим в подменю Transient Analysis Limits (рис. 15.42) к заданию параметров моделирования.

Кнопки сверху подменю Transient Analysis Limits обозначают:

Run — вход в режим анализа (запуск процесса моделирования);

Add — добавление строки в перечень результатов, выводимых на экран монитора, или в виде распечатки в форме таблицы;

Delete — удаление строки, помеченной курсором, из числа выводимых на экран или в виде распечатки;

Expand — увеличивать объем текстовой информации в месте нахождения курсора;

Stepping — переход в режим варьирования параметра (компонента, модели);

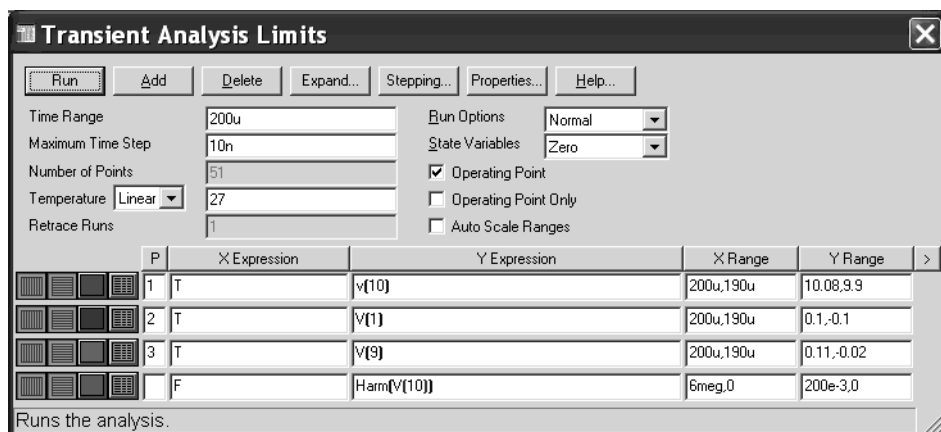


Рис. 15.42

Propertyis — позволяет изменять параметры выводимой на монитор информации, принятые по умолчанию;

Help — обращение к описанию системы схемотехнического проектирования MC8.

Слева под строкой панелей вводятся числовые параметры:

Time Range — указывается конечное и начальное время расчета переходных характеристик (начальное время расчета по умолчанию принимается равным нулю);

Maximum Time Step — величина максимального шага интегрирования. Текущее значение переменного шага интегрирования определяется величиной допустимой относительной ошибки;

Number of Points — количество точек, выводимых в виде таблицы (по умолчанию принимается равными 51). Изменение количества выводимых точек достигается нажатием на пиктограмму вывода числовых результатов рис. 15.28.

Нажатием на эту кнопку в текстовый выходной файл заносится таблица отсчетов функции, заданной в графе YExpression.

В столбце справа под строкой панелей располагаются опции управления результатами расчетов.

Run Options — определяют режимы:

Normal — результаты расчета не сохраняются;

Save — результаты сохраняются в бинарном файле формата: <имя файла>.TSA;

Retrieve — используются результаты, сохраненные ранее в бинарном файле, для построения графиков и вывода в форме таблиц (без нового расчета).

State Variables — установка начальных значений позволяет:

Zero — выбирать в качестве начальных значений нулевые потенциалы в узлах и токи через индуктивности;

Read — использовать в качестве начальных значения, взятые из бинарного файла формата <имя схемы>.TOP, создаваемого перед каждым вариантом расчета;

Leave — задание в качестве начальных условий результатов предыдущего расчета.

Нажатие на кнопку Operation Point обеспечивает выполнение расчета по постоянному току перед каждым расчетом переходных процессов.

В режиме Operating Point Only — производится расчет только по постоянному току.

Щелчок по кнопке Auto Scale Ranges обеспечивает автоматический выбор масштабирования по осям.

Условия, определяющие представление результатов моделирования в частотной области, задаются в нижней части диалогового окна Transient Analysis Limits.

Левее таблиц, определяющих выражения и пределы представляемых кривых на экране монитора, расположены кнопки, задающие изменение переменной по осям X и Y по линейному или логарифмическому закону. Выбор происходит при нажатии на соответствующую кнопку (крайнюю левую или вторую). Нажатием на следующую кнопку (Color) на выпадающем меню выбираем цвет выводимой на экран кривой (название кнопки высвечивается при подведении курсора к кнопке).

В колонке P (Plot Group) указывается номер графического окна, в котором будет построена кривая. При одновременном представлении нескольких кривых в одной системе координат, масштаб выбирается автоматически по наибольшему значению из выводимых переменных.

В колонке X Expression указывается имя переменной, откладываемой по оси X.

При изучении переходных характеристик это время (T), при расчете спектра сигнала с помощью преобразования Фурье или при построении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) — это частота (F).

В колонке Y Expression приводится выражение, откладываемое по оси Y. Это может быть просто напряжение в каком-либо узле, ток через какой-либо элемент или между какими-то узлами, а так же целое выражение. Щелчком правой кнопки мыши на всплывающем меню можно выбрать тип переменной и форму его представления.

В колонке X Range указываются максимальное и минимальное значения переменной X на графике.

В колонке Y Range задается максимальное и минимальное значения переменной Y на графике; если минимальное равно нулю, то его можно не указывать.

Как видно из рис. 15.43, нестационарный участок переходных характеристик в начале процесса моделирования, на экран не выводится. Форма сигнала на базовом выводе транзистора (входной сигнал), на эмиттерном выводе (напряжение гетеродина) и напряжение промежуточной частоты на колебательном контуре для параметров генераторов, описанных на подменю рис. 15.26 и рис. 15.40, представлены на рис. 15.43.

Для определения спектра преобразованного напряжения на контуре ПрЧ в подменю Transient Analysis Limits воспользуемся быстрым преобразованием Фурье (рис. 15.44).

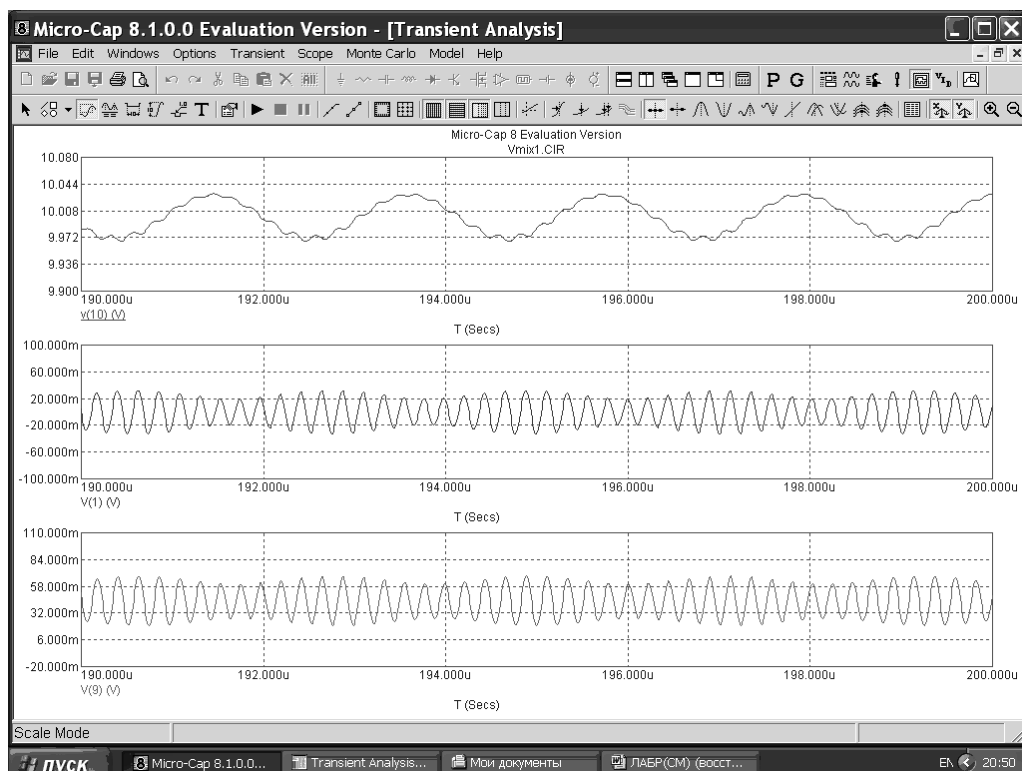


Рис. 15.43

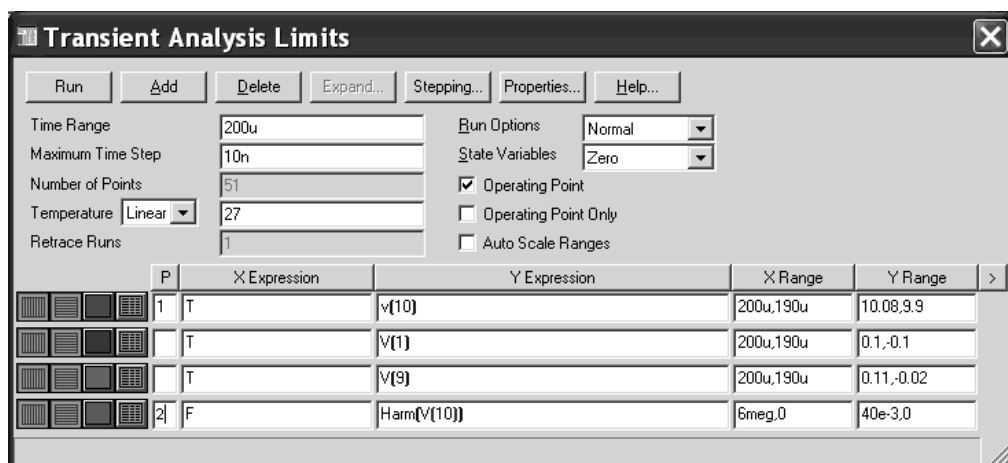


Рис. 15.44

Результаты моделирования представлены на рис. 15.45.

Для выполнения п. 2.2.3 необходимо для постоянных значений амплитуд напряжения сигнала и гетеродина, заданных рис. 15.26, рис. 15.40, необходимо обеспечить режим работы транзистора, соответствующий $\Theta = 90^\circ$. Затем,

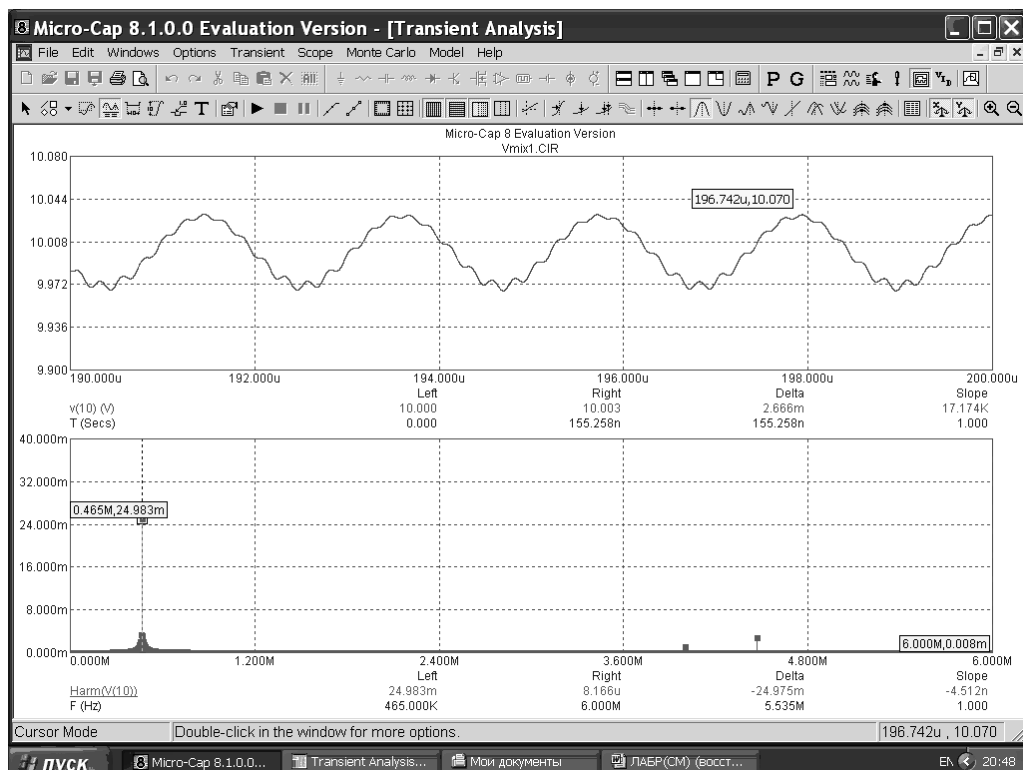


Рис. 15.45

входя в режим редактирования параметров генератора сигнала (рис. 15.40), последовательно устанавливать значения частоты генератора:

465 кГц, $f_1 \pm 465$ кГц, $2f_1 \pm 465$ кГц, соответствующие наиболее влияющим побочным каналам приема.

Анализ проводится во временной области, для чего в меню главного окна последовательно выбирают: Analysis → Transient → Transient Analysis Limits. В качестве выходного параметра выбирают амплитуду первой гармоники напряжения промежуточной частоты на колебательном контуре ПрЧ рис. 15.44. Результаты вычисления заносятся в таблицу 1.

Таблица 1

Амплитуда напряжения промежуточной частоты	Частота побочного канала приема, Гц				
$U_{пч}$, В					

Определим оптимальное значение амплитуды напряжения гетеродина, построив зависимость амплитуды напряжения промежуточной частоты на выходе ПрЧ от амплитуды напряжения гетеродина, для выбранного режима работы транзистора по постоянному току (см. рис. 15.23) и амплитуды вход-

ного сигнала $U_c = 5$ мВ. Выполнив последовательно в главном окне команды: Analysis → Transient, войдем в подменю задания пределов анализа во временной области Transient Analysis Limits (рис. 15.46).

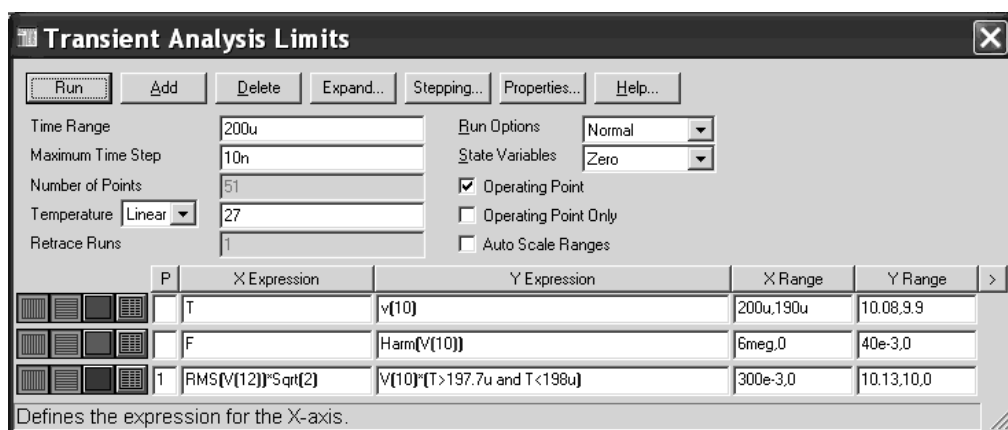


Рис. 15.46

В качестве переменной, изменяющейся по оси абсцисс, выберем значение амплитуды напряжения гетеродина, а по оси ординат — величину напряжения на контуре в достаточно малом интервале времени, соответствующее наибольшему значению (см. рис. 15.45). Пределы изменения выходного напряжения (в узле 10) выбраны с учетом постоянной составляющей напряжения на коллекторе транзистора (активизация кнопки Node Voltages — напряжения в узлах рис. 15.22).

Нажав на кнопку Stepping, подменю Transient Analysis Limits, войдем в режим варьирования компонентов. В левом раскрывающемся окне выберем V3, активизировав строку левой кнопкой мыши (рис. 15.47), а в правом — A — значение амплитуды напряжения гетеродина (рис. 15.48).

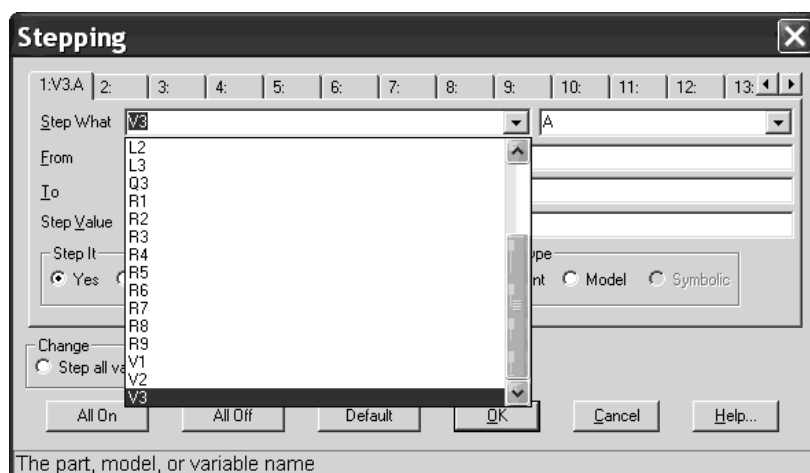


Рис. 15.47

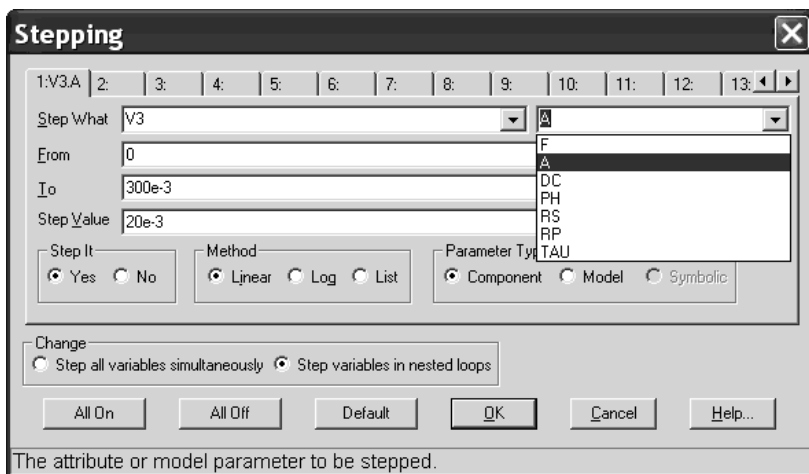


Рис. 15.48

Результатом вычисления (рис. 15.49) является дискретная зависимость, указывающая на существование оптимального значения амплитуды напряжения гетеродина, создающего наибольшее выходное напряжение промежуточной частоты. Соединив плавной кривой вершины графика на рис. 15.49 выбе-

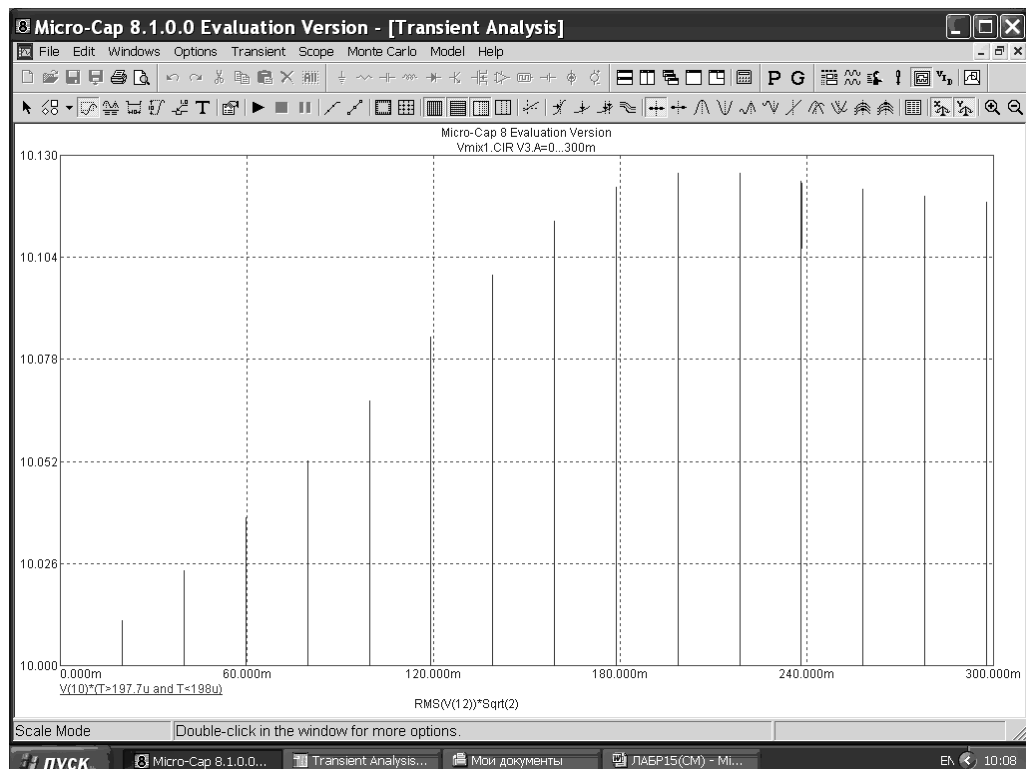


Рис. 15.49

рем оптимальное значение амплитуды напряжения гетеродина напряжение, обеспечивающее максимум напряжения на выходе ПрЧ.

Для выполнения п. 2.2.4 необходимо обеспечить режим работы транзистора, соответствующий углу отсечки $\Theta = 90^\circ$. Амплитуду напряжения генератора сигнала выбрать $U_c = 0,005$ В.

Аналогичный эксперимент, проведенный для изучения влияния изменения амплитуды напряжения сигнала на выходное напряжение, показан на рис. 15.50—15.52.

Для выполнения п. 2.2.5 необходимо обеспечить режим работы транзистора, соответствующий углу отсечки $\Theta = 90^\circ$, и амплитуде напряжения гетеродина $U_r = 50$ мВ.

Для исследования влияния амплитуды сигнала на возникновение дополнительных побочных каналов приема на вход ПрЧ включим генератор V4 с частотой, соответствующей частоте полужеркального канала. Остальные пара-

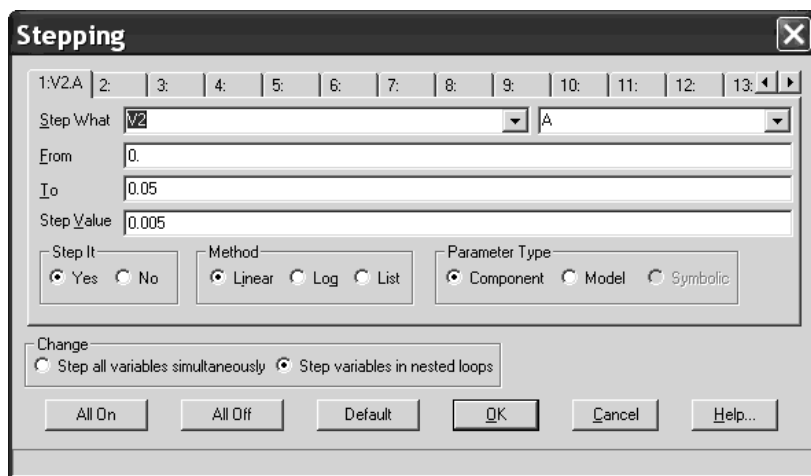


Рис. 15.50

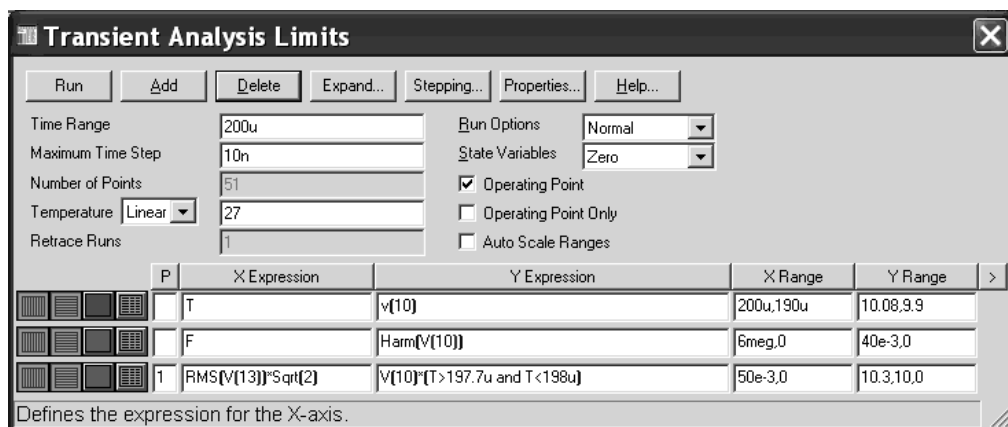


Рис. 15.51

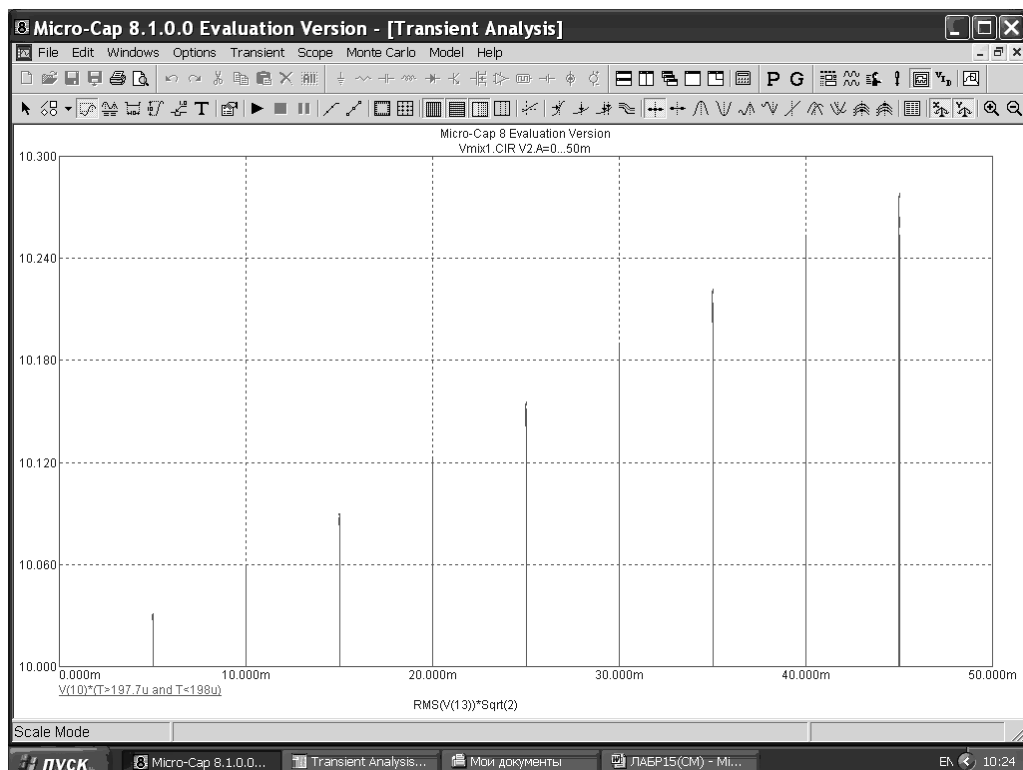
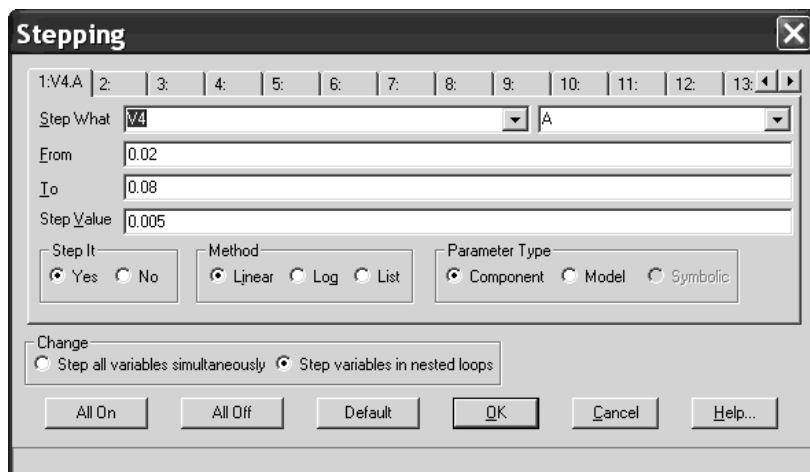


Рис. 15.52

метры источника сигнала соответствуют рис. 15.26. Для режима транзистора ПрЧ по постоянному току (рис. 15.23) и амплитуды напряжения гетеродина $U_r = 50$ мВ, войдем в режим варьирования амплитуды напряжения входного сигнала (рис. 15.53).



Задавая пределы анализа (подменю Transient Analysis Limits) в соответствии с рис. 15.54 и учетом пределов изменения амплитуды входного сигнала получим зависимость напряжения промежуточной частоты от амплитуды сигнала полужеркальной частоты на входе ПрЧ (рис. 15.55).

Пункт задания 2.2.6 выполнить для угла отсечки $\Theta = 90^\circ$ и амплитуде напряжения гетеродина $U_r = 50$ мВ.

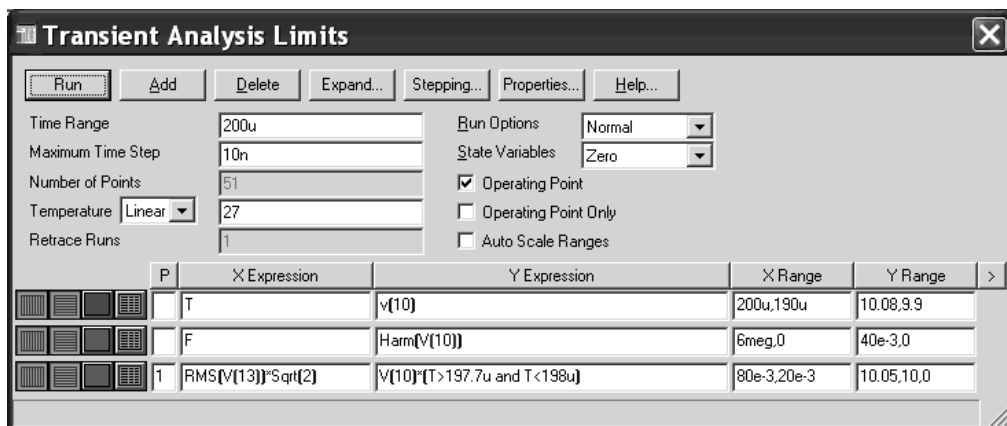


Рис. 15.54

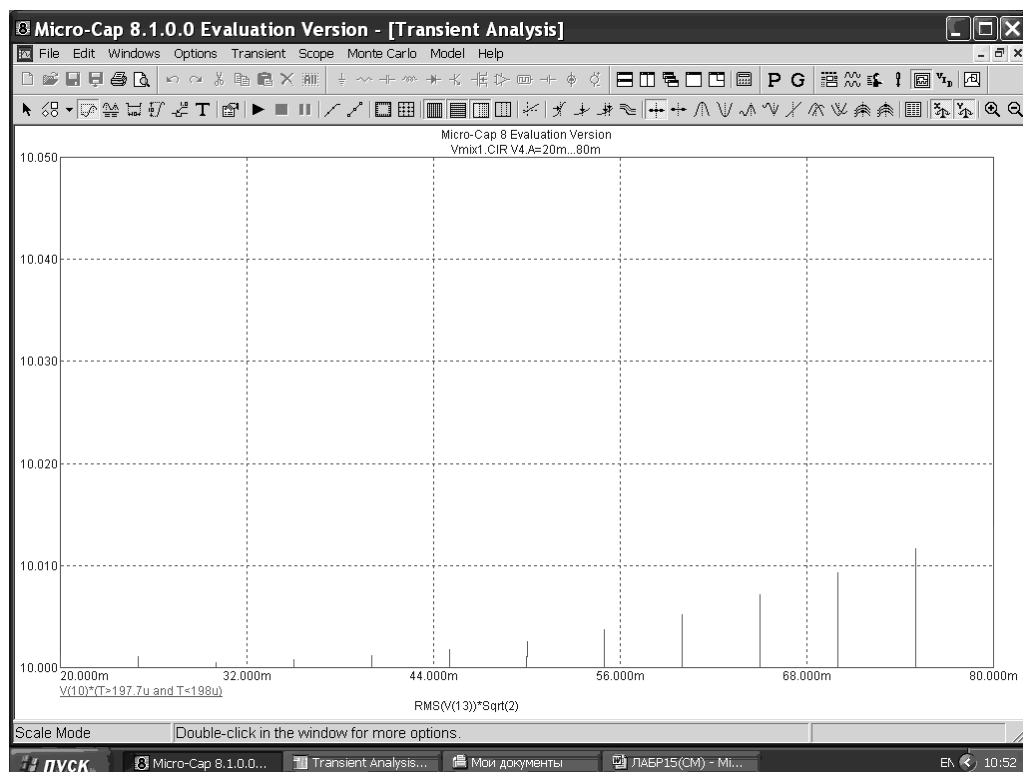


Рис. 15.55

Для выполнения лабораторной работы может быть полезным использование принципиальной схемы преобразователя частоты или ее фрагмента (рис. 15.56).

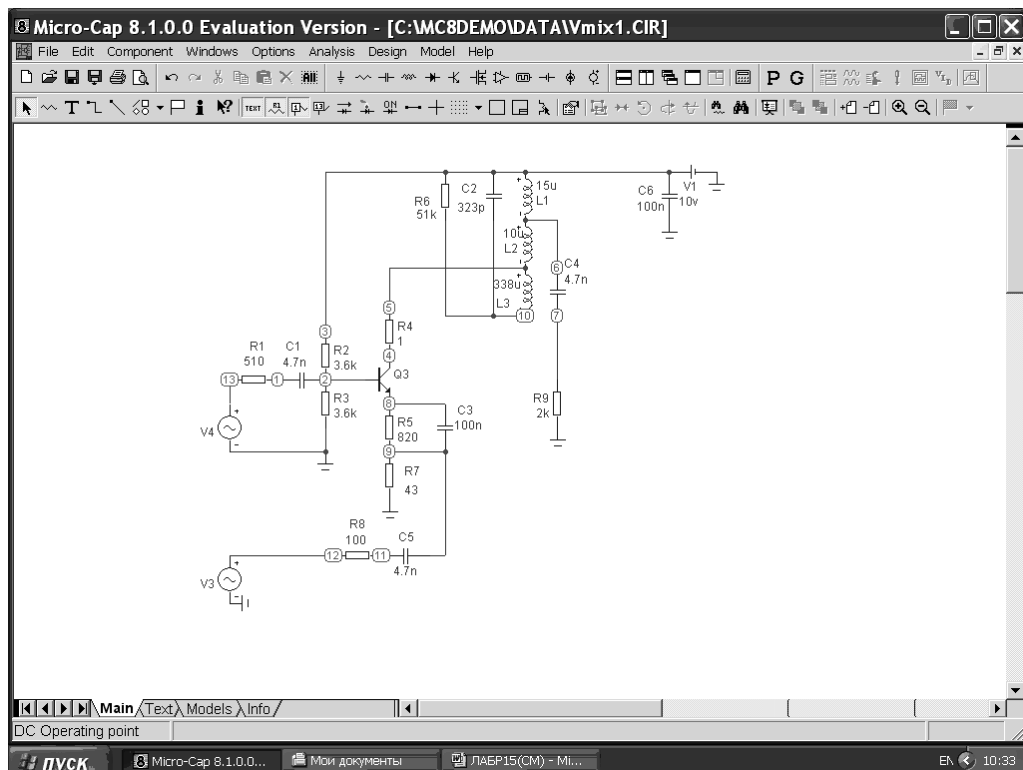


Рис. 15.56

Исследование начните с определения режима транзистора по постоянному току.

Возможность ее использования оцените по углу отсечки на характеристике крутизны.

4 Обработка результатов расчета и эксперимента

Для углов отсечки $\Theta = 90^\circ$ и 180° приведите значения напряжений начального смещения E_0 и амплитуд напряжения гетеродина.

Для угла отсечки $\Theta = 90^\circ$ определите уточненное значение емкости колебательного контура, полосы пропускания по уровню $0,707K_{\text{макс}}$ и амплитуду напряжения сигнала полужеркальной частоты, при которой на контуре возникает напряжение промежуточной частоты. Результаты расчетов эксперимента сведите в таблицу 2.

Таблица 2

Θ , град	E_0 , В	U_r , В	$C2$, пФ	$P_{0,707}$, кВт	$U_{n/3}$, В
90					
180					

Амплитудно-частотная характеристика ПрЧ приводится в виде таблицы 1.

5 Содержание отчета

Отчет должен содержать в себе:

- наименование и цель работы;
- принципиальную схему ПрЧ в режиме усиления, АЧХ;
- принципиальную схему ПрЧ в режиме преобразования АЧХ;
- графики напряжения на контуре ПрЧ от амплитуды напряжения гетеродина, от амплитуды напряжения сигнала, от амплитуды напряжения полужеркальной частоты;
- краткие выводы по работе.

6 Контрольные вопросы

1. Изобразите структурную схему преобразователя частоты и укажите назначение основных элементов.
2. В чем отличие свойств ПрЧ, реализованных на диодах и транзисторах?
3. В какие выводы транзистора включаются источники напряжения входного сигнала и напряжения гетеродина? Какие возможны варианты включения? Достоинства и недостатки каждого из них.
4. Укажите условия проведения анализа свойств ПрЧ. Укажите причины ограничений и их влияние на результаты анализа.
5. Запишите выражение для коэффициента передачи ПрЧ при использовании одиночного колебательного контура в коллекторной цепи. От каких параметров устройства зависит величина коэффициента передачи?
6. Что является причиной появления побочных каналов приема? Какие каналы оказывают наибольшее влияние и как это проявляется?
7. Что такое «канал прямой передачи»? Какое влияние он оказывает на прием сигнала?
8. Что такое «зеркальный» и «полужеркальный» каналы приема? Их положение на частотной характеристике ПрЧ.
9. Изобразите амплитудно-частотную характеристику ПрЧ. Поясните ее характер.
10. Укажите причину возникновения и способы борьбы с «зеркальным каналом»? Возможно ли построение одноконтурного ПрЧ без «зеркального канала»?

11. Перечислите способы борьбы с побочными каналами приема. Укажите наиболее эффективные из них.

12. Что такое «нелинейный режим» работы ПрЧ? К чему приводит работа в таком режиме?

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Принцип построения преобразователя

Преобразование частоты — перенос спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую область без изменения вида и параметров модуляции.

Преобразование частоты реализуется в смесителе, содержащем нелинейный элемент, или один из параметров которого, изменяется. Результатом воздействия на смеситель двух гармонических составляющих является перемножение напряжений сигнала $u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ и напряжения гетеродина $u_r = U_r \cos \omega_r t$ (вспомогательного генератора в структуре приемника).

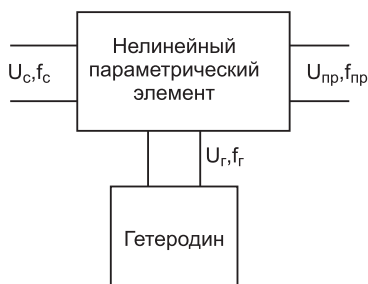


Рис. 15.57

Комбинационная составляющая, обычно разностной частоты, является полезным продуктом и выделяется фильтром промежуточной частоты

$$\omega_{\text{пр}} = 0,5 U_c U_r \cos((\omega_c - \omega_r)t + \varphi_c).$$

Разностная составляющая $(\omega_c - \omega_r)$ соответствует сдвигу частот в область более низких частот (рис. 15.57). Использование суммарной составляющей $(\omega_c + \omega_r)$ означает перенос спектра радиосигнала в область более высоких частот.

Закон преобразования сигнала имеет вид

$$u_{\text{пр}}(t) = T(t)u_c(t), \quad (15.51)$$

где $T(t)$ — нестационарный системный оператор, зависящий от времени. Сохранение линейности системы позволяет использовать принцип суперпозиции для комбинации входных сигналов

$$T(t)[\alpha_1 u_{c1} + \alpha_2 u_{c2}] = \alpha_1 T(t)u_{c1} + \alpha_2 T(t)u_{c2},$$

при любых постоянных α_1 и α_2 .

Цепи, подчиняющиеся закону (15.51) называют параметрическими. Отличительной чертой параметрической цепи является наличие вспомогательного источника колебаний, управляющего параметрами элементов. Параметрическими элементами могут выступать резисторы $R(t)$, конденсаторы $C(t)$, индуктивности $L(t)$. В качестве нелинейных или параметрических элементов, которые называют смесителем, используют транзисторы (биполярные, полевые), диоды (туннельные, обычные, обращенные) — параметрическая проводимость, варикапы — как параметрическая емкость.

Напряжение на выходе смесителя, пропорциональное изменению входного сигнала $u_c(t)$, возникает лишь при $T(t)$, являющимся коэффициентом пропорциональности, зависящем от времени (15.51). Технически это реализуется при малой амплитуде входного сигнала U_c по сравнению с амплитудой напряжения гетеродина, $U_c \ll U_r$.

Выходной ток смесителя определяется как

$$i(t) = G(t)u_c(t), \quad (15.52)$$

где $G(t)$ — дифференциальная проводимость смесителя.

Представим дифференциальную проводимость смесителя, управляемую напряжением гетеродина, разложением в ряд Фурье

$$G(t) = G_0 + G_1 \cos \omega t + G_2 \cos 2\omega t + G_3 \cos 3\omega t + \dots \quad (15.53)$$

При гармоническом входном воздействии

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad (15.54)$$

подставляя (15.53), (15.44) в (15.52) и, учитывая тригонометрическую формулу

$$\cos \alpha \cos \beta = (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))/2 \quad (15.55)$$

выражение для выходного тока смесителя

$$i(t) = G_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + \frac{1}{2} G_1 U_c \cos(\omega_c \pm \omega_r) t + \varphi_c + \\ + \frac{1}{2} G_2 U_c \cos(\omega_c \pm 2\omega_r) t + \varphi_c + \dots \quad (15.56)$$

Составляющая выходного тока, обусловленная постоянной составляющей проводимости G_0 не обеспечивает переноса спектра входного сигнала на промежуточную частоту (сохраняется с частотой ω_c ; является причиной появления канала прямой передачи при $\omega_c = \omega_{np}$). Полезный продукт:

$$\omega_c \pm \omega_r, \omega_c \pm 2\omega_r, \dots, \quad (15.57)$$

выделяемый из бесконечного множества комбинационных составляющих, является продуктом преобразования, следствием изменения проводимости смесителя под действием напряжения гетеродина, и создается первой, второй и т. д. составляющими (15.53).

Простейший вариант построения резистивной параметрической цепи, реализующей (15.52), достигается применением двухполюсника (например, диода) в качестве $G(t)$ с вольтамперной характеристикой $i = f(u)$. При подключении к нему двух напряжений сигнала $u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ и гетеродина $u_r = U_r \cos \omega_r t$ ($U \gg U_r$) и разложением в ряд Тейлора вольтамперной характери-

стики (ВАХ) диода относительно мгновенного значения управляющего напряжения (u_r) ток диода:

$$i = i(u_c + u_r) = i(u_r) + i'(u_r)u_c + 1/2 i''(u_r)u_c^2 + \dots \quad (15.58)$$

Полезная составляющая тока промежуточной частоты (комбинационная составляющая):

$$i \approx i'(u_r(t))u_c = G_d(u_r(t))u_c,$$

где G_d — дифференциальная проводимость диода.

Использование реактивной составляющей проводимости варикапа, в качестве управляемого параметра двухполюсника, приводит к похожим результатам.

7.2 Основы линейной теории преобразователя частоты

В транзисторном преобразователе частоты (рис. 15.56) с отдельным гетеродином сигнала поступает на базу транзистора Q3, являющегося смесителем, а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера через конденсатор С3. Нагрузкой является колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту. Эта схема отражает вид обобщенной структурной схемы преобразователя частоты, представленной на рис. 15.58.

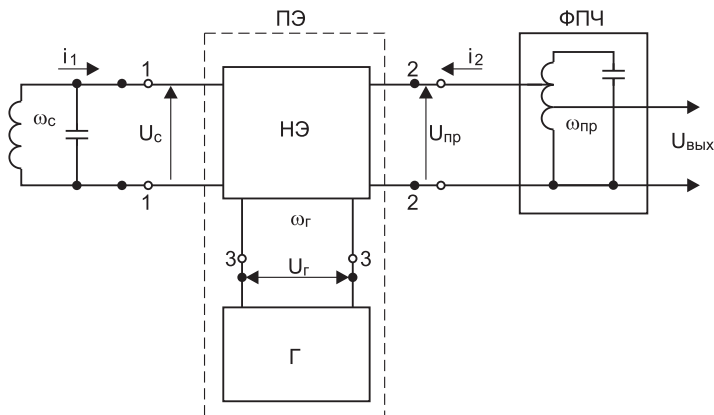


Рис. 15.58

Напряжение входного сигнала u_c поступает на нелинейный элемент (НЭ) — смеситель с входного колебательного контура (точки 1—1), входящего в состав преселектора радиоприемного устройства. Напряжение гетеродина, подаваемого в точки 3—3 нелинейного элемента, служит для управления каким-либо параметром НЭ и может являться единым устройством в случае совмещения свойств генератора колебаний и смесителя (преобразовательный элемент — ПЭ). Фильтр, включенный к точкам 2—2, выделяет полезную составляющую из тока НЭ, создающую на выходе ПрЧ — напряжение промежуточной частоты.

Смеситель (НЭ) является 6-полюсником на котором действуют напряжения сигнала u_c , гетеродина u_r , напряжение промежуточной частоты u_{np} и постоянное напряжение, определяющее режим работы НЭ. Анализ работы ПрЧ проведем при следующих условиях:

- напряжения, на всех входах 6-полюсника, гармонические

$$\begin{aligned} u_c &= U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c); \\ u_r &= U_r \cos \omega_r t; \\ u_{np} &= U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}). \end{aligned} \quad (15.59)$$

Включенные на входе и выходе НЭ колебательные контуры позволяют не учитывать влияние других комбинационных частот, действующих на соответствующих зажимах НЭ.

Указанные ограничения дают возможность понять принцип работы ПрЧ и получить его основные характеристики:

- амплитуда напряжения гетеродина значительно больше амплитуд напряжения сигнала и промежуточной частоты:

$$\begin{aligned} U_r &\gg U_c; \\ U_r &\gg U_{np}, \end{aligned} \quad (15.60)$$

что достаточно точно соответствует реальным условиям, так как входной сигнал, поступающий от преселектора, достаточно мал и основное усиление происходит в тракте промежуточной частоты (после преобразователя). В этом случае преобразовательный элемент является линейным по отношению к напряжению сигнала и напряжению промежуточной частоты и нелинейным относительно напряжения гетеродина;

- не учитываются инерционные свойства НЭ, что справедливо для широкого класса ПрЧ, когда частота входного воздействия значительно ниже предельной частоты электронных приборов и позволяет пренебречь реактивными параметрами активных элементов (транзисторов, диодов).

Для безэнерционного НЭ входной (i_1) и выходной (i_2) токи определяются статическими ВАХ

$$i_1 = f_1(u_r, u_c, u_{np}); \quad (15.61)$$

$$i_2 = f_2(u_r, u_c, u_{np}). \quad (15.62)$$

Поскольку напряжения сигнала и промежуточной частоты малы (15.60), то выходной ток (15.62) можно аппроксимировать рядом Тейлора, по двум переменным u_c , u_{np} , ограничиваясь линейными членами разложения

$$i_2 = f_2(u_c, u_{np}, u_r) \approx f_2(u_r) + \frac{\partial f_2(u_r)}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_2(u_r)}{\partial u_{np}} u_{np}, \quad (15.63)$$

где

$$f_2(u_r) = i_{\text{вых}}(u_r) = i_{2r}(t), \quad (15.64)$$

ток на выходе НЭ, обусловленный действием напряжения гетеродина и постоянным напряжением (содержит только составляющие к ω_r).

$$\frac{\partial f_2(u_r)}{\partial u_c} = \frac{\partial i_{\text{вых}}(u_r)}{\partial u_c} = Y_{21}(t) = S(t), \quad (15.65)$$

дифференциальная проводимость (крутизна) прямой передачи, изменяющаяся с частотой ω_r .

$$\frac{\partial f_2(u_r)}{\partial u_{\text{пр}}} = \frac{\partial I_{\text{вых}}(u_r)}{\partial u_{\text{пр}}} = Y_{22}(t) = g_{22}(t), \quad (15.66)$$

дифференциальная выходная проводимость преобразователя, изменяющаяся с частотой ω_r .

Из (15.59) следует, что напряжение гетеродина является четной периодической функцией, поэтому выражения для тока $i_{2r}(t)$ и крутизны (15.65) можно представить разложением в ряд Фурье по четным функциям с частотой гетеродина:

$$i_{2r}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_r t; \quad (15.67)$$

$$S(t) = \sum_{k=0}^{\infty} S_k \cos k\omega_r t \quad (15.68)$$

при $k\omega_r > \omega_c$

$$g_{22}(t) = \sum_{m=0}^{\infty} g_{22m} \cos m\omega_r t. \quad (15.69)$$

Подставляя (15.64)—(15.69) в (15.63) и учитывая (15.55), получим:

$$\begin{aligned} i_2 &= \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_r t + \sum_{k=0}^{\infty} S_k U_c \cos k\omega_r t \cos(\omega_c t) + \sum_{m=0}^{\infty} g_{22} U_{\text{пр}} \cos m\omega_r t \cos(\omega_{\text{пр}} t) = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} I \cos n\omega_r t + 1/2 \sum_{k=0}^{\infty} S_k U_c \cos(k\omega_r + \omega_c)t + \cos(k\omega_r - \omega_c)t + \\ &+ 1/2 \sum_{m=0}^{\infty} g_{22m} U_{\text{пр}} \cos(m\omega_r + \omega_{\text{пр}})t + \cos(m\omega_r - \omega_{\text{пр}})t. \end{aligned} \quad (15.70)$$

Как следует из (15.70) перенос сигнала с частотой ω_c на другую частоту, при $k\omega_r > \omega_c$:

$$\omega_{\text{пр}} = k\omega_r + \omega_c; \quad (15.71)$$

$$\omega_{\text{пр}} = k\omega_r - \omega_c, \quad (15.72)$$

при $\omega_c > k\omega_r$

$$\omega_{\text{пр}} = \omega_c - k\omega_r, \quad (15.73)$$

возможен при использовании любой гармоник крутизны. Обычно применяют перенос сигнала вниз ($\omega_{\text{пр}} < \omega_c$), при $k = 1$ (простое преобразование):

$$f_{\text{пр}} = f_r - f_c \text{ (или } f_{\text{пр}} = f_c - f_r).$$

Последнее слагаемое в (15.70) указывает на появление составляющих выходного тока с частотой $f_{\text{пр}}$ при $m = 0$. Это определяется постоянной составляющей выходной дифференциальной проводимости НЭ и характеризует реакцию нагрузки.

Таким образом, для выбранной частоты $f_{\text{пр}}$, из разложения выходного тока (15.70), полезной является только одна составляющая тока промежуточной частоты. Комплексная амплитуда выходного тока промежуточной составляющей

$$I_{\text{вых}} = S_k \underline{U}_c / 2 + g_{220} \underline{U}_{\text{пр}}, \quad (15.74)$$

где $\underline{U}_c = U_c e^{j\varphi_c}$, $\underline{U}_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} e^{j\varphi_{\text{пр}}}$, что справедливо для условия $\omega_c > k\omega_r$ (15.73). Соотношение (15.74) оценивает значение амплитуды полезной составляющей тока на выходе ПрЧ без инверсии спектра входного сигнала (расположение боковых составляющих спектра входного сигнала сохраняется — верхняя боковая полоса остается в перенесенном спектре верхней боковой полосой, нижняя — нижней).

Для условия $k\omega_r > \omega_c$ спектр комплексных амплитуд выходного тока обладает

$$I_{\text{вых}} = S_k \underline{U}_c^* / 2 + g_{220} \underline{U}_{\text{пр}} \quad (15.75)$$

инверсией (боковые полосы в преобразованном сигнале меняются местами), на что указывает фаза напряжения сигнала $\underline{U}_c^* = U e^{-j\varphi_c}$. Это необходимо учитывать при преобразовании стереофонического сигнала или обработке сигнала с однополосной амплитудной модуляцией.

Используя опыты холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ) по входу и выходу НЭ можно определить основные параметры преобразователя.

При КЗ выходе ПрЧ ($U_{\text{пр}} = 0$) из (15.74), (15.75) находим крутизну преобразования

$$S_{\text{пр}} = S_k / 2 \quad (15.76)$$

— коэффициент пропорциональности между амплитудой выходного тока на промежуточной частоте и амплитудой напряжения сигнала на входе при КЗ выходе НЭ (по определению $S = I_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$). Для случая простого преобразования ($k = 1$) $S_{\text{пр}} = S_1 / 2$.

Для случая $k = 0$ (значение крутизны постоянно — определяется постоянной составляющей разложения в ряд Фурье) преобразования не происходит (15.53) и составляющая с частотой $\omega_{\text{пр}}$ не создается, ПрЧ является усилителем входного сигнала.

Выходная проводимость ПрЧ ($g_{22} = I_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$) вычисляется при КЗ входе ($U_c = 0$) определяется постоянной составляющей (15.74, 15.75) проводимости (составляющая с частотой $f_{\text{пр}}$ существует только при $m = 0$):

$$g_{22 \text{ пр}} = g_{220} = 1/R_{i \text{ пр}} \quad (15.77)$$

и часто называется внутренней собственной проводимостью, обратной внутреннему сопротивлению преобразователя.

Внутренний коэффициент усиления преобразователя:

$$\mu_{\text{пр}} = S_{\text{пр}}/g_{22 \text{ пр}} = S_{\text{пр}}R_{i \text{ пр}}. \quad (15.78)$$

Как следует из (15.61) в ПрЧ наряду с прямым возникает и обратное преобразование т. е. появление на его входе составляющей с частотой сигнала f_c при наличии составляющей с частотой $f_{\text{пр}}$ в нагрузке смесителя. Используя рассмотренную ранее методику анализа ПрЧ для прямого преобразования (15.63) и разложив входной ток в ряд Тейлора по двум переменным u_c , $u_{\text{пр}}$ и, ограничиваясь линейными членами, получим:

$$i_1 = f_1(u_r) + \frac{\partial f_1}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_1}{\partial u_{\text{пр}}} u_{\text{пр}}, \quad (15.79)$$

где:

$$f_1(u_r) = i_{\text{вх}}(u_r) = i_{1r} \quad (15.80)$$

— входной ток смесителя при действии напряжения гетеродина;

$$\frac{\partial f_1}{\partial u_c} = \frac{\partial i_{\text{вх}}(u_c)}{\partial u_c} = Y_{11}(t) \quad (15.81)$$

— дифференциальная входная проводимость НЭ;

$$\frac{\partial f_1}{\partial u_{\text{пр}}} = \frac{\partial i_{\text{вх}}(u_{\text{пр}})}{\partial u_{\text{пр}}} = Y_{12}(t) \quad (15.82)$$

— дифференциальная проводимость обратной передачи.

Представляя (15.81), (15.82) разложениями в ряд Фурье и учитывая (15.55), получим значения комплексных амплитуд входного тока НЭ:

$$I_c = g_{110} U_c + S_{\text{обр}} U_{\text{пр}}, \quad (15.83)$$

где g_{110} — дифференциальная входная проводимость НЭ на частоте сигнала и определяется как $g_{110} = I_c/U_c$, при $U_{\text{пр}} = 0$ (КЗ на выходе смесителя).

Очевидно, что обратное преобразование отсутствует при $S_{\text{обр}} = 0$, $g_{110} = 0$.

Система уравнений (15.74) и (15.83) описывает некоторый эквивалентный 4-полюсник (ПЭ) преобразовательный элемент (НЭ объединенный с гетеродином) линейной системой Y параметров:

$$I_1 = Y_{11} U_c + Y_{12} U_{\text{пр}}; \quad (15.84)$$

$$I_2 = Y_{21} U_c + Y_{22} U_{\text{пр}}.$$

По форме система линейных уравнений, описывающих ПрЧ, совпадает с описанием усилительного каскада, где параметры усилительного элемента заменены параметрами преобразователя.

Комплексный коэффициент передачи преобразователя:

$$\underline{K}_{\text{пр}} = \underline{U}_{\text{пр}} / \underline{U}_c.$$

Напряжение на нагрузке ПрЧ:

$$\underline{U}_{\text{пр}} = -\underline{I}_{\text{пр}} \underline{Z}_n, \quad (15.85)$$

с учетом фазы между выходным током и напряжением на нагрузке, тогда комплексный коэффициент передачи:

$$\underline{K} = - \frac{(S_{\text{пр}} \underline{U}_c + g_{220} \underline{U}_{\text{пр}}) \underline{Z}_n}{\underline{U}_c} = - \frac{\underline{\mu}_{\text{пр}}}{1 + R_{i\text{пр}} \underline{Y}_n}, \quad (15.86)$$

где $\underline{Y}_n = 1/\underline{Z}_n$.

Коэффициент усиления (15.86) зависит от частоты, поскольку сопротивление нагрузки изменяется с изменением от частоты. Если нагрузкой является колебательный контур, то максимальное усиление будет при резонансе, т. е. когда

$$\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{пр } o}. \quad (15.87)$$

Тогда частоты сигнала, при которых существует резонанс выходного контура:

$$\omega_{c \ o} = \omega_{\text{пр } o} - k\omega_r, \text{ при } \omega_{\text{пр } o} > k\omega_r; \quad (15.88)$$

$$\omega_{c \ o} = k\omega_r - \omega_{\text{пр } o}, \text{ при } \omega_{\text{пр } o} < k\omega_r; \quad (15.89)$$

$$\omega_{c \ o} = k\omega_r + \omega_{\text{пр } o}. \quad (15.90)$$

Отсюда видно, что для фиксированных значений частоты гетеродина и резонансной частоты выходного контура резонанс наступает для нескольких значений частоты сигнала, что отличает преобразователь частоты от резонансного усилителя.

7.3 Побочные каналы приема

Поскольку в супергетеродинных преемниках обычно $kf_r > f_{\text{пр } o}$, то как следует из (15.89), (15.90) на частотах входного сигнала:

$$f_{c \ o} = kf_r \pm f_{\text{пр } o} \quad (15.91)$$

получается резонанс, при крутизне преобразователя $S_{\text{пр}} = S_k/2$, зависящей от номера гармоники. Частотная характеристика преобразователя — зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала имеет вид (рис. 15.59).

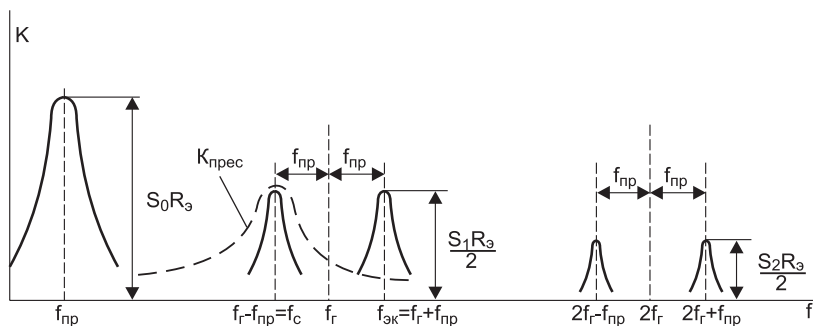


Рис. 15.59

Значение модуля коэффициента усиления $K_{\text{пр}0}$ на частотах входного сигнала (15.91), обеспечивающего резонанс в нагрузке, $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} = 1/G_{\text{н}}$ имеет вид

$$K_{\text{пр}0} = \frac{\mu_{\text{пр}}}{1 + R_{\text{iпр}} G_{\text{н}}} = \frac{S_{\text{пр}} R_{\text{н}}}{1 + R_{\text{н}}/R_{\text{iпр}}} = S_{\text{пр}} R_{\text{э}}, \quad (15.92)$$

где $R_{\text{э}} = R_{\text{н}}/(1 + R_{\text{н}}/R_{\text{iпр}})$.

Как видно из рис. 15.59 напряжение на выходе ПрЧ появляется при воздействии на его входе сигналов с частотами, при которых выходное напряжение находится в полосе пропускания выходного колебательного контура. Напряжение на выходе ПрЧ появляется различными путями за счет использования различных составляющих, периодически изменяющейся крутизны НЭ. Составляющая на частоте $f_{\text{с}} = f_{\text{пр}0}$, которая получается согласно (15.70) при $k = 0$ и дает наибольшее напряжение на нагрузке без преобразования частоты при крутизне S_0 , определяемой крутизной в рабочей точке на статической ВАХ.

Сигналы с частотами $f_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}0}$ принимаются (создают на выходе ПрЧ промежуточную частоту) за счет использования первой гармоники крутизны S_1 , а сигнал $2f_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}0}$ за счет использования второй гармоники крутизны S_2 и т. д. Таким образом, возможно одновременное усиление сигналов на промежуточной частоте из различных частотных каналов.

Используя, например, в качестве основного канал с частотой $f_{\text{с}} = f_{\text{г}} - f_{\text{пр}0}$, остальные считаем дополнительными, паразитными. Для симметрично расположенного относительно частоты $f_{\text{г}}$ канала с частотой $f_{\text{эк}} = f_{\text{г}} + f_{\text{пр}0}$, называемого зеркальным, напряжение на выходе ПрЧ создается с таким же коэффициентом передачи, как и для основного канала, определяемого крутизной S_1 .

Дополнительные каналы приема у преобразователя приводят к тому, что вместе с полезной станцией, супергетеродинный приемник принимает ряд мешающих станций, работающих на различных частотах. Для уменьшения вредного воздействия мешающих станций надо выбирать режим работы НЭ, при котором крутизна преобразователя для дополнительных каналов была мала. Поскольку крутизна преобразования для основного и зеркального каналов одинакова, то необходимо устанавливать на входе ПрЧ избирательную систему, которая уменьшает напряжение частоты зеркального канала. Одновременно она ослабляет и другие побочные каналы. Это осуществляется в

преселекторе, устройстве установленном до преобразователя и осуществляющего предварительную фильтрацию полезного сигнала.

Дополнительные каналы приема приводят к искажениям принимаемого сигнала даже при наличии лишь одного передатчика, так как если основной канал вследствие умножения на НЭ преселектора частично или полностью совпадает с частотой одного из дополнительных каналов, это приводит к появлению напряжения промежуточной частоты, полученного двумя путями. Это приводит к интерференционным искажениям в виде биений и при приеме телефонных сигналов искажений в виде свистов. Избавиться от интерференционных искажений с помощью преселектора невозможно. Уменьшить их можно выбором промежуточной частоты, при которой исключается совпадение частот основного и побочных каналов приема (гармоники и субгармоники промежуточной частоты не должны попадать в диапазон принимаемых частот).

Для достаточно малых уровней входного сигнала роль побочного канала может выполнять канал прямого прохождения, когда $f_c \approx f_{\text{про}}$.

При уровнях сигнала на входе ПрЧ требующих описания его свойств нелинейной моделью, недостаточно ограничиваться линейными членами разложения выходного тока в ряд Тейлора (15.63) и требуется учитывать члены более высоких порядков. Воздействие достаточно большого уровня входного сигнала, сравнимого с уровнем напряжения гетеродина, приводит к возникновению нелинейных искажений по частоте сигнала (появление гармоник на частотах кратных частоте сигнала). Напряжение на выходе ПрЧ будет определяться частотными составляющими:

$$\omega_{\text{пр}} = k\omega_r + m\omega_c, \text{ при } k\omega_r < \omega_{\text{пр}}; \quad (15.93)$$

$$\omega_{\text{пр}} = k\omega_r - m\omega_c, \text{ при } k\omega_r > \omega_{\text{пр}}; \quad (15.94)$$

$$\omega_{\text{пр}} = m\omega_c - k\omega_r. \quad (15.95)$$

Поскольку в супергетеродинных приемниках обычно $\omega_r > \omega_{\text{пр}}$, то (15.93) принимать во внимание не будем. Для полосового фильтра на выходе ПрЧ, реализованного в виде одиночного колебательного контура, условием появления выходного напряжения является $\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{про}}$. Это позволяет получить значения частот сигнала $\omega_{\text{с о}}$, при которых возможно появление напряжения промежуточной частоты в полосе пропускания колебательного контура (из (15.93), (15.95)):

$$\omega_{\text{с о}} = \frac{k\omega_r \pm \omega_{\text{про}}}{m}. \quad (15.96)$$

Очевидно, что это приводит к появлению дополнительных паразитных каналов приема, при $m \neq 1$. При $k = m = 2$ возникает два паразитных канала приема полужеркальной частоты $f_{\text{пз}} = f_r \pm 1/2f_{\text{пр}} = f_c \pm 1/2f_{\text{пр}}$. Полужеркальный канал очень близок к частоте полезного сигнала и его трудно подавить в преселекторе.

Уменьшение уровня входного сигнала и выбор режима работы НЭ позволяет снизить число дополнительных каналов приема, Этого же эффекта достигают применением достаточно избирательных преселекторов.

Повысить степень подавления главных паразитных каналов приема $f_{\text{пр}}$, $f_{\text{зк}}$, $f_{\text{пз}}$ можно используя двойное преобразование частоты, когда относительно высокая первая промежуточная частота $f_{\text{пр1}}$ позволяет подавить зеркальный канал применением достаточно простой схемы преселектора (часто неперестраиваемой даже в диапазонных приемниках). Сравнительно низкая вторая промежуточная частота $f_{\text{пр2}}$ облегчает формирование требуемой АЧХ фильтра в нагрузке ПрЧ₂ (подавление соседних каналов).

При приеме АМ сигнала воздействие на ПрЧ достаточно мощной помехи приводит к появлению амплитудной модуляции полезного сигнала помехой — возникновению перекрестной модуляции. Это приводит к прослушиванию мешающей станции.

8 Литература

1. Радиопремные устройства / Под ред. проф. Н. Н. Фомина. М.: Радио и связь. 2003.
2. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. В 4-х вып. — М.: РиС, 1992.
3. Головин О. В. Радиоприемные устройства. М.: ВШ, 1997. С. 153—174.
4. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. М.: Горячая линия—Телеком, 2003. 364 с.
5. <http://WWW.spectrum-soft.com/demoform.shtml> (адрес в Internet для получения студенческой версии ССМ МС).

Лабораторная работа № 16

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

1 Цель работы

Изучение свойств резонансного усилителя на биполярном транзисторе и исследование влияния величины связи контура с транзистором и нагрузкой на его усилительные и избирательные свойства; исследование влияния внутренней обратной связи в транзисторе на технические характеристики предыдущего каскада с применением системы схемотехнического проектирования Micro Cap 8 (MC8).

2 Задание по расчетной части

Для второго каскада двухкаскадного резонансного усилителя на биполярных транзисторах (рис. 16.2):

2.1. Рассчитать коэффициенты включения $n_{\text{согл}}$, обеспечивающие согласование контура с нагрузкой, а также коэффициент усиления и полосу пропускания (по уровню 0,707) для каждого из коэффициентов включения транзистора Q2 в контур $m = 1,0; 0,5; 0,3; 0,1$.

2.2. Определить оптимальные коэффициенты включения $m_{\text{опт}}$ и $n_{\text{опт}}$ транзистора Q2 и нагрузки (R11) и соответствующий им коэффициент усиления по напряжению для полосы пропускания (по уровню 0,707) 12 кГц.

3 Задание на компьютерное моделирование

3.1. Произвести экспериментальную проверку результатов расчета $n_{\text{согл}}$ в п. 2.1 и величины коэффициента усиления и полосы пропускания второго каскада резонансного усилителя.

3.2. Оценить коэффициент усиления и полосу пропускания второго каскада резонансного усилителя для $m_{\text{опт}}$ и $n_{\text{опт}}$, рассчитанных в п. 2.2.

3.3. Для $m = 0.5$ и $n = n_{\text{согл}}$ оценить влияние внутренней ОС транзистора Q2 на частотные свойства первого каскада по сравнению со случаем отсутствия обратной связи ($m = 0$).

4 Методические указания по выполнению работы

Исследование свойств компьютерной модели усилителя предполагает:

- что студенты знакомы с основами работы операционной системы WINDOWS 98(или более поздними версиями);
- имеют доступ к сети INTERNET и в состоянии по указанному в п. 7 настоящего описания адресу получить инсталляционные файлы студенческой версии программы mc8demo.exe (или приобрести эту программу на CR дисках).

После установки и запуска программы mc8demo.exe в верхней части экрана монитора появляется окно главного меню с панелью команд (рис. 16.1).

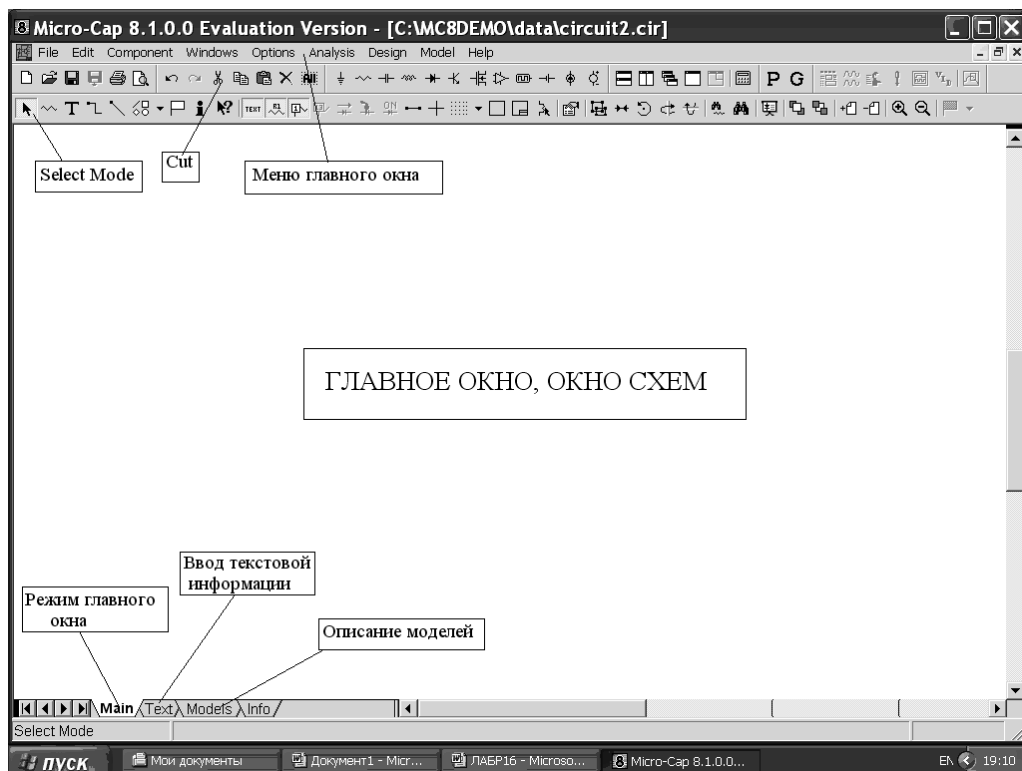


Рис. 16.1

Затем необходимо загрузить принципиальную схему транзисторного двухкаскадного усилителя, находящегося в файле VRLCAM.CIR. Для этого выбирают режим FILE основного меню, на выпадающем подменю OPEN в папке DATA отыскивают файл VRLCAM.CIR и нажимают на кнопку ОТКРЫТЬ. В центральном окне должна появиться принципиальная схема двухкаскадного резонансного усилителя, приведенная на рис. 16.2. Следует убедиться в соответствии параметров вызванной схемы и приведенной в описании. Для этого необходимо сопоставить тип и значения номиналов элементов, приведенных на принципиальной схеме описания и представленных на экране из файла

VRLCAM.CIR. (При отсутствии файла VRLCAM в полученных методических материалах необходимо ввести принципиальную схему (рис. 16.2) исследуемого усилителя самостоятельно. Для этого в меню главного окна выбирают команду FILE, затем в выпадающем меню строку New и последовательно вводят элементы принципиальной схемы описания).

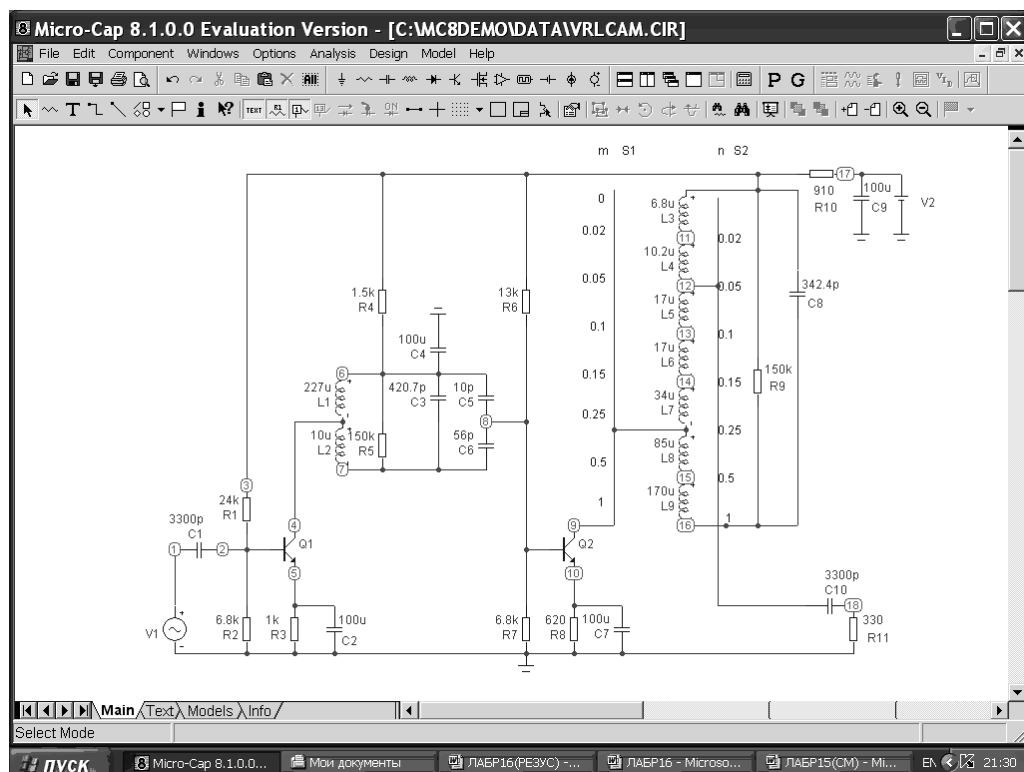


Рис. 16.2

В лабораторной работе исследуются свойства двухкаскадного резонансного усилителя на транзисторах КТ 316Д. К одиночным колебательным контурам в коллекторных цепях как первого, так и второго каскада, частично подключены выходное сопротивление транзистора с одной стороны и нагрузки — с другой. Для первого каскада роль нагрузки выполняет входное сопротивление второго каскада, а для второго каскада нагрузкой является сопротивление R_{11} . Входное воздействие — гармонический сигнал с частотой 465 кГц, на который настроены оба контура усилителя. Сопротивления R_5 и R_9 отражают собственные потери в реальных контурах и являются сопротивлением R_{oe} контура на резонансной частоте. Частичное включение в контур первого каскада со стороны транзистора Q_1 обеспечивается автотрансформаторным включением, а со стороны транзистора Q_2 — емкостным делителем C_5 и C_6 . Во второй контур выходное сопротивление транзистора Q_2 включается с заданным коэффициентом включения m , выбираемым переключателем S_1 , а нагрузка — с коэффициентом включения n , выбираемым переключателем S_2 .

Режим работы транзистора Q1 по постоянному току $I_{\text{к01}} = 1 \text{ мА}$, а транзистора Q2 — $I_{\text{к02}} = 3 \text{ мА}$, и напряжения $U_{\text{кэ0}}$, примерно 5–7 В, обеспечивается R3 и R4, а также R8 и R10, соответственно. Напряжение $U_{\text{бэ0}}$ задается делителями R1, R2 и R6, R7 для транзисторов Q1 и Q2, соответственно. Стабилизация режима работы транзисторов по постоянному току обеспечивается резисторами R3 и R8 за счет отрицательной обратной связи. Параметры контуров и транзисторов для указанных рабочих режимов представлены в приложении.

При необходимости коррекции некоторых элементов принципиальной схемы необходимо вначале удалить соответствующий элемент (компонент), нажав левой кнопкой мыши стрелку в третьей строчке окна главного меню, активизировать режим Select Mode редактирования элементов или компонентов схемы. Затем, подведя курсор к компоненту, щелкнуть левой кнопкой мыши. При этом подсвечивается, обычно зеленым цветом, компонент или соответствующий текст на принципиальной схеме и затем, войдя в режим EDIT, выбирают CUT и удаляют необходимые атрибуты. Трудности при удалении элементов или вводе новых, а также другие вопросы, возникающие в процессе моделирования, устраняются при обращении к программе HELP главного меню.

Применяемые в принципиальной схеме наиболее часто встречающиеся компоненты (конденсаторы, резисторы, индуктивности) размещены на второй строчке меню главного окна. Выбрав курсором необходимый компонент, активизируют пиктограмму левой кнопкой мыши. Установив курсор в нужном месте окна редактора схем, нажимают левую кнопку мыши. При отпускании левой кнопки местоположение компонента фиксируется, и в ниспадающем меню (рис. 16.3) появляется название компонента и предложение присвоить ему позиционное обозначение PART (предлагаемое обозначение может быть изменено на любое при активизации указанной строки левой кнопкой мыши).

Перемещение компонента на экране производится при нажатой левой кнопке, а при необходимости изменить положение компонента щелкают правой кнопкой при нажатой левой кнопке.

Затем указывается величина VALUE компонента. Присвоенное компоненту обозначение и величина будут изображаться в главном окне при вводе принципиальной схемы, если подсвеченный параметр помечен галочкой SHOW (рис. 16.3). При вводе значения параметров допускается использование масштабных коэффициентов:

Значение	6 10	3 10	–3 10	–6 10	–9 10	–12 10	–15 10
Префикс	MEG	K	M	U	N	P	F
Степ.форма	10E+6	10E+3	10E-3	10E-6	10E-9	10E-12	10E-15

Масштабный коэффициент может содержать и другие дополнительные символы, которые программа игнорирует. То есть величина емкости в 5 пФ может быть введена: 5 PF или 5 P или 5E-12. В ниспадающем меню может вводиться информация о мощности, рассеиваемой на компоненте, типе кор-



Рис. 16.3

пуса, стоимости, что необходимо для дальнейшего использования в программе PCAD при разработке топологии печатной платы и оценке стоимости устройства (если это предполагается в задании). Подтверждением окончания ввода любого компонента является нажатие клавиши OK. Если какие-либо сведения введены неверно, то нажатие кнопки Cancel отменяет всю введенную о компоненте информацию.

Транзистор типа NPN, который выбирается пиктограммой на второй строчке главного меню, устанавливается в схему, как описывалось ранее, и затем на ниспадающем меню выбираются: PART позиционное обозначение компонента, его тип VALUE и MODEL — используемый транзистор KT316D (рис. 16.4).

Поскольку в библиотеке транзисторов, предлагаемых в активированном окне справа, нет транзистора KT 316D, то необходимо ввести параметры модели транзистора в подсвеченных окнах числового массива Source: Local text area of C:\MC8DEMO\DATA\VRLCAM, предварительно нажав кнопку New (рис. 16.4) (вместо представленных на рисунке):

IS = 3.306F, BF = 153.6, VAF = 86.3, IKF = 2.47, ISE = 3.306F, NE = 1.36, BR = 3.375, VAR = 40, IKR = 0.85, ISC = 33.2F, NC = 2, RB = 23.2, RC = 1.345, CJE = 30.64P, VJE = 0.69, MJE = 0.33, CJC = 18.71P, VJC = 0.69, MJC = 0.31, FC = 0.5, TF = 267.9P, XTF = 2, VTF = 65, ITF = 0.785, TR = 58.87N, EG = 1.11, XTB = 1.5, XTI = 3.

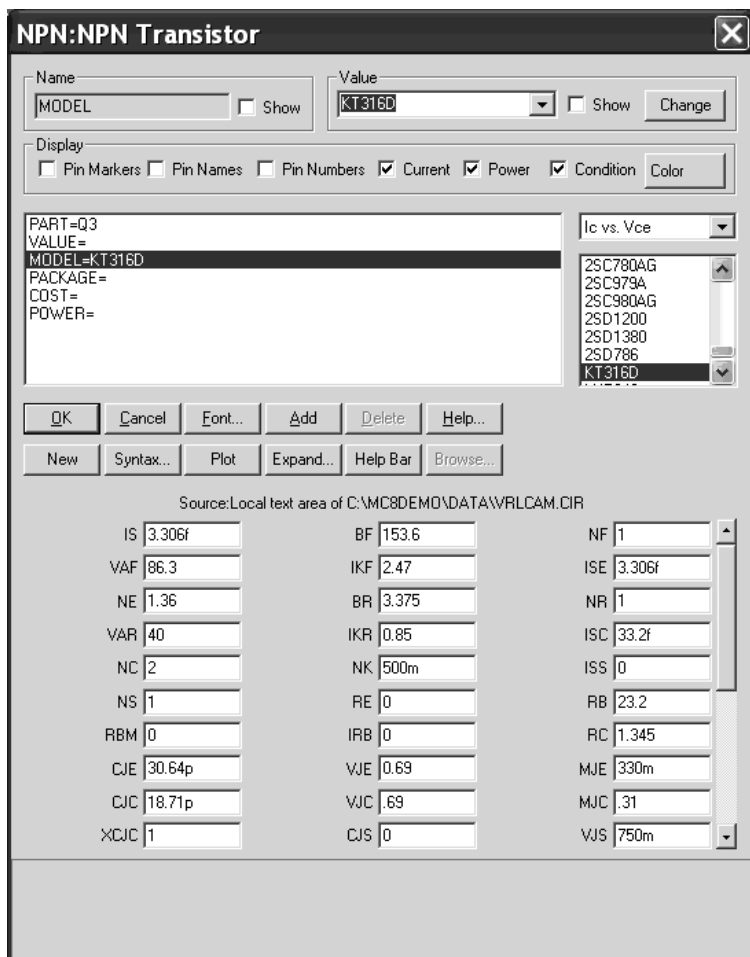


Рис. 16.4

Модель генератора гармонических сигналов выбирается на панели компонентов главного окна, присваивая обозначение PART (V1) и тип модели MODEL SG. Параметры модели F, A, DC и т. д. вводятся в соответствии с рис. 16.5.

Величина напряжения источника питания V2 принимается равной 12В. Подключение его в схему должно проводиться с учетом типа проводимости транзистора.

Соединительные линии между элементами схемы прочерчивают, используя кнопку ввода ортогональных проводников Wire Mode на панели инструментов (рис. 16.6).

Ввод индуктивности осуществляется входом в режим Component окна схем с последующим выбором на закладке Analog Primitives, затем Passive Components и Inductor (рис. 16.7).

Повторный ввод индуктивности упрощается и осуществляется выбором команды Component во второй строке меню главного окна и на выпадающем



Рис. 16.5

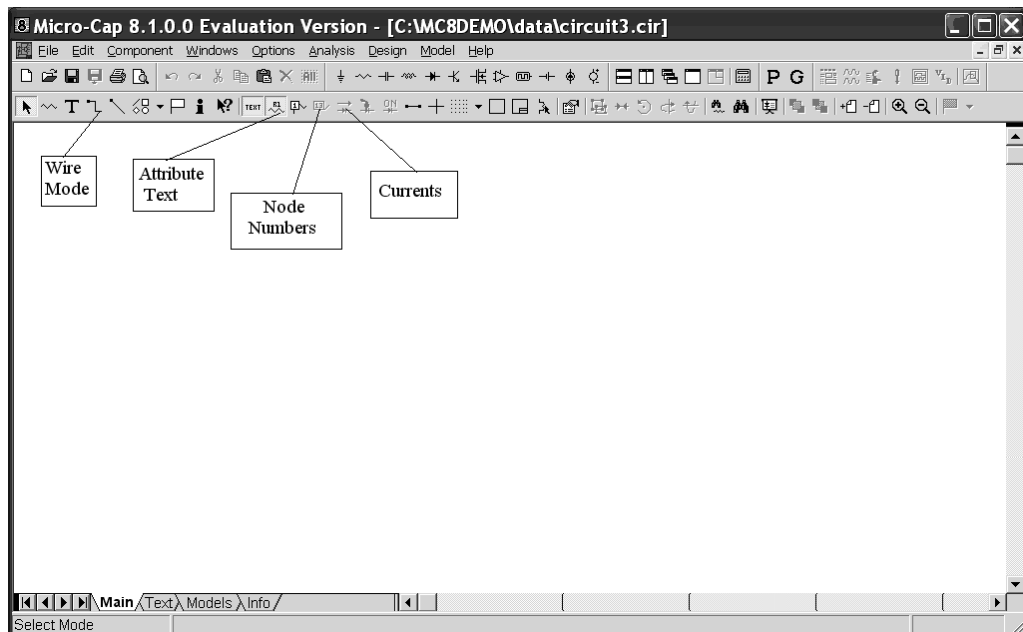


Рис. 16.6

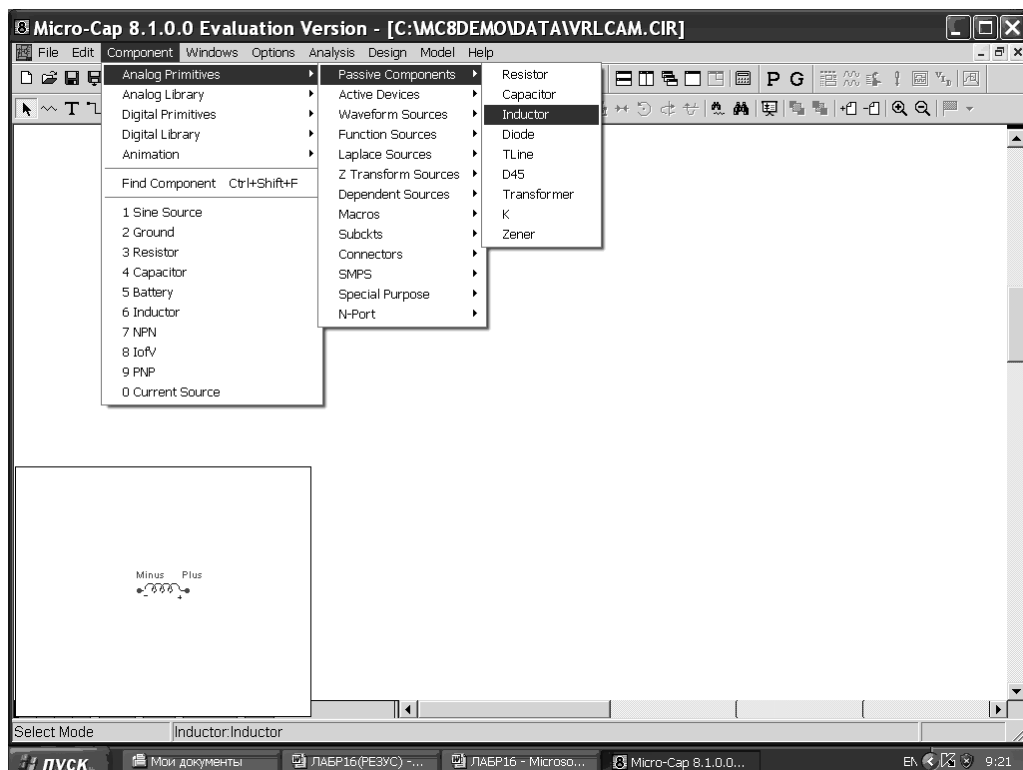


Рис. 16.7

подменю строки Inductor или нажатием на пиктограмму обозначения индуктивности на строке компонентов окна схем.

Удаление неверно проведенных линий проводится аналогично удалению компонентов.

Подключением общей электрической «земли» завершается ввод принципиальной схемы. Условное обозначение «земли» находится на панели компонентов. Затем проводится нумерация узлов нажатием кнопки Node Numbers на панели инструментов (рис. 16.6). Следует заметить, что принятые обозначения компонентов, как и их величина, будут отображены на принципиальной схеме вместе с компонентами только при активизации кнопок Grid Text и Attribute Text панели инструментов.

Перед выполнением экспериментальной части задания к лабораторной работе необходимо обеспечить режимы работы транзисторов по постоянному току. Для этого, выбрав команду Analysis строки команд окна схем, на закладке активизируют строку Dynamic DC (рис. 16.8).

На выпадающем подменю Dynamic DC Limits (рис. 16.9) подсвеченные пиктограммы позволяют:

- отображать на экране монитора сведения (вид анализа, значение температуры, при которой проводится анализ);
- указывать обозначения компонентов;
- указывать номера узлов;

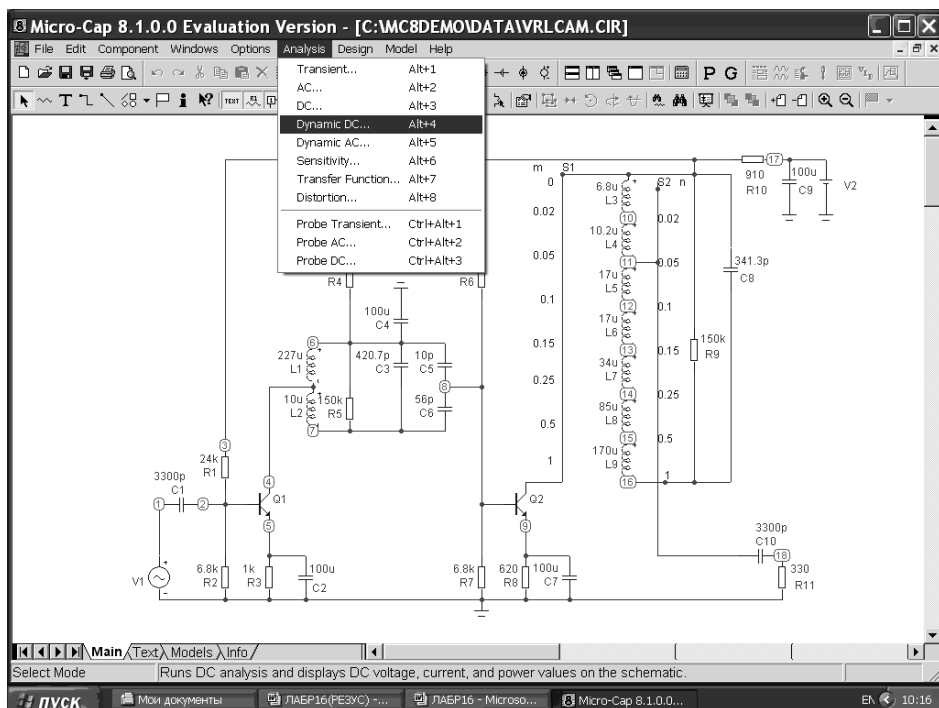


Рис. 16.8

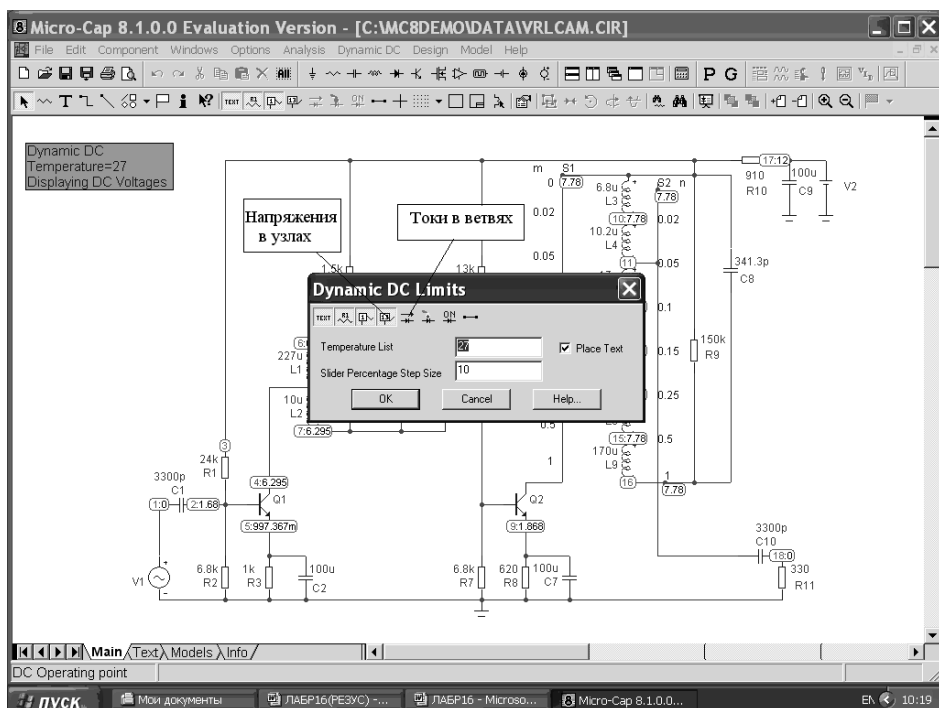


Рис. 16.9

- указывать значения постоянных напряжений в узлах.

Активизацией пиктограммы «токи в ветвях» (рис. 16.9), можно получить значения постоянных токов экране монитора вместо выведенных на экран значений напряжений (устраняются повторным нажатием на пиктограмму «напряжения в узлах»).

Анализ может быть проведен для некоторого списка значений температур (Temperature List), если он указывается в строке, и шага изменения величины сопротивления резистора в процентах (Slider Percentage Step Size) при каждом нажатии на кнопку Up Arrow (увеличение) и Down Arrow (уменьшение).

Значения постоянных составляющих коллекторных токов I_{ko1} , I_{ko2} должны составлять $1 + |0,05|$ мА и $3 + |0,05|$ мА, соответственно. Уточнить значения постоянных составляющих коллекторных токов транзисторов и, если есть необходимость, добиться указанных значений, изменяя величины сопротивлений соответствующего делителя, эмиттерного, коллекторного сопротивлений (при правильно собранной и содержащей указанные элементы принципиальная схема рис. 16.2 обеспечивает указанные режимы работы транзисторов). Завершив коррекцию элементов принципиальной схемы усилителя и активизировав пиктограмму Currents левой кнопкой «мыши» в меню панели инструментов окна схем, удалите значения постоянных токов в цепях усилителя, чтобы не загромождать схему дополнительной информацией.

Для выполнения п. 3.1 необходимо принципиальную схему резонансного усилителя изменить, оставив только второй каскад. На его вход подключаем источник гармонического сигнала SG. Это можно сделать, используя кнопку Select Mode главного меню (нажав на левую кнопку «мыши», обвести рамкой элементы принципиальной схемы рис. 16.2 Q1 и C1, а затем перетащить вместе с частью соединительных линий на вход второго каскада; аналогичный результат можно получить удалением компонента V1 и повторным вводом уже при включении его в новом месте схемы). Элементы схемы первого каскада, не участвующие в эксперименте, закорачиваем, чтобы исключить влияние на исследуемый каскад. В результате принципиальная схема усилителя (рис. 16.2) примет вид (рис. 16.10).

Следует обратить внимание на то, что проведенные изменения принципиальной схемы могут привести к изменению нумерации узлов (рис. 16.2), что необходимо учесть при выборе пределов анализа подменю AC команд Analysis меню главного окна. Переключатели S1 и S2 позволяют устанавливать (с некоторой точностью) рассчитанные или указанные в задании значения коэффициентов включения в контур m выходной проводимости транзистора Q2 (g_{22}) или сопротивления нагрузки R11 (n на рис. 16.10). Выбранный коэффициент включения получают перемещением соединительной линии между соответствующим отводом катушки индуктивности и переключателем S1 или S2. Перемещение соединительной линии осуществляется курсором в режиме Select Mode и нажатой левой кнопке «мыши». Установив требуемые значения коэффициентов включения m и n , входят в Analysis и затем, в выпадающем меню в режим анализа частотных свойств AC. В подменю AC Limits Analysis нажимают кнопку Run (рис. 16.11) и получают АЧХ второго каскада (рис. 16.12).

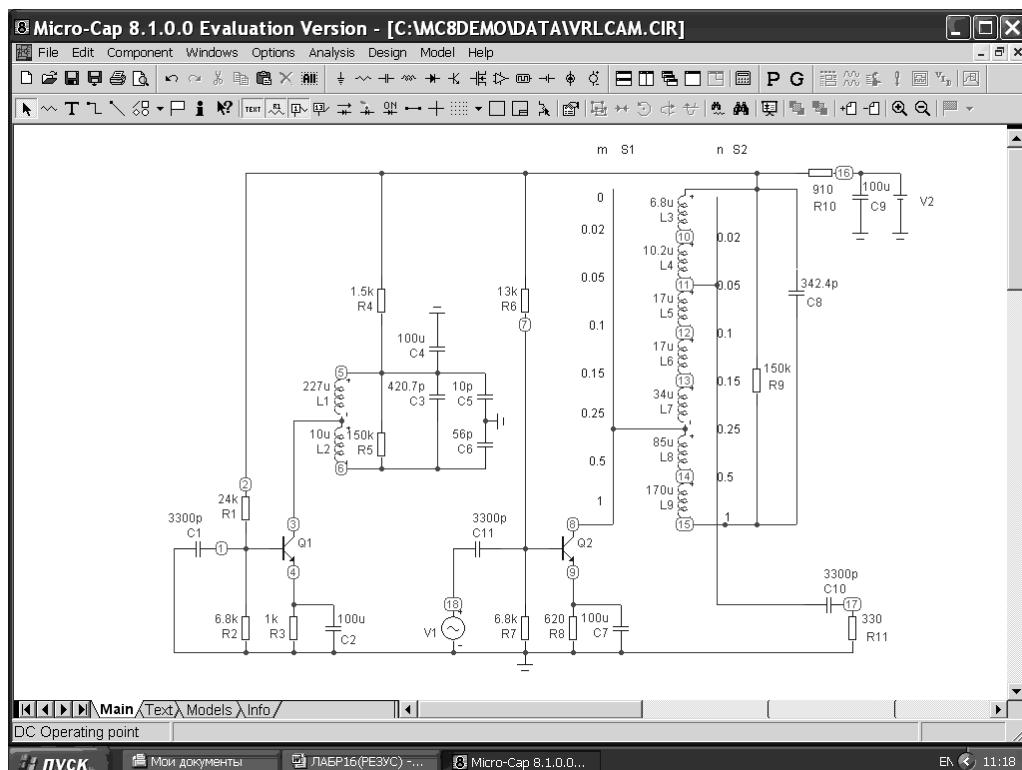


Рис. 16.10

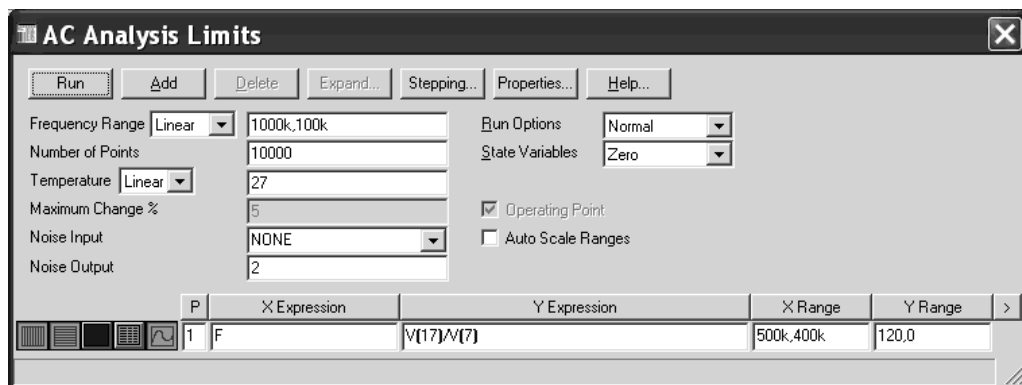


Рис. 16.11

В соответствие с рисунком 16.11 на экран выводится только одна частотная характеристика. Можно задавать и предъявление на экран, например, еще зависимости входного напряжения о частоты, указав, соответственно, в колонке P цифру 2 (тогда будет изображен отдельный график в своей системе координат) или цифру 1 (тогда будет изображено два графика в одной системе координат). В колонке XExpression указывается частота F (ось X-ов), в колонке

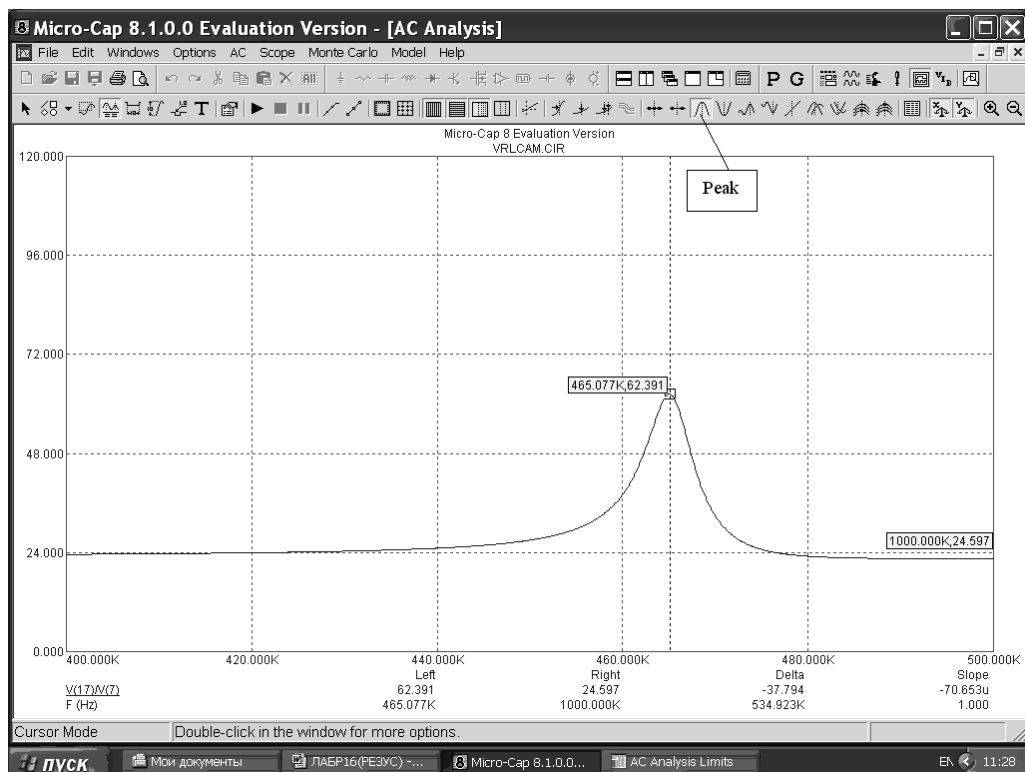


Рис. 16.12

ке YExpression указываются узлы в которых будет определяться напряжение (или отношение напряжений в каких-то узлах и др.). В последующих колонках указываются в формате с фиксированной запятой: верхнее значение, нижнее и шаг, с которым предъявляется информация о частоте (по оси X) или амплитуде (по оси Y).

На рис. 16.12 показан возможный вариант частотной характеристики второго каскада (для указанных на рис. 16.11 значений компонентов и коэффициентов включения). Для точной оценки значения резонансной частоты и величины максимума коэффициента усиления на панели инструментов выбирают пиктограмму Peak (рис. 16.12), определяя значение максимума коэффициента усиления и соответствующей ему частоты.

Если при этом для выбранных значений m и p резонансная частота отличается от 465 кГц более, чем на $|0,1|$ кГц, необходимо, изменяя $C8$ (рис. 16.10), обеспечить допустимую величину отклонения. Процедуру подбора нужного значения $C8$ можно существенно облегчить, используя в подменю AC Analysis Limits кнопку Stepping. Кнопкой раскрытия окна в строке Step What, пользуясь линейкой прокрутки, активизируем строку $C8$. Нажатием на нее переходим в режим пошагового изменения выбранного компонента $C8$ (рис. 16.13).

Изменение емкости $C8$ в выбранном примере (рис. 16.14), происходит от 341,4 пФ (From) до 343 пФ (To) с шагом 0,2 пФ (Step Value). Закон изменения шага в процессе анализа выбирается линейным (помечая точкой Linear в рам-

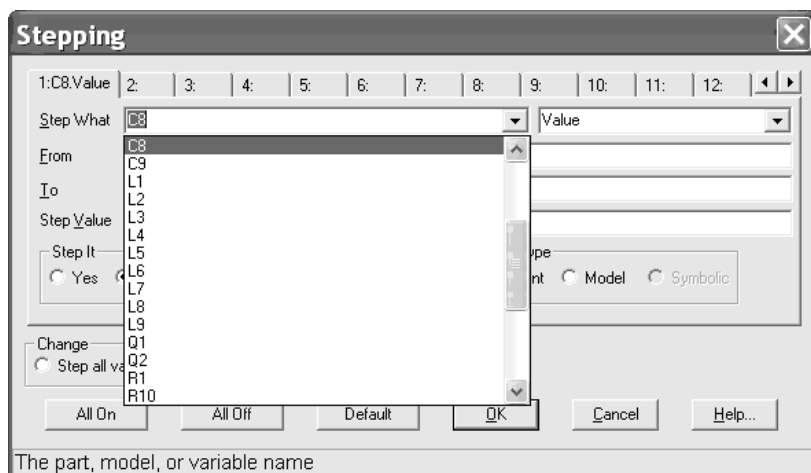


Рис. 16.13

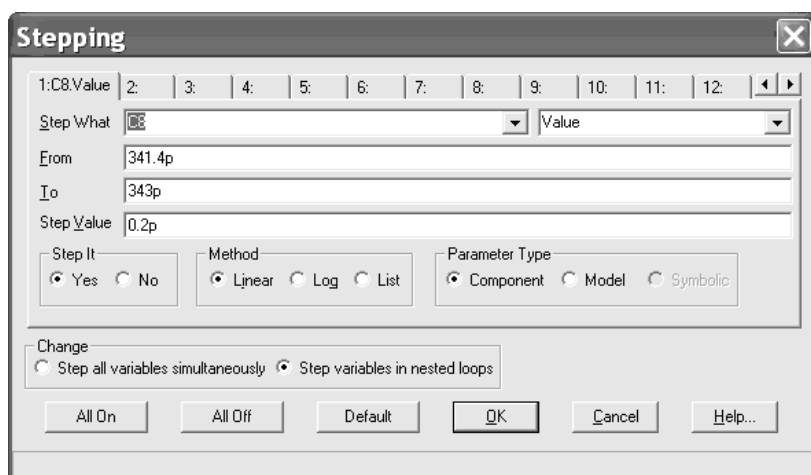


Рис. 16.14

ке Method). Профессиональная версия MC8 позволяет варьировать одновременно двадцатью параметрами, описывающими компоненты и модели. Версия MC8/demo допускает вариацию лишь одного параметра компонента или модели, что помечается точкой в рамке Parameter Type (выбирается Component).

В рамке Change (изменение) выбирается (помечается точкой) способ изменения шага при вариации параметра элементов: только во вложенных циклах программы (Step variables in nested loops) или всех подлежащих изменению параметров одновременно (Step all variables simultaneously). В первом случае существует возможность независимого выбора шага для каждого параметра. Во втором случае необходимо изменять варьируемые параметры с одинаковым шагом, что ограничивает анализ всего одним возможным вариантом.

Кнопки в нижнем ряду All On, All Off включают режим варьирования (Step It) перечисленных на всех закладках в режиме Stepping параметров. Кнопка Default по умолчанию задает изменение варьируемого параметра от половинного до двойного значения от его номинальной величины. Подтверждение выбранного режима анализа и вход в него осуществляется нажатием кнопки ОК. Для получения разнесенных по частоте характеристик изменим пределы анализа, войдя в подрежим AC Analysis Limits (рис. 16.15). Для этого необходимо выполнить последовательно (из подменю Stepping) ОК → AC → Limits → AC Analysis Limits.

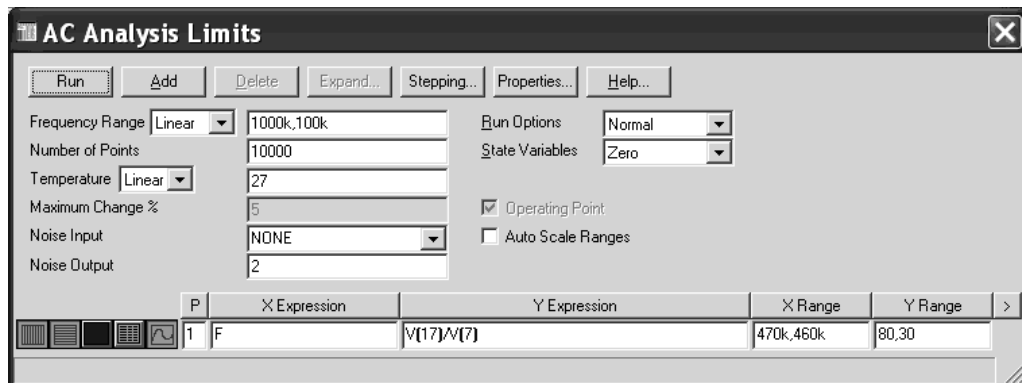


Рис. 16.15

Семейство кривых в зависимости от значения емкости C8 представлены на рис. 16.16.

Переход в режим анализа частотных характеристик AC из подменю Stepping после нажатия кнопки ОК происходит или нажатием «горячего ключа» F2, или команды AC в меню главного окна и затем, на ниспадающем меню строки Run. При этом вместо одной кривой (рис. 16.12) АЧХ появляется семейство кривых, положение которых определяется величиной емкости C8. Выбирая курсором одну из полученных кривых, можно получить кроме текущего значения частоты и коэффициента усиления, величину емкости, при которой она рассчитана (отображается на нижней строке монитора, рис. 16.16).

Для оценки максимума кривой при минимальном значении емкости C8 нажимаем на пиктограмму Peak; при этом кривая подсвечивается обычно серым цветом. Затем, передвигая курсор по вершинам кривых, выбрать кривую, у которой значение максимума ближе всего к 465 кГц. Маркер при этом указывает значение емкости, соответствующее этой кривой. Нажав на пиктограмму Go To Branch (рис. 16.16), перейти на выбранную кривую, используя линейку прокрутки. Выбрать значение емкости C8 (подсвеченной строкой окна C8 Value) и, нажатием на кнопку Right, указать, что положение правого маркера будет определяться на кривой, соответствующей этой емкости (рис. 16.17). Используя повторно линейку прокрутки можно выделить другую кривую (для другого значения емкости C8) нажатием на кнопку Left. Нажатием на кнопку Close закрываем подменю Go To Branch и на семействе АЧХ по-

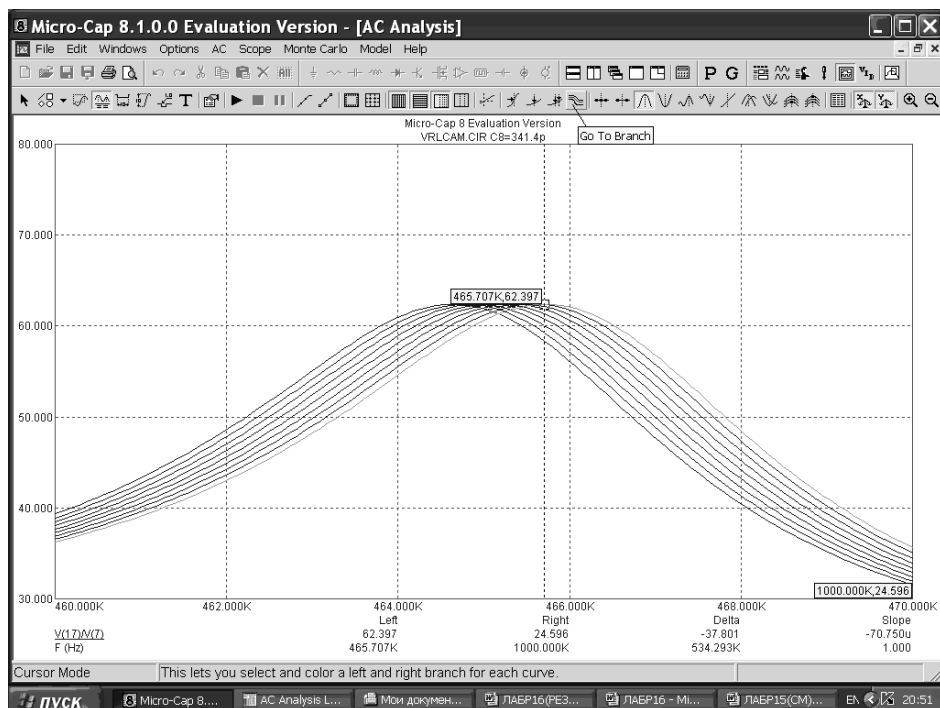


Рис. 16.16

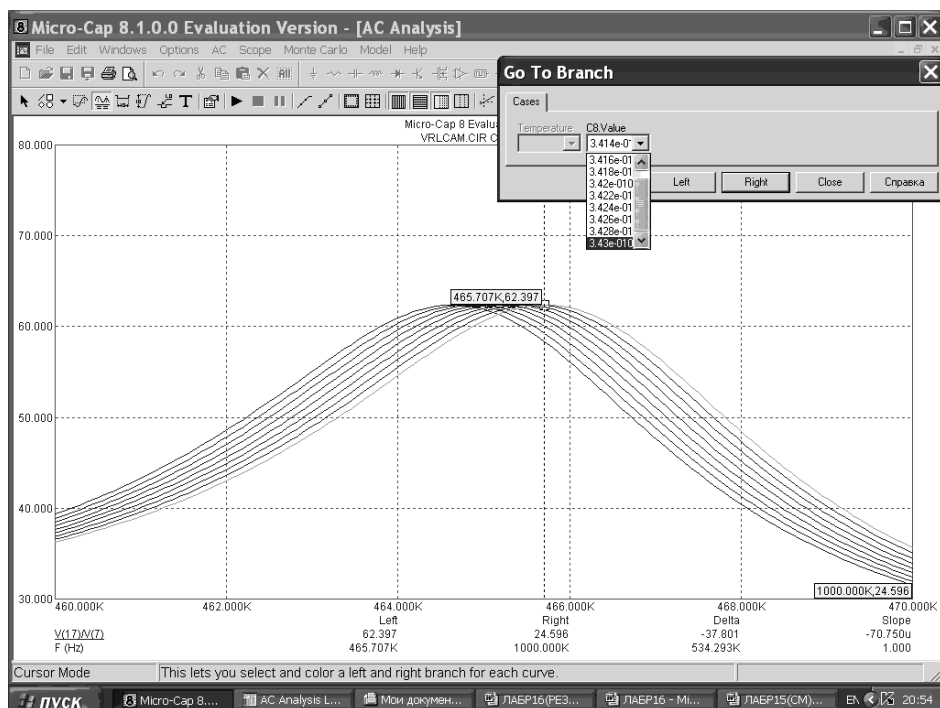


Рис. 16.17

являются две кривые, подсвеченные разными цветами, соответствующие выбранным значениям емкости C_8 .

Закрыв подменю нажатием Close, размещаем курсор левее вершины выбранной кривой и нажатием на пиктограмму Peak помещаем маркер на максимум выбранной кривой. Эту процедуру можно заменить ручным перебором значений емкости C_8 .

Отмена режима пошагового изменения емкости C_8 осуществляется установкой точки (No) в рамке Step It подменю Stepping.

Обеспечив необходимую точность установки резонансной частоты контура второго Каскада, проводят расчет АЧХ для определенных в п. 2.1 значений $n_{\text{согл}}$ и соответствующих им значений m . По полученным кривым оценивают величину резонансного коэффициента усиления и полосы пропускания (*Примечание:* при выполнении п. 3.1 в качестве $n_{\text{согл}}$ переключателем S2 устанавливают ближайшие к рассчитанным значения n). Для каждой пары выбранных значений проводится настройка колебательного контура на резонансную частоту с заданной точностью, используя режим Stepping или ручным подбором значения емкости конденсатора C_8 .

Результаты заносятся в таблицу 1.

Таблица 1

Режим	m		n		Ku		П	
	Расч.	Эксп.	Расч.	Эксп.	Расч.	Эксп.	Расч.	Эксп.
Согласования с нагрузкой								
Оптимального рас- согласования								

Выполнение п. 3.2 проводится по аналогичной методике с внесением результатов исследования в таблицу 1 (режим оптимального рассогласования).

Для выполнения п. 3.3 задания необходимо для $m = 0,5$ и $n = n_{\text{согл}}$ обеспечить настройку контура второго каскада на частоту 465 кГц с требуемой точностью. Затем требуется реконструировать принципиальную схему усилителя, соответствующую рис. 16.2. При этом может произойти изменение нумерации узлов, что необходимо учесть при проведении эксперимента.

Установив переключатель S1 во втором каскаде в положение, соответствующее $m = 0$ (условие отсутствия паразитной ОС), n — произвольное, получают нормированную по напряжению на входе каскада частотную характеристику первого каскада (V_8/V_2). Определяют точное значение резонансной частоты (и при необходимости корректируют, изменяя значение емкости C_3), резонансный коэффициент усиления и полосу пропускания.

Затем устанавливаются значения m и n в соответствии с п. 3.3 задания и снова входят в режим анализа частотных характеристик. Проводится сравнительный анализ полученных частотных характеристик в тех же узлах (изменение резонансной частоты, коэффициента усиления, деформацию АЧХ).

5 Содержание отчета

- 5.1. Цель работы.
- 5.2. Принципиальная схема исследуемого каскада.
- 5.3. Исходные данные для расчета.
- 5.4. Расчеты, проведенные в соответствии с разделом 2.
- 5.5. Таблица сравнительных результатов и распечатки АЧХ входного каскада при наличии и отсутствии обратной связи в соответствии с разделом 3.
- 5.6. Краткие выводы.

6 Контрольные вопросы

- 6.1. Эквивалентная схема активного четырехполюсника в системе Y -параметров.
- 6.2. Коэффициент усиления одноконтурного резонансного усилителя.
- 6.3. Модуль резонансного коэффициента усиления одноконтурного резонансного усилителя.
- 6.4. Входная проводимость резонансного усилителя в системе Y -параметров при наличии внутренней паразитной ОС.
- 6.5. Условия достижения максимального коэффициента усиления (согласование с источником сигнала, с нагрузкой, «оптимальное рассогласование»).
- 6.6. Зависимость резонансного коэффициента усиления от m при $n = n_{\text{сogl}}$.
- 6.7. Зависимость резонансного коэффициента усиления одноконтурного резонансного усилителя от n при $m = \text{const}$.
- 6.8. Внутренняя обратная связь в биполярном транзисторе, причины ее возникновения и способы ее уменьшения.
- 6.9. Активная составляющая входной динамической проводимости ОС, ее зависимость от частоты и влияние на АЧХ входного усилителя.
- 6.10. Реактивная составляющая входной динамической проводимости ОС, ее влияние на АЧХ входного усилителя.
- 6.11. Коэффициент устойчивости резонансного усилителя. Количественная оценка, физический смысл.
- 6.12. Влияние параметров активного элемента на устойчивость резонансного усилителя.
- 6.13. Влияние внутренней ОС на устойчивость резонансного усилителя.
- 6.14. Влияние режима работы транзистора на устойчивость резонансного усилителя.
- 6.15. Влияние коэффициентов включения (m и n) на селективные свойства резонансного усилителя.

7 Краткие теоретические сведения

7.1 Коэффициент усиления резонансного усилителя

К основным параметрам резонансного усилителя относят: коэффициент усиления, избирательность, коэффициент шума, искажения сигнала и устой-

чивость. Устойчивость для усилителей означает способность сохранять усиительные свойства в процессе эксплуатации при допустимой (заданной) величине искажений (отсутствие самовозбуждения для усилителей является условием необходимым, но недостаточным для обеспечения требуемых технических показателей для усилительных устройств).

В качестве активных элементов в усилителях радиоприемных устройств используются биполярные транзисторы (БТ) и полевые транзисторы (ПТ), включаемые обычно по схеме с общим эмиттером (ОЭ), (ОИ), реализующие наибольшее усиление мощности сигнала.

Анализ свойств РУ резонансного усилителя проводится при замене БТ, как линейного активного четырехполюсника, моделью электрической (обычно в системе Y — параметров) или физической (обычно Π — образной).

Эквивалентная схема резонансного усилителя при описании БТ системой Y — параметров с одиночным колебательным контуром, включенным в коллекторную цепь БТ, и нагрузкой Y_n при частичном включении приведена на рис. 16.18. Выходная часть транзистора включена в контур с коэффициентом включения m , а эквивалентная нагрузка с проводимостью Y_n , с коэффициентом включения n . В обоих случаях используется автотрансформаторное включение.

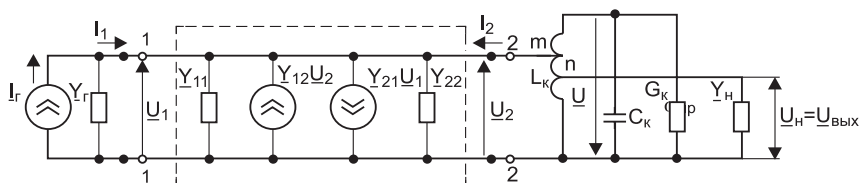


Рис. 16.18

Источник действующего сигнала отражен на схеме эквивалентным генератором тока I_r с внутренней проводимостью Y_r .

Система уравнений, описывающих свойства БТ для режима малого сигнала (линейного четырехполюсника) имеет вид:

$$I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2; \quad (16.1)$$

$$I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2,$$

где

$$Y_{11} = G_{11} + j\omega C_{11}, \text{ входная собственная проводимость БТ}; \quad (16.2)$$

$$-Y_{12} = G_{12} + j\omega C_{12}, \text{ проводимость обратной передачи}; \quad (16.3)$$

$$Y_{21} = S/(1 + jf/f_s), \text{ проводимость прямой передачи}; \quad (16.4)$$

$S = di_k/du_{\phi_3}$ — крутизна в рабочей точке на проходной характеристике транзистора;

f_s — граничная частота по крутизне (частота, на которой модуль S уменьшается на 3 дБ);

$$Y_{22} = G_{22} + jC_{22}, \text{ выходная проводимость БТ}. \quad (16.5)$$

Нагрузкой каскада является колебательный контур вместе с параллельно включенной проводимостью нагрузки $\underline{Y}_H$ — входной проводимостью следующего каскада.

$m = U_2/U$, $n = U_H/U$ — коэффициенты включения в контур выходной проводимости транзистора и входной проводимости следующего каскада, соответственно.

По закону Кирхгофа:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_T - \underline{Y}_T \underline{U}_1.$$

Учитывая, что транзистор включен по схеме с общим эмиттером:

$$\underline{I}_2 = -\underline{U}_2 \underline{Y}'_\Sigma, \quad (16.6)$$

где $\underline{Y}'_\Sigma$ — пересчитанная к зажимам 22 проводимость контура вместе с внесенной в контур проводимостью нагрузки $\underline{Y}_H$:

$$\underline{Y}'_\Sigma = \underline{Y}_\Sigma / m^2 = (\underline{Y}_K + n^2 \underline{Y}_H) / m^2, \quad (16.7)$$

где $\underline{Y}_K$ — собственная комплексная проводимость колебательного контура;

$\underline{Y}_K = G_K + j\omega C_K + 1/j\omega L_K$, обладающая собственной проводимостью контура на резонансной частоте: $G_K = 1/R_{oc}$ и реактивными параметрами L_K и C_K .

Считая БТ идеальным невзаимным элементом, можно ограничиться влиянием только выходной его части на частотные свойства каскада. В этом случае эквивалентная схема (рис. 16.18) примет вид (рис. 16.19).

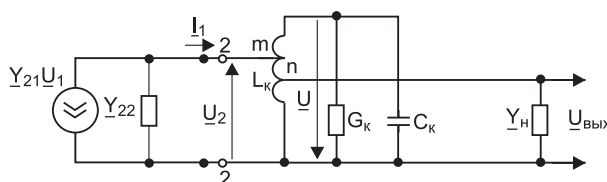


Рис. 16.19

Усилительные свойства БТ нашли отражение на эквивалентной схеме в виде управляемого источника тока, величина которого: $\underline{I}_1 = \underline{Y}_{21} \underline{U}_1$. Реально к колебательному контуру усилительного каскада подключается входное сопротивление следующего каскада с такими же частотными свойствами, как и исследуемый каскад, т. е. $\underline{Y}_H = G_H + j\omega C_H$.

Коэффициент усиления каскада

$$\underline{K} = \underline{U}_{\text{вых}} / \underline{U}_{\text{вх}} = \underline{U}_H / \underline{U}_1 = n \underline{U}_2 / m \underline{U}_1. \quad (16.8)$$

Значение выходного тока четырехполюсника (16.2) с учетом (16.6):

$$\begin{aligned} \underline{I}_2 &= -\underline{U}_2 \underline{Y}'_\Sigma = \underline{Y}_{21} \underline{U}_1 + \underline{Y}_{22} \underline{U}_2, \text{ тогда} \\ \underline{U}_2 / \underline{U}_1 &= -\underline{Y}_{21} / (\underline{Y}_{22} + \underline{Y}'_\Sigma). \end{aligned} \quad (16.9)$$

После подстановки (16.9) в (16.8) получаем выражение для комплексного коэффициента усиления каскада:

$$\underline{K} = -n \underline{Y}_{21} / m (\underline{Y}_{22} + \underline{Y}'_\Sigma). \quad (16.10)$$

Эквивалентную схему резонансного усилителя (рис. 16.19) можно упростить, представив его в виде одиночного колебательного контура с пересчитанными в него эквивалентными проводимостями.

Учитывая (16.7), уравнение (16.10) можно переписать в виде:

$$\underline{K} = -nm\underline{Y}_{21}/\underline{Y}_3 = -nm\underline{Y}_{21}/G_3(1 + j\xi), \quad (16.11)$$

где $\underline{Y}_3 = \underline{Y}_\Sigma + m^2\underline{Y}_{22} = \underline{Y}_K + m^2\underline{Y}_{22} + n^2\underline{Y}_H = G_3(1 + j\xi)$,

$$G_3 = 1/R_3 = G_K + m^2G_{22} + n^2G_H, \quad (16.12)$$

где G_3 — активная составляющая эквивалентной проводимости контура (рис. 16.20).

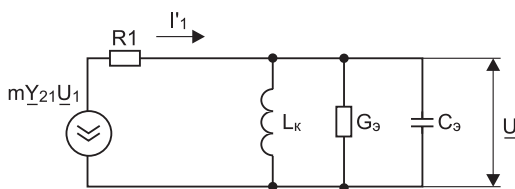


Рис. 16.20

Упрощенная эквивалентная схема идентична по свойствам одиночному колебательному контуру, что позволяет свойства усилителя вблизи резонансной частоты описывать через обобщенную относительную расстройку:

$\xi \approx 2\Delta f/f_0 d_3$; $d_3 = \rho G_3$; $\rho = \omega_0 L$; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_K C_3}$, G_3 — эквивалентная активная проводимость эквивалентного контура на резонансной частоте ω_0 , d_3 — затухание эквивалентного контура, эквивалентная емкость контура: $C_3 = C_K + m^2C_{22} + n^2C_H$.

Модуль коэффициента усиления из (16.11) имеет вид:

$$K = mn |\underline{Y}_{21}| R_3 / \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (16.13)$$

Резонансный коэффициент усиления ($\xi = 0$) одноконтурного усилителя:

$$K_0 = mn |\underline{Y}_{210}| R_3 = mn |\underline{Y}_{210}| / (G_K + m^2G_{22} + n^2G_H). \quad (16.14)$$

Поскольку $|\underline{Y}_{210}| = S$ — крутизна проходной характеристики в рабочей точке, то

$$K_0 = mnS / (G_K + m^2G_{22} + n^2G_H). \quad (16.15)$$

Даже при отсутствии влияния расстройки ξ на коэффициент усиления резонансный коэффициент усиления сложно зависит от значений m и n . Определим значения коэффициентов включения в контур $m_{\text{опт}}$ и $n_{\text{опт}}$, при которых можно добиться максимального коэффициента усиления K_0 . Для этого внача-

ле исследуем уравнение (16.15) на максимум, вычислив $dK_0/dn = 0$. При значении

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{(G_{\text{э}} - G_{\text{к}})/2G_{\text{н}}} \quad (16.16)$$

достигается максимальный коэффициент усиления. Затем, считая $G_{\text{э}} = \text{const}$,

$$G_{\text{э}} = G_{\text{к}} + m^2 G_{22} + n^2 G_{\text{н}} = \text{const}. \quad (16.17)$$

Подставив (16.16) в (16.15) и снова исследовав K_0 на максимум, $dK_0/dm = 0$, получаем

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{(G_{\text{э}} - G_{\text{к}})/2G_{22}}. \quad (16.18)$$

Подставив (16.16) и (16.18) в (16.15), получим выражение для максимального коэффициента усиления

$$K_{0 \text{ max}} = \frac{S}{2\sqrt{G_{\text{н}} G_{22}}} \left(1 - \frac{d_{\text{к}}}{d_{\text{э}}} \right). \quad (16.19)$$

Если контур обладает низкой добротностью ($d_{\text{к}} \cong d_{\text{э}}$), то усиление оказывается низким ($K_0 \geq 0$).

Предельно возможное значение резонансного коэффициента усиления достигается в идеальном контуре, при $d_{\text{к}} \rightarrow 0$:

$$K_{0 \text{ пред}} = S/2\sqrt{G_{\text{н}} G_{22}}. \quad (16.20)$$

Как видно из (16.16) и (16.18) резонансный коэффициент усиления максимален при одинаковом шунтировании контура со стороны выхода транзистора и со стороны нагрузки:

$$m^2 G_{22} = n^2 G_{\text{н}}, \quad (16.21)$$

что иногда называют режимом «оптимального рассогласования».

7.2 Коэффициент усиления резонансного усилителя в случае одностороннего согласования

Предельное значение коэффициента усиления достигается фактически при двустороннем согласовании ($d_{\text{к}} = 0$). Наличие потерь в контуре исключает такую возможность и поэтому возможно или согласование выходной проводимости БТ с некоторой эквивалентной проводимостью контура с пересчитанной в него проводимостью нагрузки:

$$G_{\text{э} 22} = m^2 G_{22} = G_{\text{к}} + n^2 G_{\text{н}}, \quad (16.22)$$

или проводимости нагрузки с некоторой эквивалентной проводимостью контура, включающей пересчитанную выходную проводимость БТ (рис. 16.21):

$$G_{\text{э} \text{ н}} = n^2 G_{\text{н}} = m^2 G_{22} + G_{\text{к}}. \quad (16.23)$$

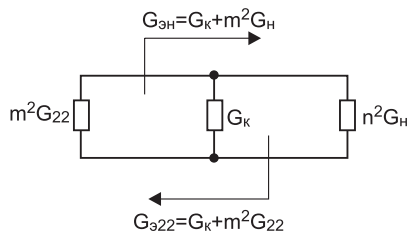


Рис. 16.21

Это требует выполнение условия: $G_{\text{Э22}} = G_{\text{ЭН}}$, что возможно лишь при отсутствии потерь в контуре ($G_k = 0$).

На практике чаще ограничиваются режимом одностороннего согласования. Нахождение коэффициента включения при согласовании с выходной проводимостью транзистора $m_{\text{согл}}$ основана на решении уравнения $dK_0/dm = 0$ при некотором фиксированном $n = \text{const}$ относительно m . В этом случае достигается равенство $m^2_{\text{согл}} G_{22} = G_k + n^2 G_n$, откуда

$$m_{\text{согл}} = \sqrt{(G_k + n^2 G_n) G_{22}}. \quad (16.24)$$

Проведя аналогичный анализ, получим величину коэффициента включения, обеспечивающего согласование с нагрузкой $n_{\text{согл}}$ при некотором заданном $m = \text{const}$, $m^2 G_{22} + G_k = n^2_{\text{согл}} G_n$, откуда

$$n_{\text{согл}} = \sqrt{(m^2 G_{22} + G_k) / G_n}. \quad (16.25)$$

Модуль коэффициента усиления, соответствующего режиму согласования выходной проводимости БТ с эквивалентной проводимостью нагрузки при выбранном n , получаем подстановкой $m_{\text{согл}}$ (16.24) в (16.15):

$$K_{0\text{мс}} = 0,5nS / \sqrt{G_{22}(G_k + n^2 G_n)}. \quad (16.26)$$

Аналогично получаем выражение для резонансного коэффициента усиления при согласовании усилительного каскада с нагрузкой для выбранного m :

$$K_{0\text{нс}} = 0,5mS / \sqrt{G_n(G_k + m^2 G_{22})}. \quad (16.27)$$

Коэффициенты включения выбирают таким образом, чтобы с учетом прироста проводимостей $\Delta G = m^2 G_{22} + n^2 G_n$ обеспечивалось заданное значение проводимости нагруженного контура G_{Σ} (из условия заданной полосы пропускания или требуемой устойчивости). Если важна высокая селективность каскада, то выбором коэффициента включения добиваются состояния, при котором изменение режима БТ, температуры, старение, незначительно влияло на полосу пропускания и настройку контура. Биполярные транзисторы, включенные по схеме с ОЭ, обладают сравнительно низким входным сопротивлением ($\approx 100\text{—}300$ Ом), что оказывает сильное шунтирующее действие (Y_n) на контур. Это приводит к расширению полосы пропускания. Выходное сопротивление БТ, включенного по схеме ОЭ, составляет

обычно десятки килоом, поэтому часто используется полное включение транзистора в контур ($m = 1$). Для случая полного включения БТ в контур и заданной полосе пропускания ($d_3 = \text{const}$) и условии согласования с нагрузкой, выражение (16.23) с учетом полного включения ($m = 1$ в (16.17)), принимает вид $G_3 = 2(G_k + n^2 G_n)$. Откуда значение коэффициента включения n при согласовании с нагрузкой:

$$n_{\text{согл}} = \sqrt{(G_3 + 2G_k)/2G_n}$$

и коэффициент усиления при этих условиях:

$$K_{0c} = \frac{S}{2\sqrt{G_{22}G_n}} \left(1 - \frac{2d_k}{d_3} \right). \quad (16.28)$$

Сравнение (16.19) и (16.28) показывает, что резонансный усилитель при низкой нагруженной добротности (внесенные проводимости со стороны транзистора и со стороны нагрузки в контур существенно больше собственной проводимости контура $G_3 \gg G_k$) $K_{0\text{max}} \approx K_{0c}$, что характерно для широкополосных усилителей.

7.3 Влияние внутренней обратной связи БТ на свойства резонансного усилителя

Соотношения, полученные в предыдущем разделе, основывались на предположении отсутствия внутренней ОС обратной связи в транзисторе ($Y_{12} = 0$). Реально эта проводимость, обусловленная в основном параметрами коллекторного — базового перехода (КБ), ($|Y_{12}| \cong \omega C_k$, где C_k — емкость КБ перехода) присутствует всегда и существенно влияет на параметры предыдущего усилительного каскада. На П-образной физической модели транзистора параметры КБ перехода отражены элементами C_k и r_{bk} (рис. 16.22).

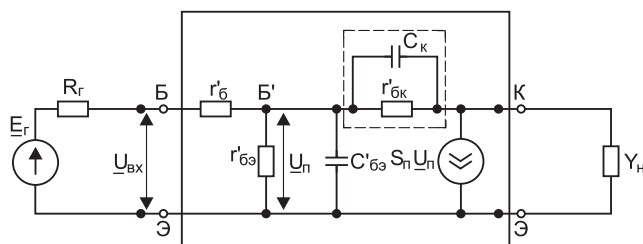


Рис. 16.22

Элементы эквивалентной схемы БТ отражают процессы, протекающие в его структуре.

$r'_б$ — объемное (распределенное) сопротивление базы;

$r'_{бэ}$ — сопротивление между базой и эмиттером;

$C'_{бэ}$ — емкость между базой и эмиттером, равная примерно зарядной емкости эмиттерного перехода;

$C_k = C_{б'к}$ — емкость между базой и коллектором, определяемая в основном барьерной емкостью коллекторного перехода;

$r_{б'к}$ — сопротивление между коллектором и базой, равное в основном дифференциальному сопротивлению коллекторного перехода;

$\underline{U}_n S_n$ — генератор тока, управляемый напряжением на базо-эмиттерном переходе, отражающий усилительные свойства транзистора.

Физическая модель БТ показывает, что причиной возникновения внутренней (внутри транзистора) обратной связи является пассивный двухполюсник, состоящий из элементов параллельной цепочки $r_{б'к}$ и C_k . Поскольку мощность на выходе усилительного элемента больше, чем на входе, то часть ее будет подаваться на вход, в базовую цепь (хотя вследствие свойств двухполюсника будет существовать и процесс прямой передачи входной мощности на выход, пренебрежимо малой по величине).

Упрощенная принципиальная схема усилительного каскада по переменному току, являющаяся составной частью резонансного усилителя промежуточной частоты, представлена на рис. 16.23.

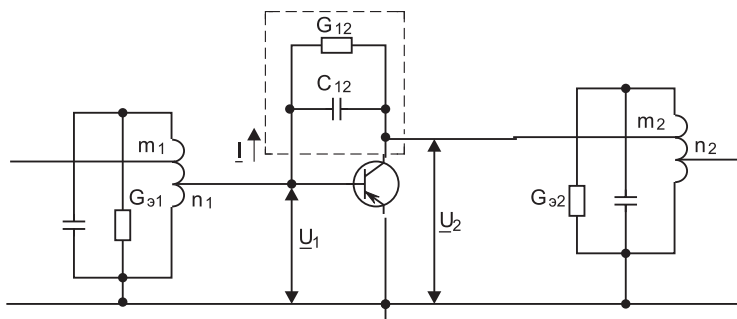


Рис. 16.23

Рассматривается вариант (без потери общности) автотрансформаторного подключения транзистора к входной и выходной колебательным системам с коэффициентами включения n_1 и n_2 , соответственно. Цепочка внутренней ОС транзистора изображена в виде проводимостей G_{12} (активная проводимость) и C_{12} (реактивная проводимость).

Входная проводимость в точках 11 (см. рис. 16.18) определяется из первого уравнения системы (16.1), делением обеих частей на $\underline{U}_1$:

$$\underline{Y}_{\text{вх}} = \underline{I}_1 / \underline{U}_1 = \underline{Y}_{11} + \underline{Y}_{12} \underline{U}_2 / \underline{U}_1. \quad (16.29)$$

Отсюда видно, что входная проводимость, подключенная к входному контуру через коэффициент включения n_1 , зависит от собственной проводимости БТ ($\underline{Y}_{11}$), проводимости обратной передачи ($\underline{Y}_{12}$) и коэффициента усиления по напряжению ($\underline{U}_2 / \underline{U}_1$). Внутренняя паразитная ОС, обусловленная $-\underline{Y}_{12} = G_{12} + j\omega C_{12}$, создает на входе каскада ток $\underline{I}$, что равносильно возникновению входной динамической проводимости ОС:

$$\underline{Y}_{\text{вх ос}} = \underline{Y}_{12} \underline{U}_2 / \underline{U}_1. \quad (16.30)$$

После подстановки $\underline{U}_2/\underline{U}_1$ из (16.9) с учетом (16.11) и рис. 16.23, получаем:

$$\underline{Y}_{\text{вх ос}} = -\underline{Y}_{12} \frac{m_2^2 \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{32}} = -\frac{m_2^2 \underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} R_{32}}{1 + j\xi} = G_{\text{вх ос}} + jB_{\text{вх ос}}, \quad (16.31)$$

где $\underline{Y}_{32}$, R_{32} — комплексная и активная составляющая проводимости выходного колебательного контура.

Так как

$$\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21} = |Y_{12} Y_{21}| e^{j\varphi} = |Y_{12} Y_{21}| (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (16.32)$$

где φ — суммарный фазовый сдвиг, создаваемый комплексными проводимостями прямой и обратной передачи $\underline{Y}_{21}$, $\underline{Y}_{12}$, зависящий в основном от параметров БТ.

Обозначая

$$A = -m_2^2 |Y_{12} Y_{21}| R_{32}, \quad (16.33)$$

можно представить $\underline{Y}_{\text{вх ос}}$ в виде:

$$\underline{Y}_{\text{вх ос}} = A \frac{\cos \varphi + j \sin \varphi}{1 + j\xi}, \quad (16.34)$$

откуда активная составляющая проводимости ОС:

$$G_{\text{вх ос}} = A(\cos \varphi + \xi \sin \varphi)/(1 + \xi^2) = \frac{A \cos \varphi}{1 + \xi^2} + \frac{A \xi \sin \varphi}{1 + \xi^2}, \quad (16.35)$$

а реактивная составляющая

$$B_{\text{вх ос}} = A(\sin \varphi - \xi \cos \varphi)/(1 + \xi^2) = \frac{A \sin \varphi}{1 + \xi^2} - \frac{A \xi \cos \varphi}{1 + \xi^2}. \quad (16.36)$$

При малых расстройках ($\xi \rightarrow 0$) значения A и φ для выбранного режима работы БТ практически постоянны.

Как видно из выражения (16.35), активная составляющая проводимости обратной связи описывается слагаемыми, зависящими от усилительных свойств БТ, внутренней проводимости ОС, параметров выходного колебательного контура, что графически представлено кривой $G_{\text{вх ос}}$ на рис. 16.24а. Аналогично, кривая реактивной проводимости ОС $B_{\text{вх ос}}$, описываемая выражением (16.36), представлена на рис. 16.24б.

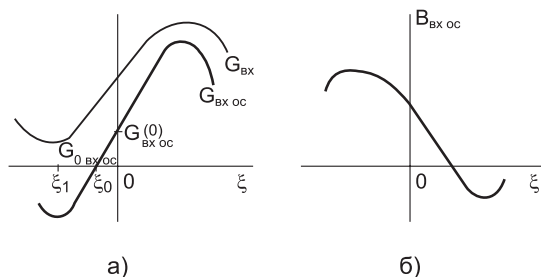


Рис. 16.24

Влияние активной составляющей проводимости внутренней ОС БТ на свойства предыдущего каскада проявляется в изменении амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) предыдущего каскада.

При отсутствии внутренней ОС ($Y_{12} = 0$) или выходное напряжение $\underline{U}_2 = 0$ АЧХ предыдущего каскада представляет колоколообразную зависимость (штриховая зависимость на рис. 16.25).

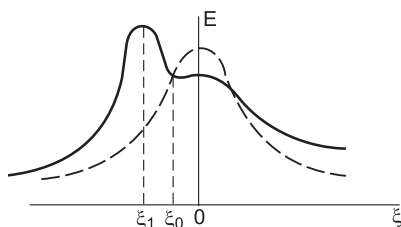


Рис. 16.25

При $\xi = \xi_0$ вносимая во входной контур $G_{\text{вх ос}} = 0$ и АЧХ входного контура при отсутствии и наличии ОС совпадают. При $\xi > \xi_0$ во входной контур вносится дополнительная (положительная) проводимость, что увеличивает потери во входном контуре (включенном в коллекторную цепь транзистора предыдущего каскада), что приводит к снижению его нагруженной добротности, т. е. к увеличению полосы пропускания.

Для расстроек $\xi < \xi_0$ вносимая активная проводимость отрицательна ($G_{\text{вх ос}} < 0$), что равносильно присутствию в каскаде положительной ОС, частично компенсирующей потери входного контура и увеличивающей его нагруженную добротность. Увеличение добротности входного контура приводит к увеличению коэффициента усиления входного каскада (см. например (16.14), $R_{\Sigma} = Q_{\Sigma} p$), как в любом одноконтурном каскаде. При очень сильной положительной ОС усилитель может самовозбудиться.

Влияние реактивной составляющей проводимости ОС на входной контур сводится к тому, что при частотах, меньше резонансной $\xi < 0$, $B_{\text{вх ос}} > 0$, т. е. вносится некоторая емкость, увеличивая результирующую, что приводит к уменьшению резонансной частоты. С увеличением расстройки $B_{\text{вх ос}} < 0$ становится отрицательной, что равносильно внесению в контур дополнительной индуктивности, снижению характеристического сопротивления контура. Это приводит к снижению коэффициента усиления входного каскада и подстройке резонансной частоты.

Реальный характер изменений АЧХ входного контура зависит от многих факторов и их взаимодействия: величины внутренней ОС, определяющей значения $G_{\text{вх ос}}$ и $B_{\text{вх ос}}$ и их соотношение, нагруженной добротности, коэффициентов включения во входной и выходной колебательные контуры, определяющие коэффициент усиления. Под действием указанных факторов входной каскад должен сохранять усилительные свойства, а изменение АЧХ под действием паразитной положительной ОС должно оставаться в допустимых пределах (по величине частотных искажений, изменению ширины полосы пропускания и др.). Это определяет условие устойчивой работы усилителя, при кото-

рой самовозбуждение отсутствует, а деформация АЧХ возможна лишь в допустимых пределах.

Для количественной оценки устойчивой работы усилителя вводят понятие: коэффициент устойчивости, характеризующий относительное изменение проводимости входного контура из-за внутренней ОС. Коэффициент устойчивости, определяемый влиянием активной составляющей внесенной проводимости $G_{\text{вх ос}}$:

$$K_{\text{уст}} = (G_{\text{э1}} + n_1^2 G_{\text{вх ос}}) / G_{\text{э1}}, \quad (16.37)$$

где $G_{\text{э1}}$ — эквивалентная проводимость входного контура на резонансной частоте (рис. 16.23). Отсутствие самовозбуждения определяется условием: $(G_{\text{э1}} + n_1^2 G_{\text{вх ос}}) > 0$.

Если $K_{\text{уст}} = 0$, то усилитель самовозбуждается, условие $K_{\text{уст}} = 1$ соответствует максимальной устойчивости усилителя. На практике коэффициент устойчивости выбирают $K_{\text{уст}} = 0,8—0,9$, что обеспечивает допустимое изменение коэффициента усиления входного каскада не более 20 %.

Из (16.35) с учетом (16.33) следует, что

$$G_{\text{вх ос}} = -m_2^2 |\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}| R_{\text{э2}} \left(\frac{\cos \varphi + \xi \sin \varphi}{1 + \xi^2} \right) = -m_2^2 |\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}| R_{\text{э2}} g(\varphi, \xi), \quad (16.38)$$

где $g(\varphi, \xi) = (\cos \varphi + \xi \sin \varphi) / (1 + \xi^2)$. Подставив (16.38) в (16.37) получим:

$$K_{\text{уст}} = 1 - n_1^2 m_2^2 |\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}| R_{\text{э2}} R_{\text{э1}} g(\varphi, \xi). \quad (16.39)$$

При идентичности контуров на входе и выходе усилительного каскада: $R_{\text{э1}} = R_{\text{э2}}$, $n_1 = n_2$, $m_1 = m_2$, что часто соответствует практике, выражение для резонансного коэффициента усиления при заданном коэффициенте устойчивости имеет вид:

$$K_0 = \sqrt{\frac{|1 - K_{\text{уст}}|}{g(\varphi, \xi)}} \frac{|\underline{Y}_{21}|}{|\underline{Y}_{12}|}. \quad (16.40)$$

Исследуя функцию $g(\varphi, \xi)$ на экстремум и выбирая наихудший случай, получаем выражение модуля резонансного устойчивого коэффициента усиления K_{0y} для заданного коэффициента устойчивости $K_{\text{уст}}$ (допустимого искажения АЧХ):

$$K_{0y} = \sqrt{\frac{2(1 - K_{\text{уст}}) |\underline{Y}_{21}|}{|\underline{Y}_{12}|}}. \quad (16.41)$$

Выражение (16.41) показывает значение максимально достижимого коэффициента усиления, который можно реализовать в одноконтурном резонанс-

ном усилителе при выбранном коэффициенте устойчивости. Реальный коэффициент усиления всегда должен быть меньше K_{0y}

$$K_0 < K_{0y}.$$

Это достигается выбором коэффициентов включения (n, m), ослаблением внутренней обратной связи БТ (использованием транзисторов с меньшим Y_{12}), применением схем нейтрализации ОС или усилителей, реализованных по каскодной схеме.

8 Литература

1. Головин О. В. Радиоприемные устройства. М.: ВШ, 1997. 384 с.
2. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. М.: РиС, 1983. 323 с.
3. Радиоприемные устройства / Под ред. Н. Н. Фомина. — М.: РиС, 2003. 512 с.
4. Разевиг В. Д. Система схемотехнического проектирования Micro-CAP V11. М.: СОЛОН, 1997. 273 с.
5. <http://WWW.spectrum-soft.com/demo.shtml> (адрес в Internet для получения студенческой версии CCM MC).

Приложение

Параметры транзистора Q2 с учетом режима работы:

$$I_{k02} = 3 \text{ мА}; r_{б'} = 71,4 \text{ Ом}; S = 160 \text{ мА/В};$$
$$f_T = 250 \text{ МГц}; C_k = 7 \text{ пФ}; g_{22} = 200 \text{ мкСм}.$$

Параметры контура второго каскада:

$$R_{oc} = 150 \text{ кОм}; R_n = 330 \text{ Ом}; L = 340 \text{ мкГн}.$$

Оглавление

Предисловие	3
Глава первая. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ОТЦ	5
Лабораторная работа № 1. Знакомство с системой схемотехнического моделирования Micro-Cap	5
Лабораторная работа № 2. Исследование на ЭВМ характеристик источника постоянного напряжения	16
Лабораторная работа № 3. Исследование на ЭВМ характеристик источников тока	38
Лабораторная работа № 4. Распределение потенциала вдоль неразветвленной электрической цепи	59
Лабораторная работа № 5. Исследование входных частотных характеристик в RC-цепи	73
Лабораторная работа № 6. Исследование на ЭВМ цепей с обратной связью с системной точки зрения	90
Лабораторная работа № 7. Исследование S-параметров четырёхполюсников	103
Лабораторная работа № 8. Исследование сигнала с амплитудной модуляцией	118
Лабораторная работа № 9. Исследование сигнала с частотной модуляцией	128
Лабораторная работа № 10. Исследование на ЭВМ RC-генератора ..	138
Лабораторная работа № 11. Исследование на ЭВМ цифровых логических элементов	154
Лабораторная работа № 12. Временная дискретизация аналоговых сигналов	176
Лабораторная работа № 13. Спектральный анализ сигналов с применением ДПФ	194
Лабораторная работа № 14. Исследование КИХ-фильтров	210
Лабораторная работа № 15. Исследование БИХ-фильтров	221

Глава вторая. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ОС И РПрУ	233
РАЗДЕЛ 1. Описание лабораторных работ по ОС	233
Лабораторная работа № 1. Резисторный каскад предварительного усиления на биполярном транзисторе	234
Лабораторная работа № 3. Исследование усилителя мощности на основе ОУ	265
Лабораторная работа № 7. Исследование свойств эмиттерного повторителя	312
Лабораторная работа № 8. Широкополосный усилитель с цепями коррекции	337
РАЗДЕЛ 2. Описание лабораторных работ по РПрУ	376
Лабораторная работа № 5. Исследование дробного детектора	377
Лабораторная работа № 6. Исследование свойств гетеродина на биполярном транзисторе	430
Лабораторная работа № 14. Исследование диодного детектора	472
Лабораторная работа № 15. Исследование преобразователя частоты на биполярном транзисторе	522
Лабораторная работа № 16. Исследование транзисторного резонансного усилителя	577

Серия «Библиотека студента»

**Фриск Валерий Владимирович
Логвинов Василий Васильевич**

**Основы теории цепей, основы схемотехники,
радиоприемные устройства**

**Лабораторный практикум
на персональном компьютере**

Ответственный за выпуск

В. Митин

Макет и верстка

С. Тарасов

Обложка

Е. Холмский

ООО «СОЛОН-ПРЕСС»

123242, г. Москва, а/я 20

Телефоны:

(495) 254-44-10, (495) 252-36-96, (495) 252-25-21

E-mail: solon-avtor@coba.ru

По вопросам приобретения обращаться:

ООО «Альянс-книга КТК»

Тел: (495) 258-91-94, 258-91-95

www.abook.ru

ООО «СОЛОН-ПРЕСС»

103050, г. Москва, Дегтярный пер., д. 5, стр. 2

Формат 70×100/16. Объем 38 п. л. Тираж 1000 экз.

Отпечатано в ООО «Арт-диал»

143983, МО, г. Железнодорожный, ул. Керамическая, д. 3

Заказ №

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ЖУРНАЛ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ



*Мы нужны всем,
кто ремонтирует технику
и просто любит ее*

А АВТОЭЛЕКТРОНИКА

У ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Э ТЕЛЕФОНΙΑ

Т ТЕЛЕВИЗИОННАЯ И ВИДЕО

Х БЫТОВАЯ И ОФИСНАЯ

Ш ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ

Т АУДИО

Уважаемые читатели!
Вы можете оформить подписку
на наш журнал в редакции с любого месяца

СТОИМОСТЬ ПОДПИСКИ
НА 1 и 2 полугодия 2007 года — по 420 РУБ.
НА ГОД — 840 РУБ.

Для этого Вам надо перевести (желательно через Сбербанк) на счет редакции согласно банковским реквизитам необходимую сумму с обязательным указанием Вашего почтового адреса (в том числе почтового индекса) и оплачиваемых номеров журнала

Наши банковские реквизиты
ПОЛУЧАТЕЛЬ

ООО Издательство «РЕМОНТ и СЕРВИС 21»,
ИНН 7710287216 КПП 771001001
40702810900000000016
в КБ «Природа» (ООО)
г. Москва
301018103000000000455,
БИК 044585455

РАСЧЕТНЫЙ СЧЕТ

КОРР. СЧЕТ

ПОДПИСНЫЕ ИНДЕКСЫ по каталогу Роспечати 79249 (на полугодие)
82455 (на год)
ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС по объединенному каталогу прессы России 38472

СТОИМОСТЬ КОМПЛЕКТА ЖУРНАЛОВ

за 2006 год (12 номеров) — 720 руб.
за 2005 год (12 номеров) — 600 руб.

В продаже электронная версия журналов «Ремонт & Сервис» на CD!

На четырех CD размещены электронные архивы за 1998–2005 г.г.
1998–2001 г.г. — 1-й диск
2002–2003 г.г. — 2-й диск
2004 г. — 3-й диск
2005 г. — 4-й диск

Внимание! Пополните свою библиотеку!

www.remserv.ru

Тел./факс: (495) 252-73-26