

# **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.

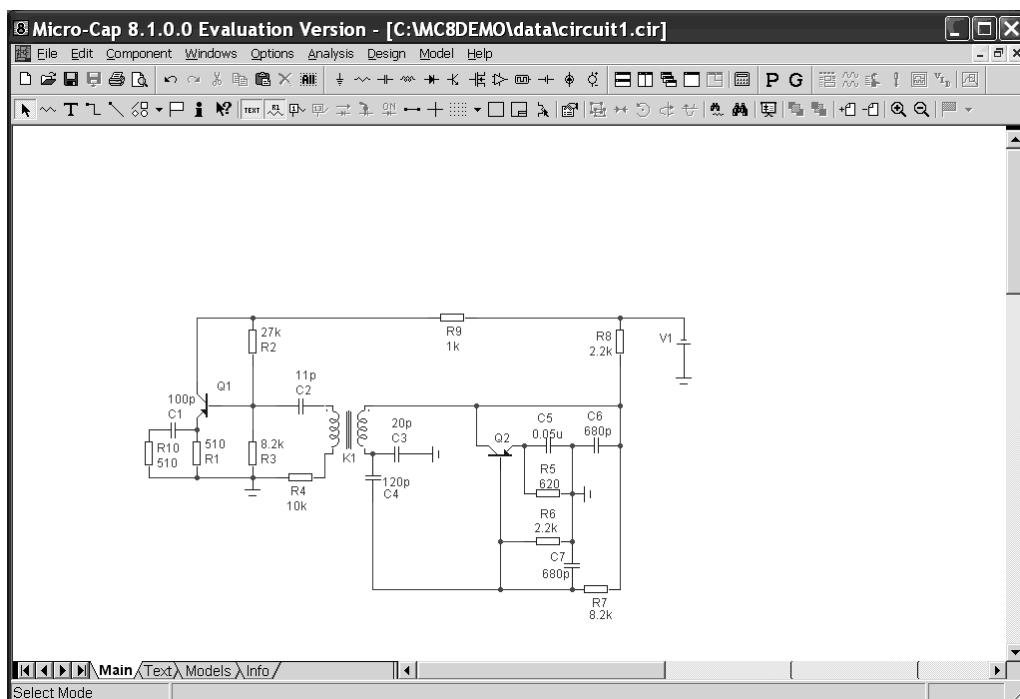


Рис. 6.1

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).

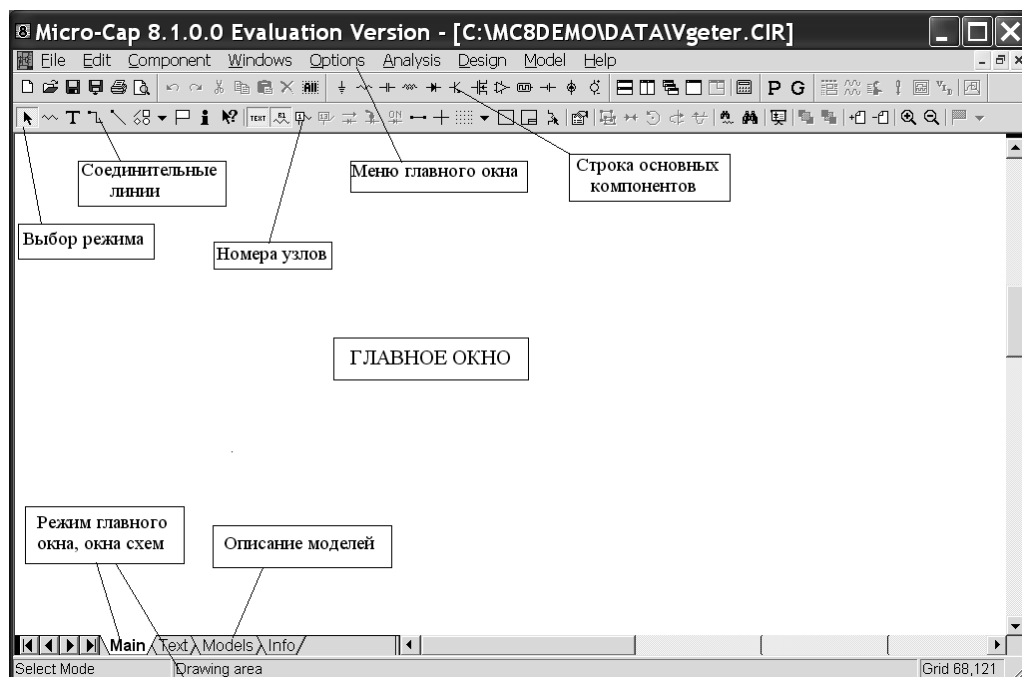


Рис. 6.2

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.

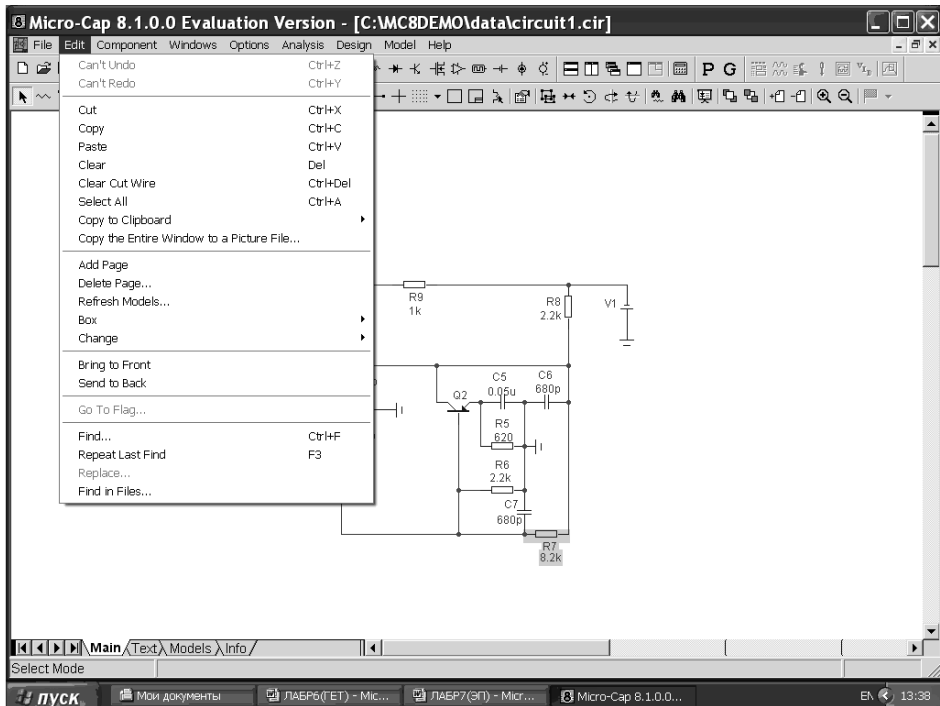


Рис. 6.4

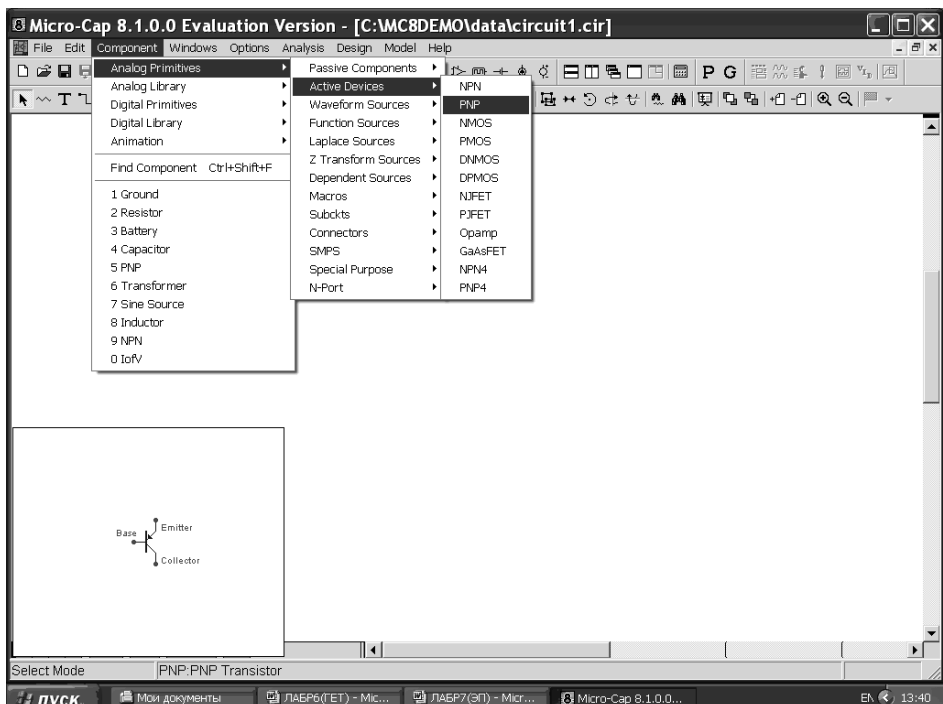


Рис. 6.5

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=

Ис vs. Vce

2SA965  
2SA968  
2SA970  
2SB1009  
2SB737  
2SB889  
KT326B

**Вспомогательные характеристики**

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.

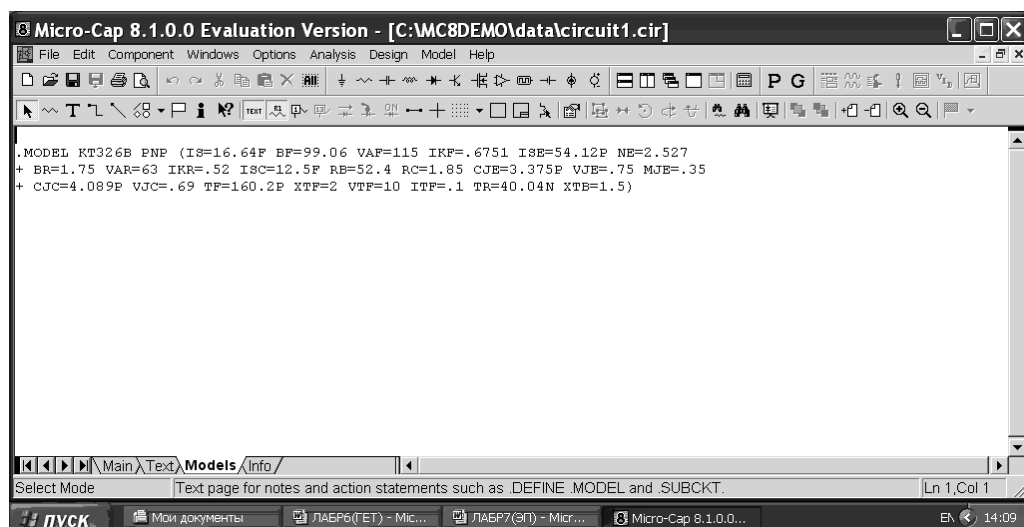


Рис. 6.7

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 ( $\beta$  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

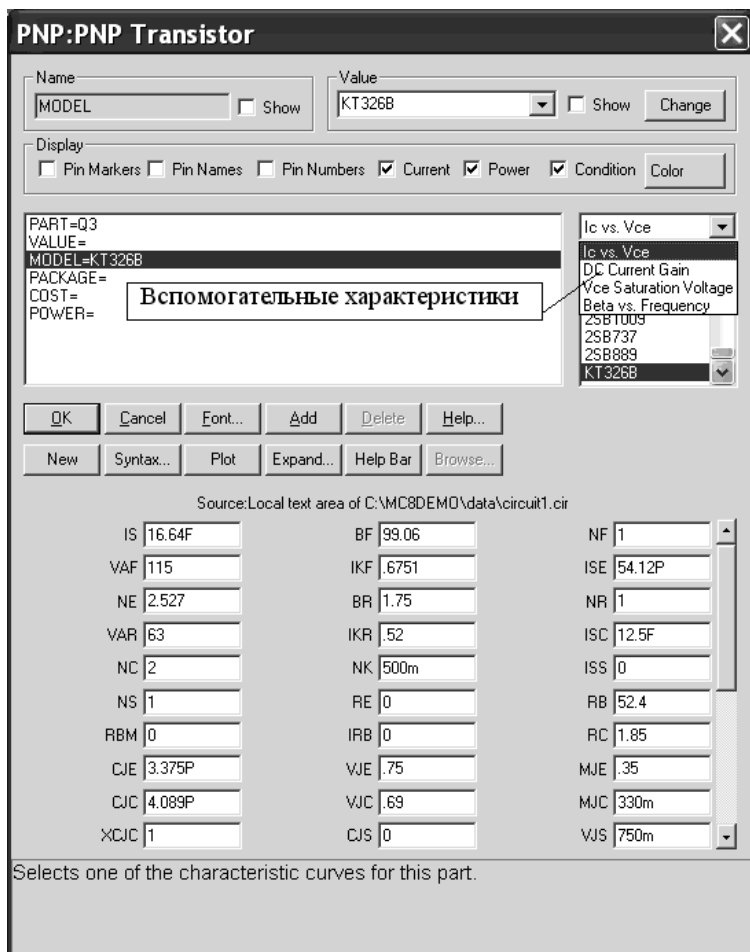


Рис. 6.8

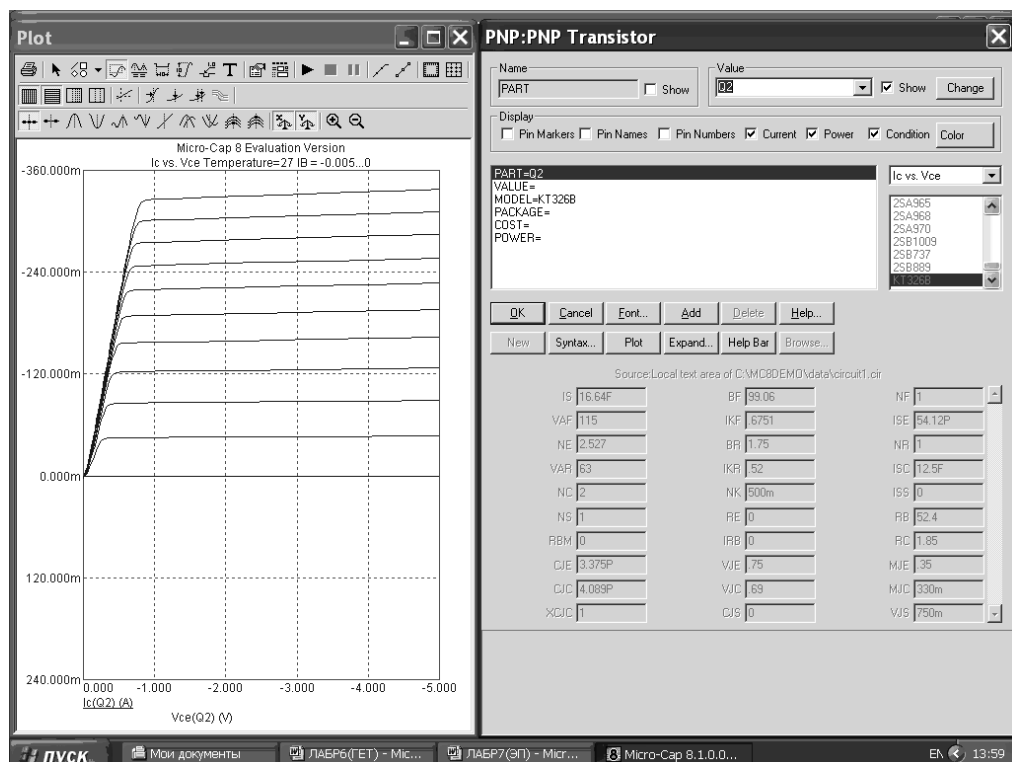


Рис. 6.9

(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).

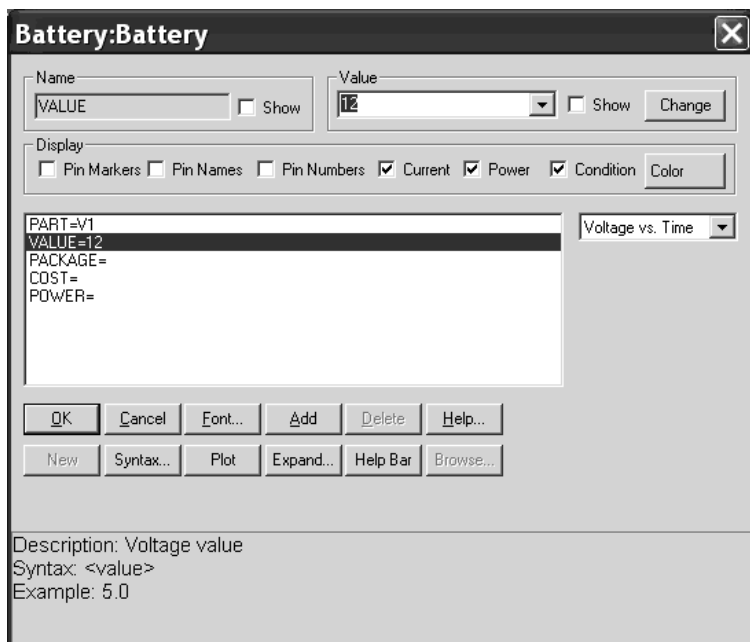


Рис. 6.10

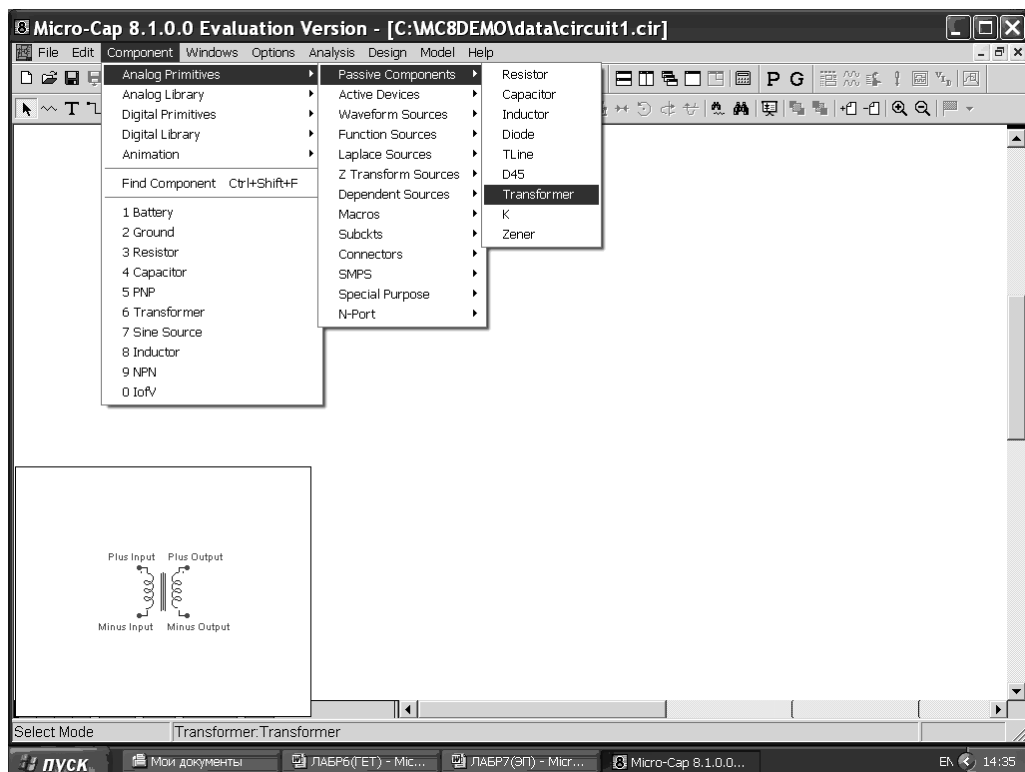


Рис. 6.11

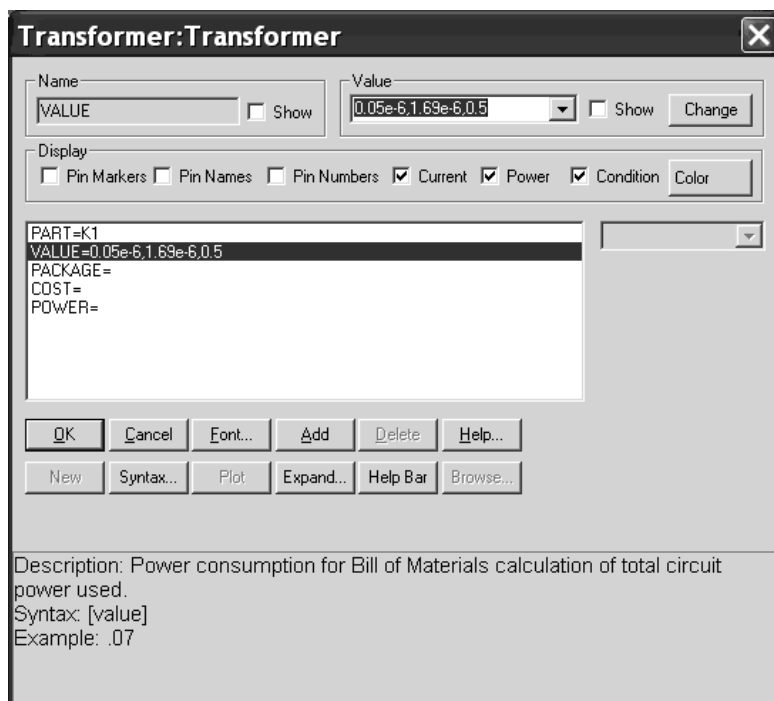


Рис. 6.12

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.

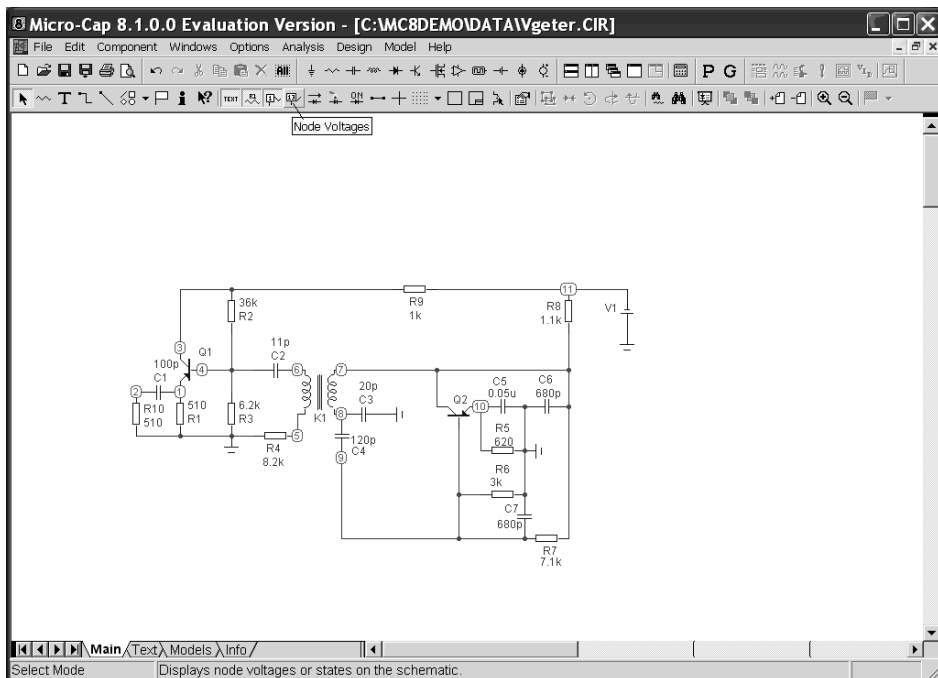


Рис. 6.13

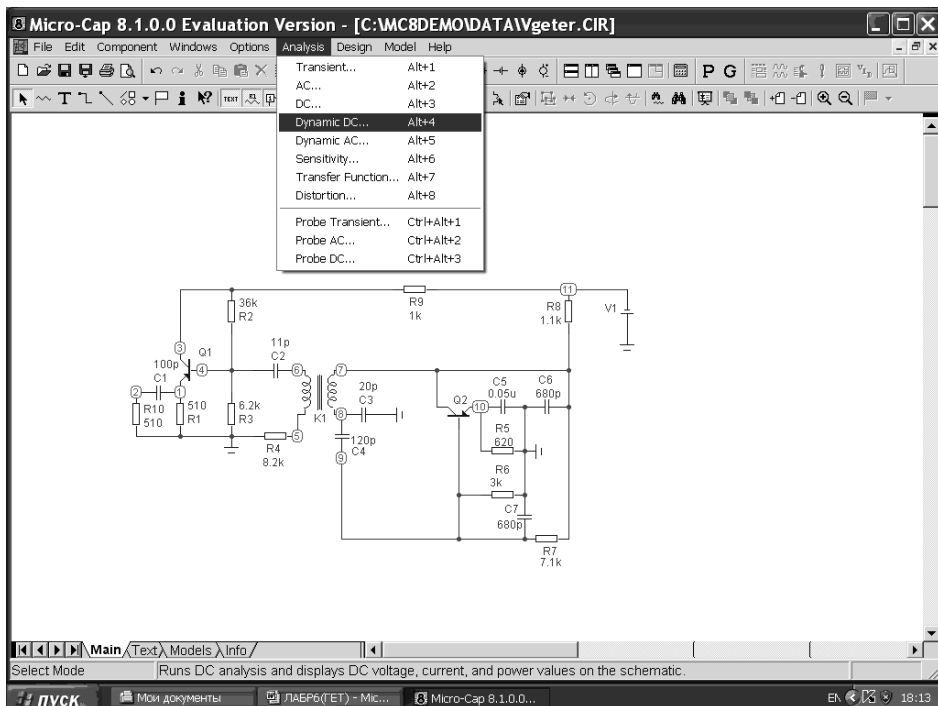


Рис. 6.14

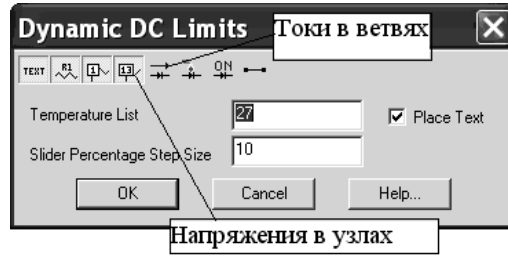


Рис. 6.15

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

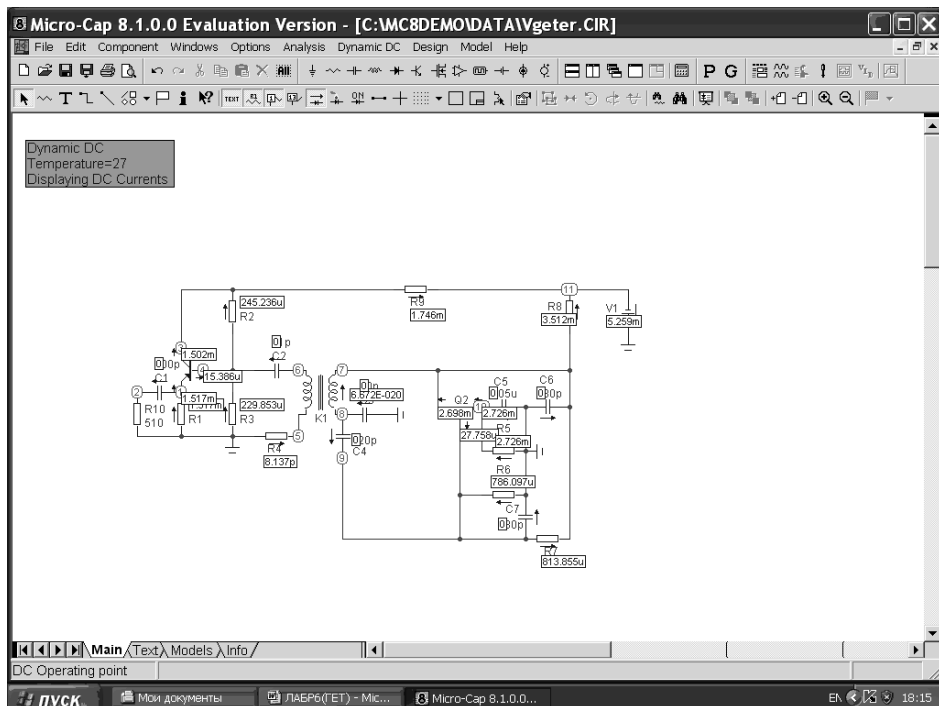


Рис. 6.16

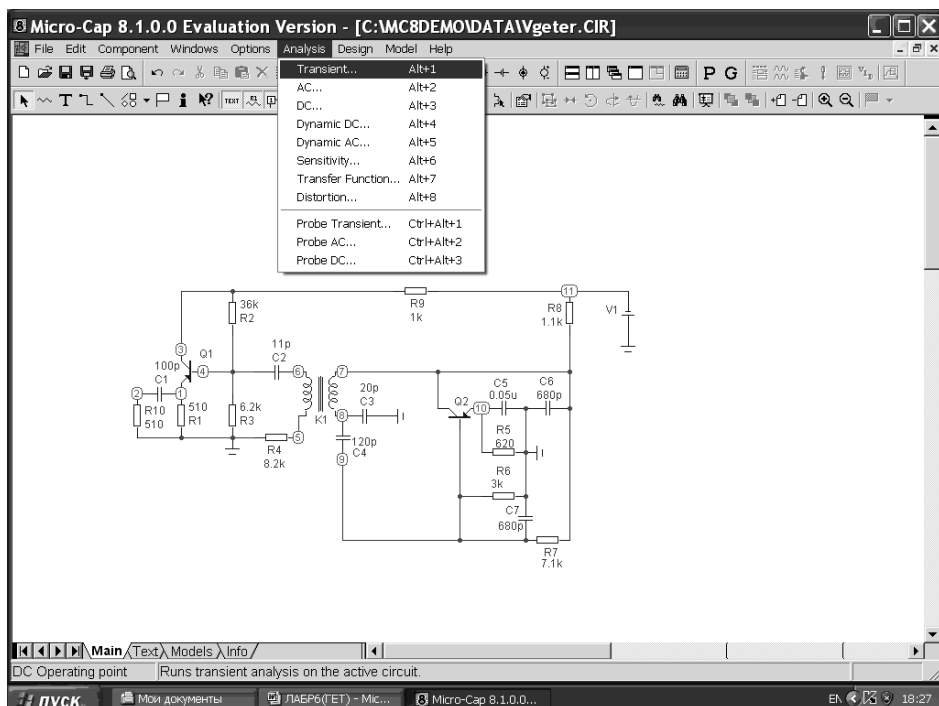


Рис. 6.17

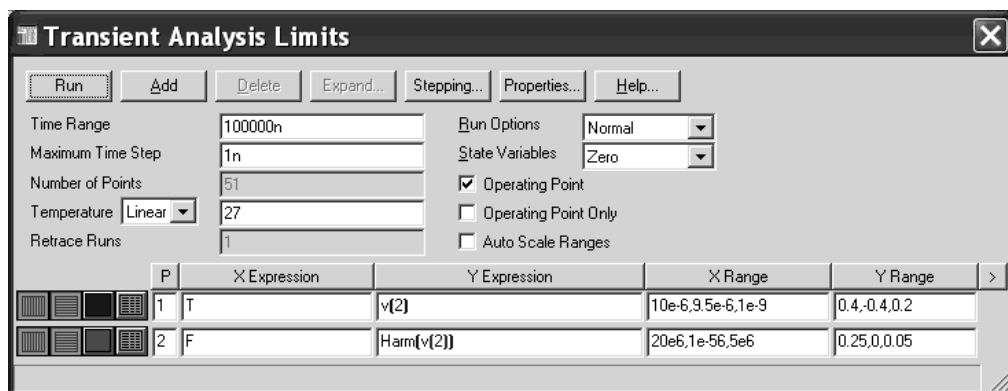


Рис. 6.18

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 поледующим 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);

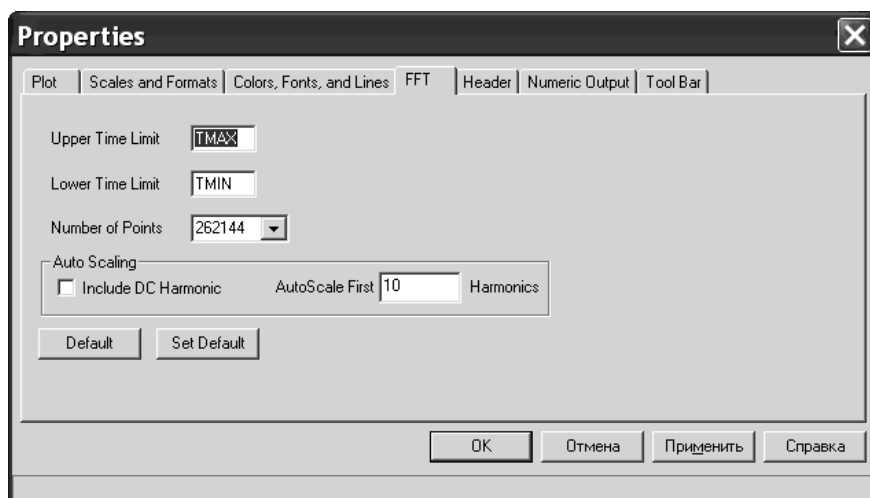


Рис. 6.19



- 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.

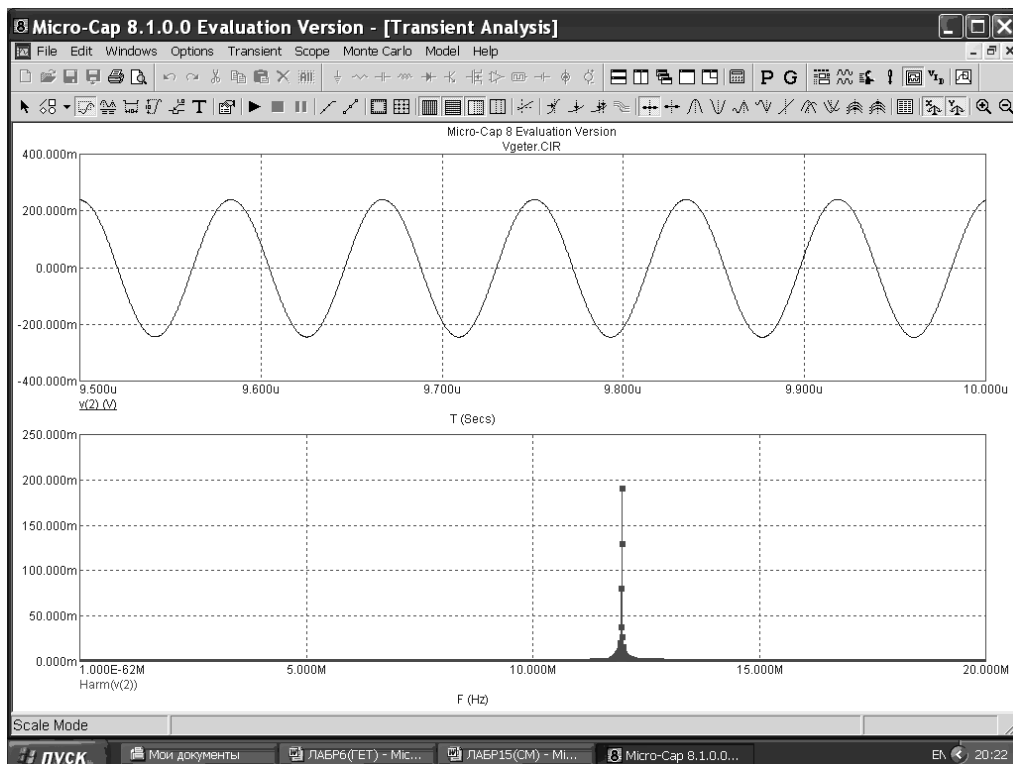


Рис. 6.20

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



**Transient Analysis Limits**

Time Range: 
 Run Options:

Maximum Time Step: 
 State Variables:

Number of Points: 
☒ Operating Point

Temperature: 
☐ Operating Point Only

Retrace Runs: 
☐ Auto Scale Ranges

P	X Expression	Y Expression	X Range	Y Range
	T	v[2]	10e-6,9.5e-6,1e-9	0.4,-0.4,0.2
1	T	I[7,10]	10e-6,9.5e-6,1e-9	0.15,-0.15,0.05
	F	Harm(v[2])	20e6,1e-56,5e6	0.25,0,0.05
2	F	Harm(I[7,10])	30e6,1e-56,5e6	0.1,0,0.02

Runs the analysis.

**Рис. 6.22**

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).

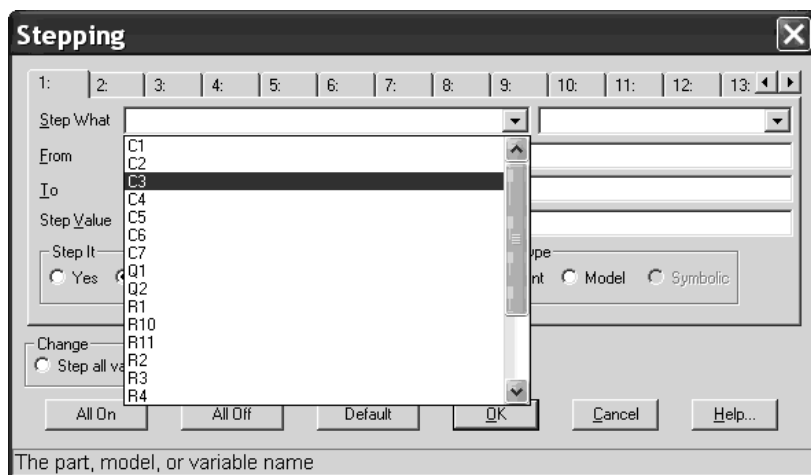


Рис. 6.23

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-

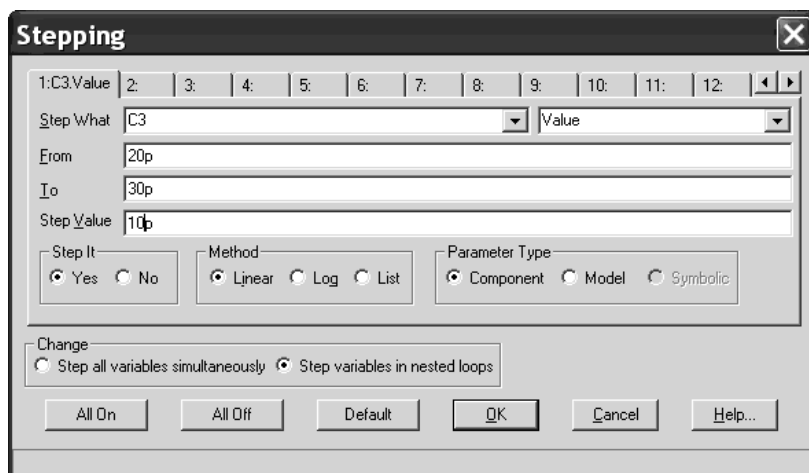


Рис. 6.24

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-

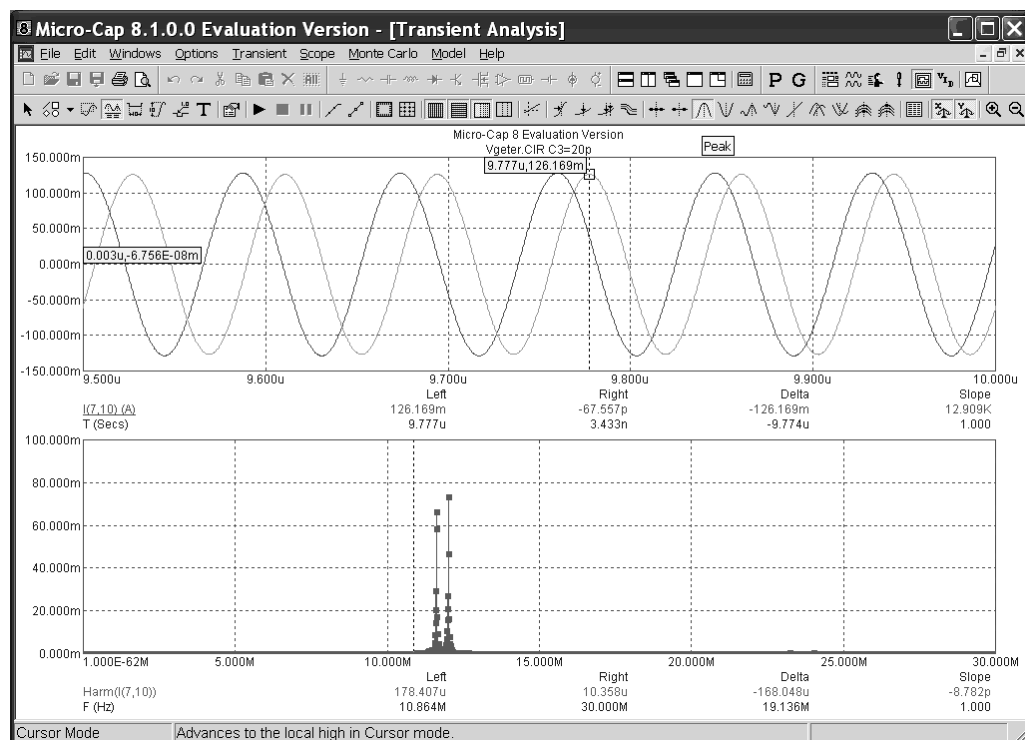


Рис. 6.25

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).

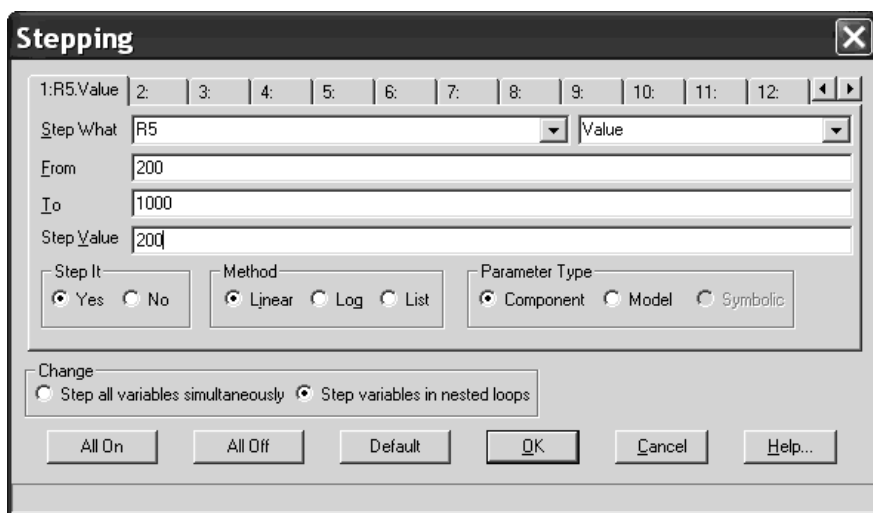


Рис. 6.26

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.

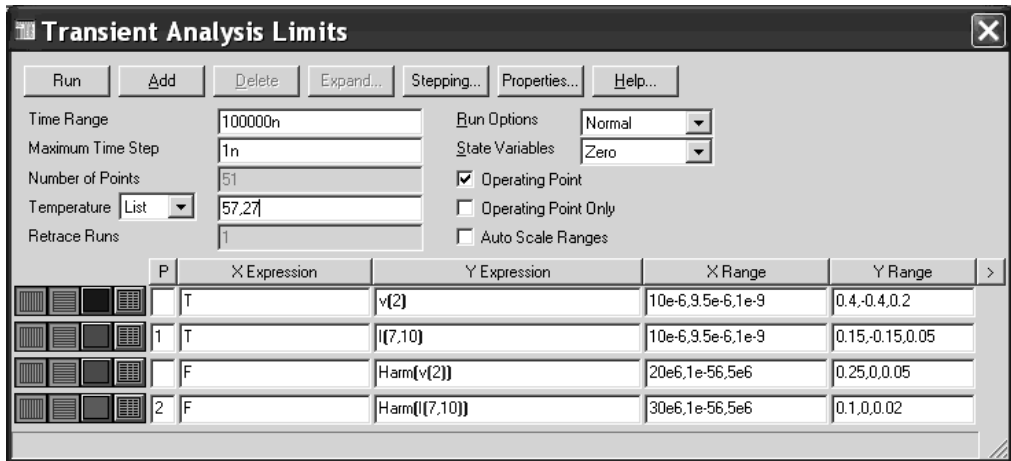


Рис. 6.27

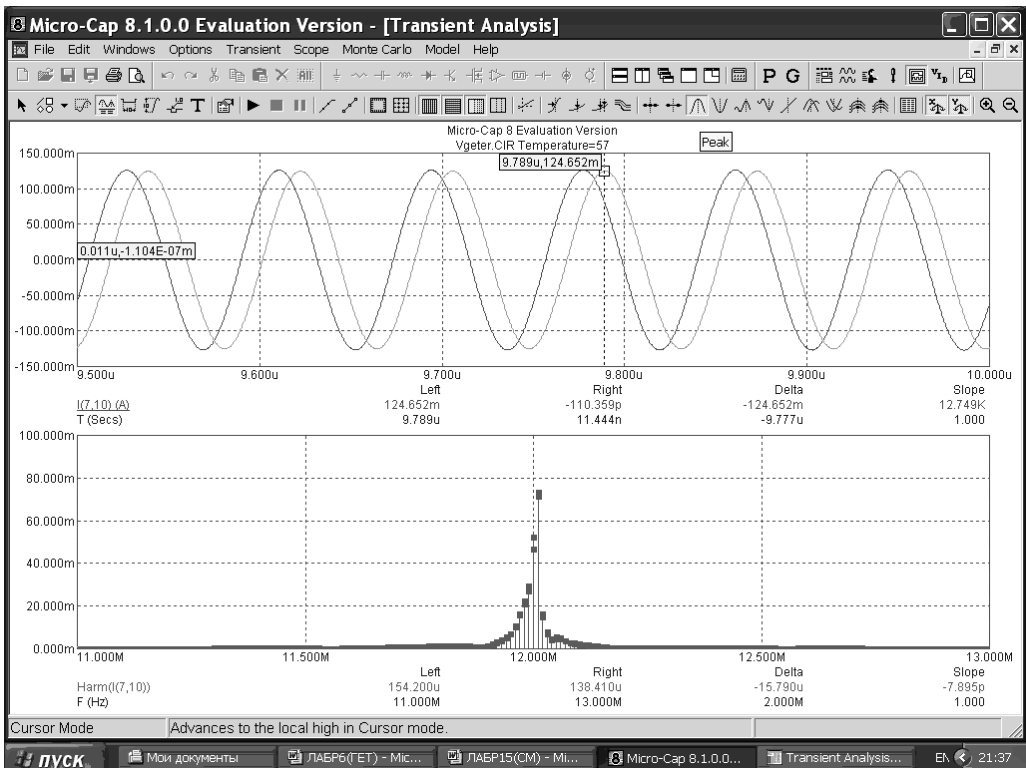


Рис. 6.28

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-

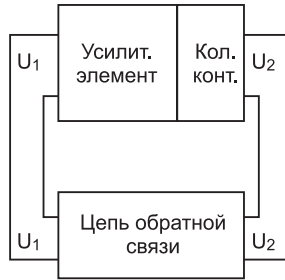


Рис. 6.29

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  $\omega$  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  $\beta_{oc}$  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  $\beta_{oc}$ .

Простейшая схема автогенератора на ПТ с трансформаторной ОС представлена на рис. 6.30.

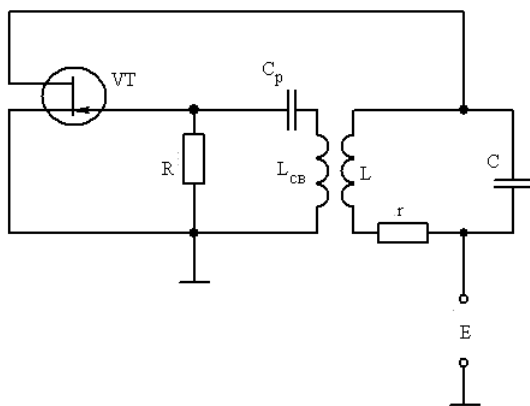


Рис. 6.30

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  $180^\circ$ . То есть для получения ПОС сдвиг фаз в пассивном 4-полюснике должен составлять  $180^\circ$ .

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.

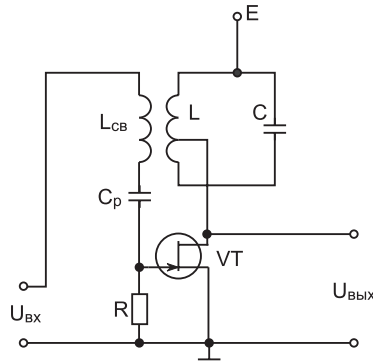


Рис. 6.31

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-

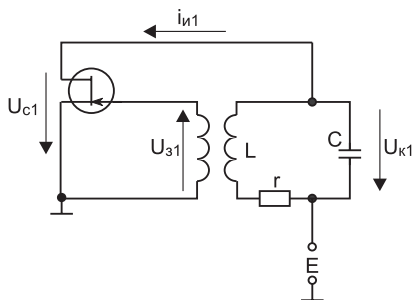


Рис. 6.32

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

$$\underline{S}_{cp} \underline{\beta}_{oc} \underline{Z}_3 = 1. \quad (6.17)$$

Записывая уравнение в показательной форме

$$\underline{S}_{cp} = S_{cp} e^{j\varphi_{cp}};$$

$$\underline{\beta}_{oc} = \beta_{oc} e^{j\varphi_{oc}};$$

$$\underline{Z}_3 = Z_3 e^{j\varphi_z}$$

и подставляя их в (6.17), получаем

$$S_{cp} \beta_{oc} Z_3 e^{j(\varphi_{cp} + \varphi_{oc} + \varphi_z)} = 1, \quad (6.18)$$

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  $\beta_{oc}$ ) 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).

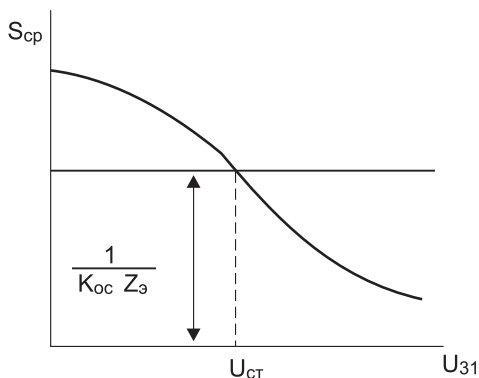


Рис. 6.33

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  $\pi$ .

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  $\omega_r$ , отличной от частоты резонанса  $\omega_p$ . 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  $\varphi_s$  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).

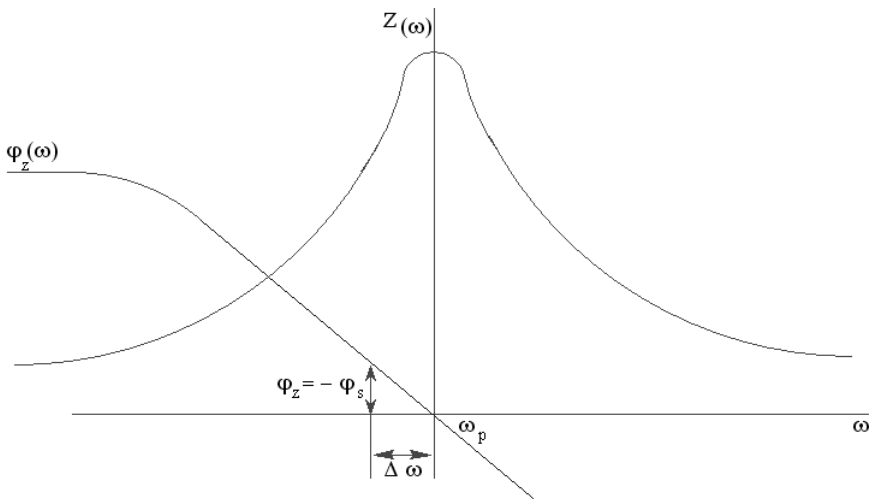


Рис. 6.34

Отсюда следует, что для повышения стабильности частоты автогенераторов необходимо иметь колебательные системы с большей крутизной фазовой характеристики (высокой добротности), что при одинаковом  $\varphi_s$  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).

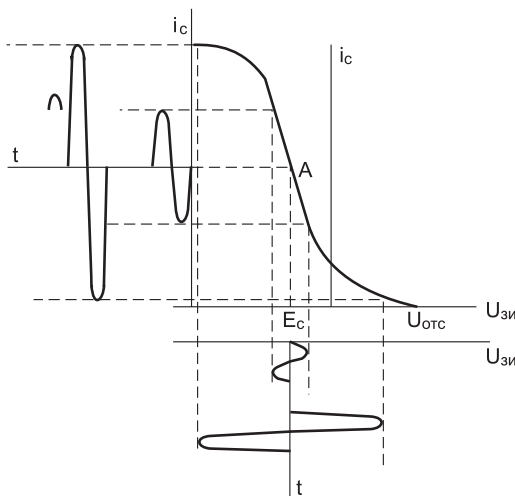


Рис. 6.35

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-

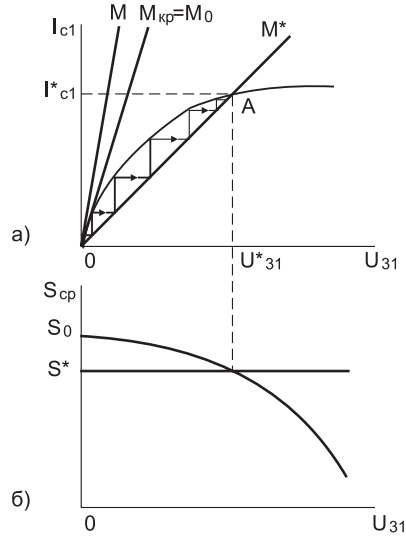


Рис. 6.36

строена совместно с прямой ОС, определяющей амплитуду стационарных колебаний  $U_{31}^*$  через параметры линейной части схемы автогенератора (6.14)

$$\underline{U}_{31} = \beta_{oc} Z_{\Sigma} I_{c1}, \quad (6.26)$$

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

$$I_{c1} = \frac{L}{MZ_{\Sigma}} U_{31}. \quad (6.27)$$

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  $\Delta I_{c1}$ , 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:

$$\frac{dI_{c1}}{dU_{31}} < \frac{I_{c1}}{U_{31}}. \quad (6.30)$$

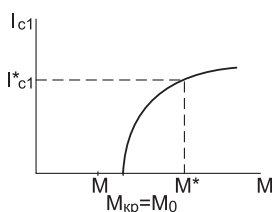


Рис. 6.37

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  $U_{31}^0$ .

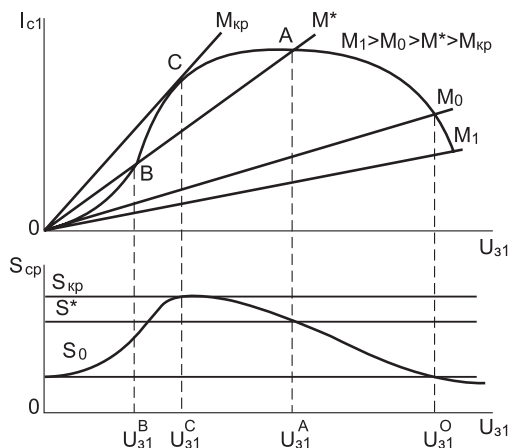


Рис. 6.38

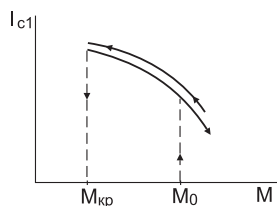


Рис. 6.39

(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

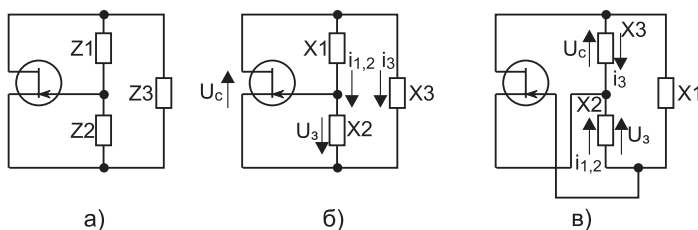


Рис. 6.40

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)  $\beta_{oc}$  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  $45^\circ$ .

Для анализа свойств БТ часто используют физическую модель БТ — эквивалентную схему Джиаколетто.

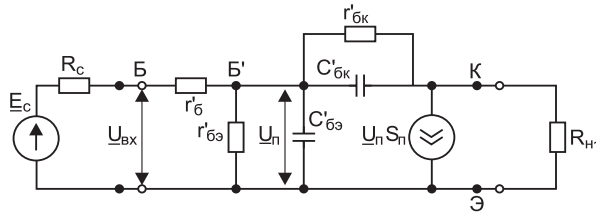


Рис. 6.41

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  $\alpha$  — коэффициент усиления тока эмиттера  $\alpha = I_k / I_\epsilon$  связан аналогичной зависимостью со своим низкочастотным значением  $\alpha^0$

$$\underline{\alpha} = \frac{\alpha^0}{1 + jf/f_\alpha}. \quad (6.38)$$

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  $\underline{K} = \underline{U}_n / \underline{U}_{\text{с}^3}$  — коэффициент передачи входной цепи;

$K^0 = r_{\text{с}^3} (r_{\text{с}^6} + r_{\text{с}^3})$  — 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

$$\underline{I}_6 = \underline{Y}_{11} \underline{U}_{63} + \underline{Y}_{12} \underline{U}_{\text{кз}}; \quad (6.42)$$

$$\underline{I}_{\text{к}} = \underline{Y}_{21} \underline{U}_{63} + \underline{Y}_{22} \underline{U}_{\text{кз}}, \quad (6.43)$$

где  $\underline{Y}_{11}$  — входная проводимость ( $\underline{U}_{\text{кз}} = 0$ );

$\underline{Y}_{12}$  — проводимость обратной передачи ( $\underline{U}_{63} = 0$ );

$\underline{Y}_{21}$  — крутизна транзистора ( $\underline{U}_{\text{кз}} = 0$ );

$\underline{Y}_{22}$  — выходная проводимость ( $\underline{U}_{63} = 0$ ).

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

$$\underline{U}_{63} = \underline{h}_{11} \underline{I}_6 + \underline{h}_{12} \underline{U}_{\text{эк}}; \quad (6.44)$$

$$\underline{I}_{\text{к}} = \underline{h}_{21} \underline{I}_6 + \underline{h}_{22} \underline{U}_{\text{эк}}, \quad (6.45)$$

где  $\underline{h}_{11}$  — входное сопротивление колебательной системы, при  $\underline{U}_{\text{эк}} = 0$ ; принято обозначать  $\underline{Z}_{\Phi}$ ;

$\underline{h}_{12} = \underline{h}_{21}$  — коэффициент трансформации, вычисляемый либо как

$\underline{K} = \underline{U}_{63} / \underline{U}_{\text{эк}}$ , при  $\underline{I}_6 = 0$ , либо  $\underline{K} = \underline{I}_{\text{к}} / \underline{I}_6$ , при  $\underline{U}_{\text{эк}} = 0$ .

$\underline{h}_{22}$  — комплексная проводимость колебательной системы.

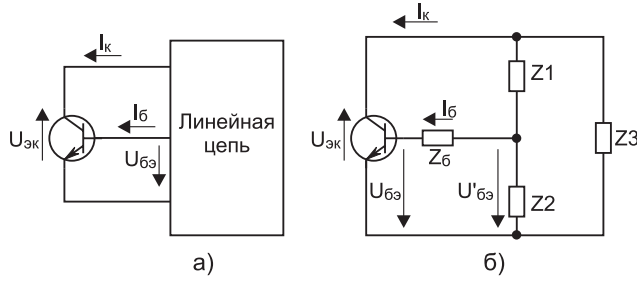


Рис. 6.42

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  $\theta$ ;

$$\cos \theta = (E_0 - E)/U_6,$$

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  $\omega_0$ ;  $Q_3$  — 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  $\varphi_{s1} = S_{1M}/S_{1B}$ ;

$$\varphi_{s1} = \varphi_1 + \varphi_n;$$

$\varphi_1$  — фазовый сдвиг  $\underline{I}_{K1}$  относительно  $\underline{U}_6$ ;

$\varphi_n$  — фазовый сдвиг между  $\underline{I}_{K1}$  и напряжением на переходе  $\underline{U}_n$  (6.40).

Если  $\varphi_{s1} = 0$  — частота генерации  $\omega_0$ ; 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  $\varphi_{s1}$ , 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  $C_\phi$ , 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  $\varphi_{s1}$ ).

## 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:  $\alpha_0, \alpha_1$

$$\alpha_n(\theta) = \gamma_n(\theta) / (1 - \cos\theta).$$

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).