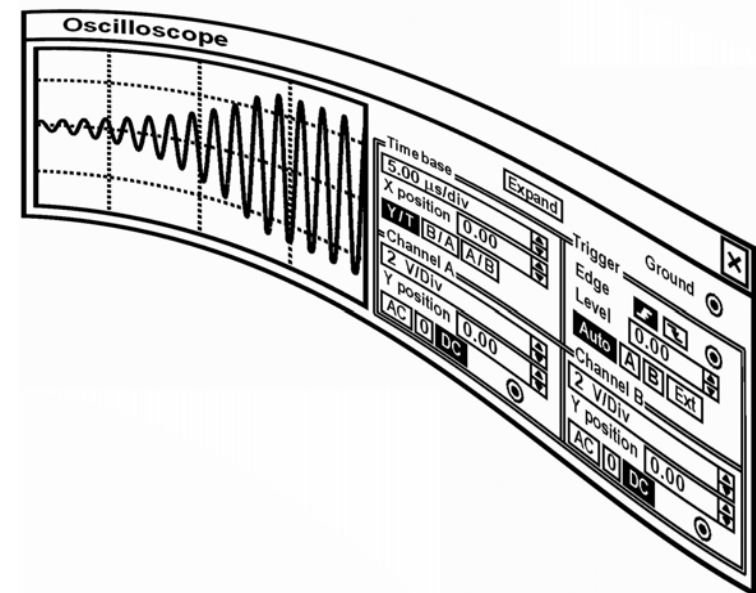


**А.В. Останков**

**НЕЛИНЕЙНЫЕ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ:  
ИССЛЕДОВАНИЕ НА ОСНОВЕ  
ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ**

**Учебное пособие**



**Воронеж 2009**

ГОУВПО "Воронежский государственный  
технический университет"

А.В. Останков

НЕЛИНЕЙНЫЕ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ:  
ИССЛЕДОВАНИЕ НА ОСНОВЕ  
ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Утверждено Редакционно-издательским советом  
университета в качестве учебного пособия

Воронеж 2009

Останков А.В. Нелинейные радиотехнические цепи: исследование на основе имитационного моделирования: учеб. пособие / А.В. Останков. Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2009. 158 с.

Представлен материал для учебно-исследовательских работ, ориентированных на выполнение в схемотехническом симуляторе Electronics Workbench. Тематика работ соответствует разделам "Нелинейные цепи" и "Генерация колебаний" дисциплины "Радиотехнические цепи и сигналы". Приведены основные теоретические положения по исследуемым вопросам, описания виртуальных лабораторных установок, указания к выполнению исследований, контрольные вопросы.

Издание соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210300 "Радиотехника", специальности 210302 "Радиотехника", дисциплине "Радиотехнические цепи и сигналы". Предназначено для студентов очной и очно-заочной форм обучения.

Табл. 35. Ил. 54. Библиогр.: 10 назв.

Рецензенты: кафедра "Сети связи и системы коммутации" Международного института компьютерных технологий (зав. кафедрой канд. техн. наук, доц. Р.Н. Андреев);  
канд. техн. наук, доц. Ю.Э. Корчагин

© Останков А.В., 2009

© Оформление. ГОУВПО

"Воронежский государственный  
технический университет", 2009

Учебно-исследовательские работы (УИР) по дисциплине "Радиотехнические цепи и сигналы" имеют своей целью изучение процессов и явлений, наблюдаемых в основных классах радиотехнических цепей, применяемых для обработки сигналов [1-7]. Предлагаемые в настоящем пособии УИР ориентированы на самостоятельное выполнение в схемотехническом симуляторе Electronics Workbench [8] и являются дополнением, углублением лабораторного практикума. В отличие от физических экспериментов, важность которых никоим образом не оспаривается, виртуальное исследование может быть выполнено в домашних условиях. Достаточно иметь компьютер, полную или академическую версию Electronics Workbench, файлы с рабочими схемами и руководство к выполнению исследований.

Настоящее пособие содержит описание шести УИР по темам "Нелинейные цепи", "Генерация колебаний" и является логическим продолжением ранее изданного пособия "Радиотехнические сигналы и линейные цепи для их обработки: исследование на основе имитационного моделирования" [9]. Материал по каждой УИР включает краткие теоретические сведения об исследуемых цепях и основных процессах в них, описание виртуальных установок, методические указания по проведению экспериментов, контрольные вопросы к защите, список рекомендуемой учебной литературы. Все работы комплектуются схемными файлами, содержащими подготовленные автором виртуальные установки.

Исследовательские работы выполняются по вариантам. После выполнения каждой работы необходимо оформить письменный отчет в соответствии с требованиями действующего стандарта (СТП ВГТУ 62-2007) [10] и защитить работу. Защита УИР предполагает объяснение полученных экспериментальных результатов, ответы на контрольные вопросы и решение микрозадач по теме исследований.

## 1. НЕЛИНЕЙНОЕ РЕЗОНАНСНОЕ УСИЛЕНИЕ И УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ

### 1.1. Цель работы

Экспериментально исследовать нелинейное резонансное усиление в режиме большого сигнала (с отсечкой тока); освоить методику измерения колебательной характеристики; приобрести навыки оценки эффективности работы усилителя (умножителя частоты) при разных углах отсечки.

### 1.2. Краткие теоретические сведения

При воздействии на нелинейное сопротивление изменяющегося во времени напряжения ток, протекающий через сопротивление, может существенно отличаться по форме от напряжения. Связано это с появлением в спектре тока новых спектральных составляющих. Так, при гармоническом характере приложенного напряжения в спектре тока присутствуют помимо колебания с частотой входного воздействия многочисленные гармоники с кратными частотами и постоянная составляющая. Если ток нелинейного сопротивления, в качестве которого использован активный элемент (транзистор), пропустить через полосовой фильтр, настроенный на частоту входного воздействия и обладающий относительно малой полосой пропускания, то выходное напряжение такого устройства будет практически совпадать по форме с приложенным напряжением, но существенно превышать его по величине мгновенных значений. Такое устройство, работая в нелинейном режиме, будет осуществлять практически линейное усиление напряжения.

На рис. 1 показана упрощенная схема нелинейного усилителя на биполярном транзисторе, включенном с общим эмиттером. В качестве выходного полосового фильтра использован простой параллельный колебательный контур, резонансная частота  $\omega_r$  которого совпадает с частотой  $\omega_0$  входного напряже-

ния, а полоса пропускания  $\Pi_\omega$  существенно меньше резонансной частоты  $\omega_r$ .

Предполагается, что такой резонансный усилитель работает в режиме большого сигнала, при котором проходную ВАХ транзистора – зависимость тока коллектора  $i_k$  от напряжения между базой и эмиттером  $u_B$  – целесообразно аппроксимировать кусочно-линейной функцией с начальным напряжением  $U_H$  и крутизной  $S$  (приложение 1). Аппроксимированная таким образом характеристика  $i_k(u_B)$  представлена графически на рис. 2. Теоретический анализ схемы усилителя, приведенной на рис. 1, показывает, что если на базу транзистора с кусочно-линейной проходной характеристикой помимо напряжения смещения  $U_{B0}$  подать напряжение гармонической формы  $u_B(t) = U_B \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ , то при достаточно большой амплитуде  $U_B$  усиливаемого напряжения коллекторный ток  $i_k(t)$  приобретает форму усеченных косинусоидальных импульсов. Эти импульсы изображены качественно на рис. 2. Половина длительности основания импульсов, выраженная в угловой мере, определяет величину угла отсечки тока  $\Theta$ ; при известном напряжении начала наклонного луча ВАХ ( $U_H$ ), постоянного смещения ( $U_{B0}$ ) и амплитуды усиливаемого колебания ( $U_B$ ) величину угла отсечки можно рассчитать исходя из соотношения

$$\Theta = \arccos \frac{U_H - U_{B0}}{U_B}, \quad (1)$$

полагая, что  $U_B \geq |U_H - U_{B0}|$ .

Из соотношения (1) следует, что на практике существует три способа управления углом отсечки: 1) изменением напряжения смещения  $U_{B0}$  при фиксированной амплитуде  $U_B$ ; 2) вариацией амплитуды входного напряжения  $U_B$  при неизменном смещении  $U_{B0}$ ; 3) одновременным изменением  $U_{B0}$  и  $U_B$ .

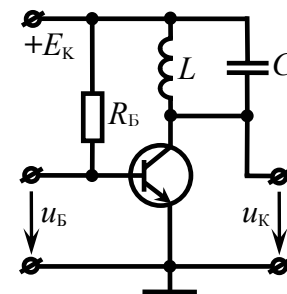


Рис. 1

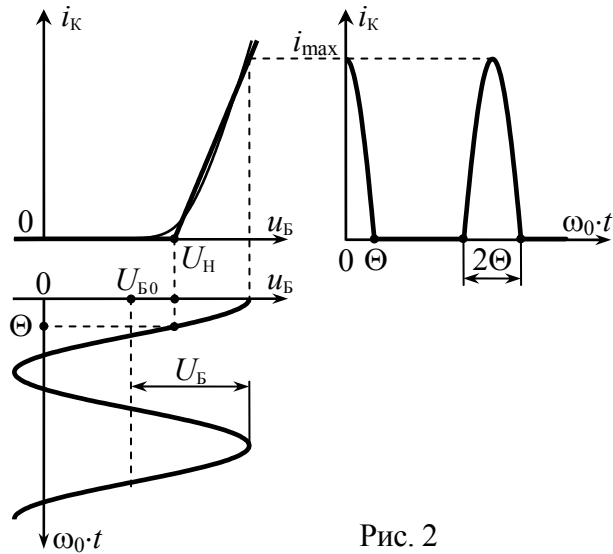


Рис. 2

Так как форма коллекторного тока явно несинусоидальная, но периодическая ( $T_\omega = 2\pi/\omega_0$ ), то его можно считать состоящим из множества гармонических составляющих с частотами  $n \cdot \omega_0$ , где  $n=0, 1, 2, \dots$ . Можно показать, что амплитуды гармоник  $I_{Kn}$  коллекторного тока нелинейным образом зависят от амплитуды  $U_B$  усиливаемого напряжения и могут быть рассчитаны по формуле

$$I_{Kn} = S \cdot U_B \cdot |\gamma_n(\Theta)|, \quad (2)$$

где  $\gamma_n(\Theta)$  – коэффициенты (Берга) разложения импульсов тока (рис. 3):

$$\gamma_n(\Theta) = \frac{2}{\pi \cdot n \cdot (n^2 - 1)} \cdot [\sin(n \cdot \Theta) \cdot \cos \Theta - n \cdot \cos(n \cdot \Theta) \cdot \sin \Theta],$$

показывающие как изменяются амплитуды гармоник тока в зависимости от угла отсечки при фиксированной амплитуде воздействия  $U_B$  и управлении углом отсечки вариацией напряжения смещения  $U_{B0}$ .

Соотношение (2) справедливо лишь для недонапряженного режима работы усилителя, при котором вершины импульсов тока  $i_K(t)$  совпадают по форме с гармонической функцией в области ее максимальных значений, как показано на рис. 2. В недонапряженном режиме амплитуда напряжения на выходе усилителя, контур которого точно настроен на частоту усиливаемого напряжения  $\omega_0$  и обладает сравнительно высокой добротностью, прямо пропорциональна амплитуде первой гармоники  $I_{K1}$  коллекторного тока  $i_K$  и может быть рассчитана в соответствии с выражением:

$$U_K = I_{K1} \cdot R_{KЭ}, \quad (3)$$

где  $R_{KЭ}$  – эквивалентное сопротивление колебательного контура на резонансной частоте.

При малой величине минимальных мгновенных значений напряжения на коллекторе  $u_{K \min} \approx E_K - U_K$  (при большой амплитуде  $U_B$  напряжения на базе) транзистор может войти в режим насыщения (рис. 4); режим работы усилителя, соответствующий такой ситуации, называется перенапряженным.

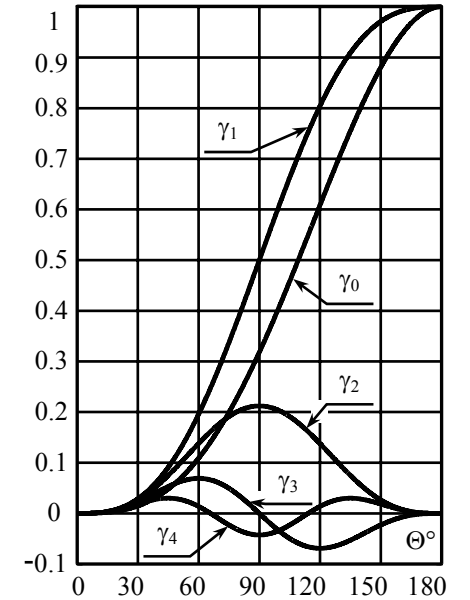


Рис. 3

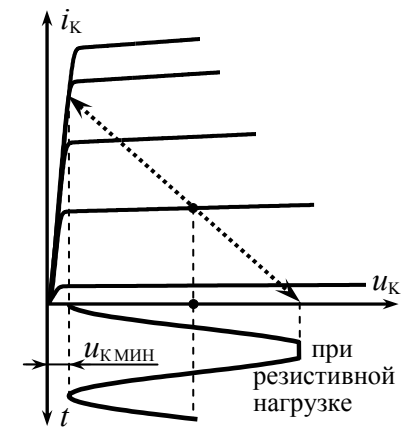


Рис. 4

Перенапряженный режим проявляется в появлении провала в вершине импульса тока; следствием этого является прекращение роста амплитуды первой гармоники тока  $I_{K1}$  при увеличении амплитуды подаваемого напряжения  $U_B$ . Последнее свидетельствует о том, что мощностные ресурсы активного элемента исчерпаны, и никакое дальнейшее увеличение амплитуды сигнала на входе усилителя не может привести к увеличению амплитуды напряжения  $U_K$  на выходе усилителя. Граничным недонапряженным и перенапряженным режимам является критический режим работы резонансного усилителя, который наступает при достижении амплитудой коллекторного напряжения величины  $U_{K\text{пред}} = \xi \cdot E_K$ , где  $\xi = 0.85 \dots 0.95$  – коэффициент использования коллекторного напряжения.

Влияние амплитуды усиливаемого напряжения  $U_B$  на качественные показатели нелинейного усилителя с резонансной нагрузкой принято оценивать колебательной характеристикой. Колебательная характеристика резонансного усилителя – зависимость амплитуды выходного колебания первой гармоники ( $I_{K1}$  или чаще напряжения на контуре  $U_K \sim I_{K1}$ ) от амплитуды  $U_B$  усиливаемого напряжения при настройке контура на частоту  $\omega_0$  первой гармоники. Для расчета колебательной характеристики необходимо располагать параметрами аппроксимации ( $S, U_H$ ) динамической проходной ВАХ транзистора, т.е. зависимости выходного тока  $i_K$  от напряжения на входе  $u_B$  при наличии в выходной цепи колебательного контура. Такой характеристики, как правило, нет в распоряжении исследователя. Однако если полагать, что сопротивление контура  $R_{KЭ}$  мало по сравнению с выходным дифференциальным сопротивлением  $R_i$  транзистора, то в недонапряженном режиме расчет колебательной характеристики можно производить на основе параметров статической ВАХ.

Если напряжение смещения меньше напряжения излома ВАХ ( $U_{B0} < U_H$ , рис. 5,а), то при малой амплитуде  $U_B$  воздействия, такой что  $U_B \leq U_H - U_{B0}$ , выходной ток отсутствует,  $I_{K1} = 0$  и

$U_K = 0$ . При дальнейшем увеличении амплитуды усиливаемого сигнала ( $U_B > U_H - U_{B0}$ ) появляется выходной ток с отсечкой. Амплитуда первой гармоники тока определяется согласно (2), так что амплитуда

$$U_K = S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \cdot U_B,$$

где  $\gamma_1(\Theta) = (1/\pi) \cdot (\Theta - \sin\Theta \cdot \cos\Theta)$ . С ростом амплитуды  $U_B$  угол отсечки  $\Theta$  увеличивается (от 0 до  $90^\circ$ , рис. 6,а, поз. 1), наклон колебательной характеристики в недонапряженном режиме также растет (от 0 до  $S \cdot R_{KЭ} \cdot \gamma_1(90^\circ) = 0.5 \cdot S \cdot R_{KЭ}$ ), так что ее форма заметно отличается от линейной, особенно на начальном участке (рис. 6,б, поз. 1). В перенапряженном режиме колебательная характеристика равномерна; ее уровень определяется предельной амплитудой  $\xi \cdot E_K$  первой гармоники выходного колебания.

Если напряжение смещения совпадает с напряжением излома ВАХ ( $U_{B0} = U_H$ , рис. 5,б), то при любой амплитуде усиливаемого колебания угол отсечки тока равен  $90^\circ$  (рис. 6,а, поз. 2), а колебательная характеристика усилителя в недонапряженном режиме  $U_K = 0.5 S \cdot R_{KЭ} \cdot U_B$  линейна (рис. 6,б, поз. 2).

При расположении исходной рабочей точки непосредственно на наклонном луче проходной ВАХ активного элемента

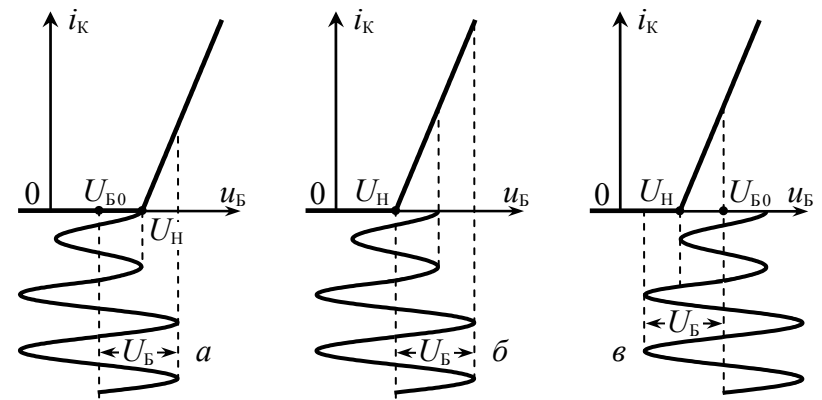


Рис. 5

( $U_{Б0} > U_H$ ) усилитель работает в линейном режиме до тех пор, пока  $U_B \leq U_{Б0} - U_H$  (рис. 5,б). Отсечка тока при этом отсутствует ( $\Theta = 180^\circ$ , рис. 6,а, поз. 3), а колебательная характеристика усилителя  $U_K = S \cdot R_{кЭ} \cdot U_B$  линейна и имеет максимально возможный наклон (рис. 6,б, поз. 3). Увеличение амплитуды колебания на входе ( $U_B > U_{Б0} - U_H$ ) приводит к появлению отсечки тока (угол  $\Theta$  уменьшается со  $180^\circ$  до  $90^\circ$ ), наклон колебательной характеристики усилителя  $U_K = S \cdot R_{кЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \cdot U_B$  при этом уменьшается. Наконец, превышение входной амплитуды критической величины переводит усилитель в перенапряженный режим работы.

Итак, рассчитать колебательную характеристику усилителя можно по формуле:

$$U_K = \begin{cases} 0 & \text{при } U_{Б0} < U_H \text{ и } U_B \leq U_H - U_{Б0}, \\ S \cdot R_{кЭ} \cdot U_B & \text{при } U_{Б0} > U_H \text{ и } U_B \leq U_{Б0} - U_H, \\ S \cdot R_{кЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \cdot U_B & \text{при } |U_{Б0} - U_H| < U_B \leq U_{Бкр}, \\ \xi \cdot E_K & \text{при } U_B > U_{Бкр}, \end{cases} \quad (4)$$

где  $U_{Бкр}$  – амплитуда напряжения на базе, соответствующая переходу усилителя в критический режим, при котором амплитуда выходного напряжения  $U_K$  достигает своего предела  $\xi \cdot E_K$ .

Обратите внимание на то, что колебательная характеристика в недонапряженном режиме тем круче, чем больше напряжение смещения. Увеличение напряжения смещения приво-

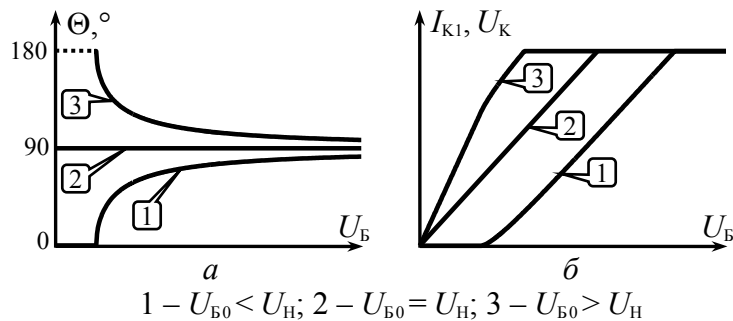


Рис. 6

дит к тому, что усилитель переходит в перенапряженный режим при меньшей амплитуде входного колебания.

Коэффициент усиления  $K$  резонансного усилителя по напряжению определяется как отношение амплитуды выходного колебания (обусловленного первой гармоникой тока) к амплитуде напряжения на входе в установившемся режиме и отсутствии расстройки контура:

$$K(U_B) = U_K / U_B. \quad (5)$$

В нелинейном усилителе, работающем в недонапряженном режиме, коэффициент усиления  $K$  неявно зависит от амплитуды усиливаемого напряжения  $U_B$  (через угол отсечки  $\Theta$ ):

$$K = S \cdot R_{кЭ} \cdot \gamma_1(\Theta) \quad \text{при } |U_{Б0} - U_H| < U_B \leq U_{Бкр}.$$

В перенапряженном режиме –  $K = \xi \cdot E_K / U_B$ . Зависимость  $K(U_B)$  может быть рассчитана по известной колебательной характеристике усилителя  $I_{K1}(U_B)$  или  $U_K(U_B)$ . Качественно теоретические зависимости коэффициента усиления от амплитуды усиливаемого напряжения показаны на рис. 7 (для разных напряжений смещения: 1 –  $U_{Б0} < U_H$ ; 2 –  $U_{Б0} = U_H$ ; 3 –  $U_{Б0} > U_H$ ).

Для реализации режима умножения частоты в  $n$  раз (частота выходного напряжения  $u_K(t)$  при этом в  $n$  раз больше частоты входного напряжения  $u_B(t)$ ) следует настроить контур на частоту  $n \cdot \omega_0$ , изменением напряжения смещения обеспечить оптимальный по коэффициенту передачи  $n$ -й гармоники угол отсечки ( $\Theta_{\text{опт}} = 180^\circ/n$ ); при этом амплитуда напряжения на контуре, определяемая амплитудой  $n$ -й гармоники тока  $I_{Kn}$ , будет максимальной. Максимальный коэффициент передачи умножителя –

$$K_{n \max} = I_{Kn \max} \cdot R_{кЭn} / U_B,$$

где  $R_{кЭn}$  – эквивалентное сопротивление контура  $n$ -й гармонике.

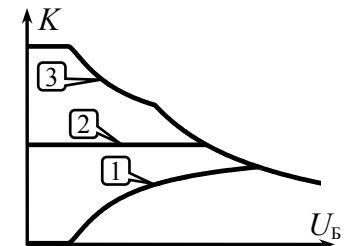


Рис. 7

### 1.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Работа выполняется с использованием схемного файла "Non-linear resonant amplification.ewb", рабочее поле которого после загрузки показано на рис. 8.

Резонансный усилитель построен на биполярном транзисторе VT, включенном по схеме с общим эмиттером. Питание транзистора производится от источника постоянного напряжения  $E_k$ . Смещение на базу обеспечивается с помощью отдельного источника постоянного напряжения  $E_c$  так, что напряжение смещения  $U_{Б0}$  оказывается в точности равным ЭДС источника  $E_c$  (необходимость контроля величины  $U_{Б0}$  отпадает). В выходную цепь транзистора включен простой параллельный контур  $L_k, C_k$  с резонансным сопротивлением  $R_k$ . Выходное напряжение снимается с коллектора и через разделительную емкость подается на вход осциллографа (канал В). Выход уси-

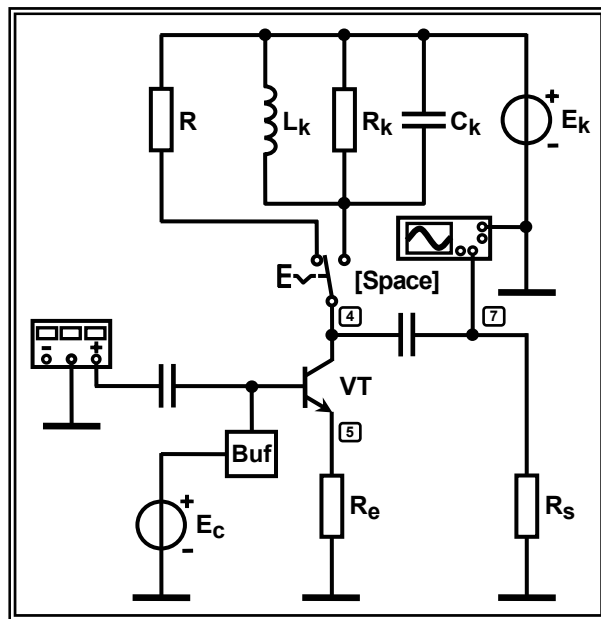


Рис. 8

лителя зашунтирован сопротивлением  $R_s$ , величина которого по умолчанию составляет 1 МОм.

В работе предусмотрена возможность замены резонансной нагрузки (колебательного контура) резистивной (сопротивлением  $R$ ) с помощью переключателя, управляемого клавишей "Space". Это дает возможность наблюдать (в противоположной полярности) осциллограммы выходного (коллекторного) тока усилителя (транзистора).

### 1.4. Подготовительное расчетное задание

#### Задание первое

Начертить исследуемую в работе схему нелинейного усилителя и уяснить принцип его работы.

Полагая режим работы усилителя недонапряженным, изобразить применительно к резистивной нагрузке предполагаемую форму импульсов выходного напряжения для углов отсечки 180, 120, 90 и 60°. Изобразить предполагаемую форму напряжения на коллекторе применительно к резонансной нагрузке для тех же значений углов отсечки коллекторного тока.

По заданному начальному напряжению проходной характеристики транзистора ( $U_H$ , табл. 1) рассчитать значения напряжения смещения  $U_{Б0}$ , при которых обеспечиваются углы отсечки 180, 120, 90 и 60°, полагая, что к базе усилителя приложено гармоническое напряжение амплитудой 0.4 В. Результаты расчета занести в таблицу.

Полагая режим работы усилителя перенапряженным, нагрузку резистивной и угол отсечки равным 90°, изобразить предполагаемую форму импульсов коллекторного напряжения.

#### Задание второе

По заданной крутизне  $S$  проходной характеристики транзистора, ее начальному напряжению  $U_H$  и сопротивлению на-



## Исходные данные для выполнения исследовательских работ №№ 1 и 2

14

| N  | Параметры элементов резонансного усилителя |                              |  |                                 |   |                            |                    |                                       |
|----|--|------------------------------|--|---------------------------------|---|----------------------------|--------------------|---------------------------------------|
|    | Транзистор и цепь питания                  |                              |  |                                 |   | Резонансный контур         |                    |                                       |
|    | Тип транзистора (модель)                   | Напряжение питания $E_k$ , В | Сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ , Ом | Напряжение излома ВАХ $U_n$ , В | Крутизна наклонного луча ВАХ $S$ , мА/В | Индуктивность $L_k$ , мкГн | Емкость $C_k$ , нФ | Резонансное сопротивление $R_k$ , кОм |
| 1  | 2N2923                                     | 25                           | 50                                       | 0.63                            | 17.0                                    | 20                         | 32                 | 2.5                                   |
| 2  | 2N2924                                     | 30                           | 75                                       | 0.62                            | 11.5                                    | 17                         | 42                 | 5.0                                   |
| 3  | 2N3391                                     | 20                           | 100                                      | 0.61                            | 8.6                                     | 36                         | 22                 | 4.0                                   |
| 4  | 2N3414                                     | 16                           | 150                                      | 0.61                            | 5.8                                     | 47                         | 19                 | 5.0                                   |
| 5  | 2N3707                                     | 20                           | 50                                       | 0.65                            | 16.7                                    | 20                         | 50                 | 2.0                                   |
| 6  | 2N3858A                                    | 40                           | 200                                      | 0.61                            | 4.3                                     | 105                        | 11                 | 10.0                                  |
| 7  | 2N3904                                     | 16                           | 400                                      | 0.60                            | 2.2                                     | 80                         | 16                 | 7.0                                   |
| 8  | 2N4123                                     | 12                           | 500                                      | 0.60                            | 1.7                                     | 135                        | 11                 | 11.0                                  |
| 9  | 2N4400                                     | 26                           | 150                                      | 0.62                            | 5.7                                     | 100                        | 18                 | 7.5                                   |
| 10 | 2N4409                                     | 32                           | 75                                       | 0.64                            | 11.5                                    | 50                         | 42                 | 3.5                                   |
| 11 | 2N4424                                     | 36                           | 350                                      | 0.58                            | 2.5                                     | 320                        | 8                  | 20.0                                  |
| 12 | 2N5172                                     | 10                           | 600                                      | 0.57                            | 1.5                                     | 150                        | 14                 | 1.0                                   |
| 13 | 2N5223                                     | 8                            | 150                                      | 0.57                            | 5.8                                     | 33                         | 52                 | 2.5                                   |

Продолжение табл. 1

15

| N  | Параметры элементов резонансного усилителя |                              |  |                                 |   |                            |                    |                                       |
|----|--|------------------------------|--|---------------------------------|---|----------------------------|--------------------|---------------------------------------|
|    | Транзистор и цепь питания                  |                              |  |                                 |   | Резонансный контур         |                    |                                       |
|    | Тип транзистора (модель)                   | Напряжение питания $E_k$ , В | Сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ , Ом | Напряжение излома ВАХ $U_n$ , В | Крутизна наклонного луча ВАХ $S$ , мА/В | Индуктивность $L_k$ , мкГн | Емкость $C_k$ , нФ | Резонансное сопротивление $R_k$ , кОм |
| 14 | 2N5550                                     | 50                           | 50                                       | 0.67                            | 17.0                                    | 55                         | 27                 | 4.5                                   |
| 15 | MPS3826                                    | 22                           | 100                                      | 0.63                            | 8.5                                     | 40                         | 32                 | 3.5                                   |
| 16 | MPS6512                                    | 15                           | 150                                      | 0.62                            | 5.7                                     | 48                         | 24                 | 4.5                                   |
| 17 | MPS6512                                    | 10                           | 350                                      | 0.60                            | 2.5                                     | 60                         | 16                 | 6.0                                   |
| 18 | MPS6513                                    | 6                            | 600                                      | 0.59                            | 1.4                                     | 66                         | 13                 | 7.0                                   |
| 19 | MPS6565                                    | 22                           | 75                                       | 0.58                            | 11.5                                    | 27                         | 32                 | 3.0                                   |
| 20 | MPS6565                                    | 32                           | 200                                      | 0.56                            | 4.4                                     | 100                        | 7                  | 12.5                                  |
| 21 | MPS6531                                    | 6                            | 100                                      | 0.60                            | 8.5                                     | 8                          | 80                 | 1.0                                   |
| 22 | 2N3416                                     | 25                           | 250                                      | 0.59                            | 3.5                                     | 70                         | 8                  | 10.0                                  |
| 23 | 2N2923                                     | 18                           | 350                                      | 0.58                            | 2.5                                     | 58                         | 9                  | 8.0                                   |
| 24 | 2N3904                                     | 20                           | 100                                      | 0.63                            | 8.5                                     | 30                         | 16                 | 4.5                                   |
| 25 | 2N3707                                     | 10                           | 150                                      | 0.63                            | 5.7                                     | 20                         | 22                 | 3.0                                   |

грузки усилителя  $R_{кЭ} = R_{к}$  (табл. 1) для трех значений напряжения смещения  $U_{Б0} = 0.4$  В,  $U_{Н}$  и  $0.8$  В рассчитать колебательные характеристики нелинейного резонансного усилителя, полагая, что амплитуда входного напряжения  $U_{Б}$  изменяется в пределах от 0 до 2 В с шагом 0.1 В. Результаты расчетов указать в таблице и отобразить графически.

Указать амплитуды входного напряжения ( $U_{БкР}$ ), при которых возникает критический режим работы нелинейного усилителя, а также соответствующие значения угла отсечки.

### **Задание третье**

Используя результаты предыдущего задания, рассчитать и построить графические зависимости коэффициента усиления усилителя от амплитуды напряжения на базе  $K(U_{Б}) = U_{к}/U_{Б}$  для трех значений напряжения смещения 0.4 В,  $U_{Н}$  и 0.8 В.

Амплитуды входного колебания, при которых обеспечиваются наибольшие значения коэффициента усиления, зафиксировать и внести в отчет. Указать соответствующие им значения коэффициента усиления, а также угла отсечки тока.

### **Задание четвертое**

Полагая, что контур нелинейного усилителя настроен на частоту второй (а затем и третьей) гармоники выходного тока (режим удвоения (утроения) частоты), рассчитать напряжение смещения, которое при начальном напряжении  $U_{Н}$  и амплитуде напряжения на базе  $U_{Б0} = 0.4$  В, обеспечивает оптимальный по коэффициенту передачи второй (а затем и третьей) гармоники угол отсечки.

Для недонапряженного режима работы удвоителя (утроителя) по заданной крутизне транзистора  $S$  и сопротивлению нагрузки  $R_{кЭ} = R_{к}$  (табл. 1) рассчитать его максимальный коэффициент передачи.

## **1.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению**

### **Исследование формы импульсов выходного напряжения нелинейного усилителя при резистивной и резонансной нагрузках**

#### ***Подготовить установку к исследованиям.***

Загрузить схемный файл "Non-linear resonant amplification.ewb". Уяснить назначение подключенных к усилителю приборов и источников сигналов.

Установить заданный тип транзистора (табл. 1), активировав меню "Component Properties" и выбрав нужную модель из библиотеки "nationl2". Установить заданные в табл. 1 напряжение  $E_{к}$  источника питания ( $E_{к}$  на рис. 8), величину сопротивления  $R_{Э}$  обратной связи в цепи эмиттера ( $R_{Э}$ ) и параметры элементов контура: индуктивности ( $L_{к}$ ), емкости ( $C_{к}$ ), резонансного сопротивления ( $R_{к}$ ).

Перевести переключатель, управляемый клавишей "Space" в правое положение, подключив, тем самым, к коллектору транзистора колебательный контур.

Установить постоянное напряжение смещения  $U_{Б0}$  на базе транзистора 1 В (источник  $E_{с}$  на рис. 8). Для установки параметров входного напряжения, вырабатываемого генератором "Functional Generator", активировать режим гармонического сигнала, указать величину его частоты ("Frequency") из интервала 100...250 кГц и амплитуды ("Amplitude") порядка 10 мВ.

Используя данные табл. 1, рассчитать резонансную частоту контура  $f_{р} = 1/(2\pi \cdot \sqrt{L_{к} \cdot C_{к}})$ , определяющую центральную частоту АЧХ усилителя, и собственную полосу пропускания контура  $\Pi = 1/(2\pi \cdot R_{к} \cdot C_{к})$ . Результаты расчета занести в отчет.

Измерить АЧХ усилителя. Для этого активировать команду "AC Frequency..." меню "Analysis", установить в окне команды минимальное и максимальное значения частоты Start

frequency  $\approx (f_p - 2 \cdot \Pi)$ , End frequency  $\approx (f_p + 2 \cdot \Pi)$ ; масштаб по оси частот (Sweep type) – линейный (Linear); Number of point  $\approx 5000$ ; масштаб по вертикали (Vertical scale) – линейный; номер точки съема реакции (Nodes for analysis) – 7. Нажать кнопку "Simulate". Используя визир, измерить фактическую резонансную частоту усилителя, соответствующую максимуму АЧХ, и полосу пропускания  $\Pi_{\Sigma}$  резонансного усилителя по уровню 0.707 от максимального значения АЧХ. Занести измеренные значения  $f_p$  и  $\Pi_{\Sigma}$  в отчет.

Установить частоту входного напряжения ("Frequency" на панели "Functional Generator") равной экспериментально измеренной резонансной частоте усилителя.

Увеличить амплитуду входного напряжения ("Amplitude") до расчетной величины 400 мВ. Переключателем "Space" подключить резистивную нагрузку.

**Определить фактические значения напряжения смещения, обеспечивающие заданные углы отсечки тока.**

Изменяя напряжение смещения на базе транзистора, установить последовательно углы отсечки выходного тока 180, 120, 90 и 60°; использовать при этом осциллограмму выходного напряжения, совпадающего по форме с импульсами коллекторного тока; зарисовать импульсы напряжения для каждого угла отсечки; внести в таблицу значения напряжения смещения, соответствующие этим углам отсечки, сравнить их с расчетными.

Примечание: инвертированная осциллограмма выходного напряжения усилителя может выглядеть примерно так, как показано на рис. 9;

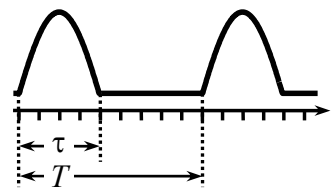


Рис. 9

тогда, установленное значение угла отсечки тока определяется как  $180^\circ \cdot \tau / T$ , где  $\tau$  – длительность импульса с отсечкой,  $T$  – период колебаний; измерение длительности импульсов  $\tau$  удобно производить посредством визиров; по-

стоянной величины период  $T$  достаточно измерить однократно или рассчитать.

Для ускорения измерений по данному пункту исследования можно задействовать команду "Parameter Sweep ..." меню "Analysis". В окне команды следует задать: системный идентификатор источника смещения (Component) – V1; название изменяемого параметра (Parameter) – Voltage; диапазон изменения напряжения смещения (Start value, End value) – от 0.4 до 1.2 В (возможны другие значения); способ изменения (Sweep type) – Linear; шаг изменения напряжения смещения (Increment step size) – 0.05 В (или меньше); номер выходной контрольной ноды (Output node) – 4. Активировать режим "Transient Analysis", нажать кнопку "Set transient options", в новом окне активировать "Calculate DC operating point", указать момент начала (Start time) и окончания анализа (End time), количество отображаемых точек за интервал наблюдения (Minimum number of time point). Нажать кнопки "Accept" и "Simulate". Возможный результат выполнения команды показан на рис. 10 в виде семейства осциллограмм выходного колебания, полученных при разных напряжениях смещения. Используя визир, можно отыскать осциллограмму, наиболее отвечающую заданному углу отсечки, а значит, и искомое напряжение смещения.

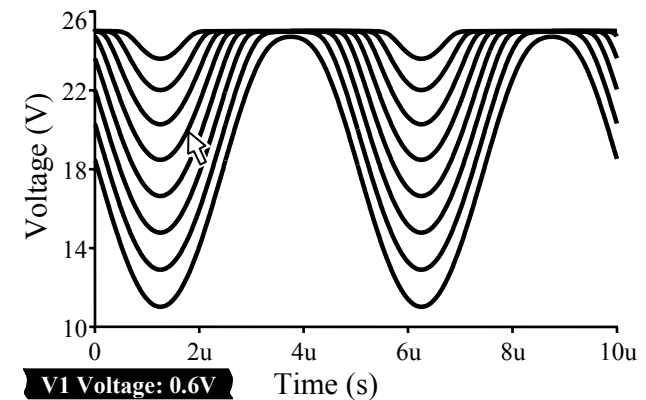


Рис. 10

**Исследовать форму напряжения на контуре при разных углах отсечки выходного тока.**

Переключатель "Space" перевести в положение "Контур". Устанавливая поочередно напряжение смещения, соответствующее углам отсечки 180, 120, 90 и 60°, зарисовать временные диаграммы выходного напряжения, снимаемого с контура. Измерить и указать в отчете значения амплитуд напряжения. Внимание! Измерение амплитуды выходного напряжения при подключенной резонансной нагрузке следует производить по окончании переходного процесса, длительность которого составляет, как правило, около  $(0.5...1)/P_{\text{э}}$ , где  $P_{\text{э}}$  – полоса пропускания усилителя в Гц.

Сравнить форму импульсов коллекторного тока и напряжения на контуре. Сделать выводы.

**Исследовать форму импульсов выходного тока усилителя в перенапряженном режиме работы.**

Переключателем "Space" вновь включить резистивную нагрузку. Установить напряжение смещения равным начальному напряжению ВАХ ( $U_{\text{н}}$ , см. табл. 1). Получить перенапряженный режим работы усилителя: постепенно увеличивая амплитуду входного напряжения, добиться на экране осциллографа провала в верхней части импульсов напряжения. Снять осциллограмму напряжения, сделать выводы.

**Исследование колебательных характеристик нелинейного резонансного усилителя**

**Подготовить установку к исследованиям.**

Переключатель "Space" перевести в положение "Контур". Установить постоянное напряжение смещения на базе транзистора  $U_{\text{б0}}$  равным 0.4 В.

**Снять семейство колебательных характеристик усилителя.**

Изменяя амплитуду гармонического напряжения на входе усилителя от 0 до 2 В с шагом не более 100 мВ, фиксировать амплитуду напряжения на контуре (выходе) усилителя в установившемся режиме. Результаты измерений внести в табл. 2.

Таблица 2

| $U_{\text{б0}}, \text{В}$ | Характеристики нелинейного усилителя |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------------------|--------------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0.4                       | $U_{\text{б}}, \text{мВ}$            | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $U_{\text{к}}, \text{В}$             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $K, \text{безр.}$                    | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{н}}$            | $U_{\text{б}}, \text{мВ}$            | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $U_{\text{к}}, \text{В}$             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $K, \text{безр.}$                    | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| 0.8                       | $U_{\text{б}}, \text{мВ}$            | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $U_{\text{к}}, \text{В}$             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $K, \text{безр.}$                    | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Аналогичным образом снять колебательные характеристики усилителя еще для двух значений напряжения смещения  $U_{\text{б0}} = U_{\text{н}}$  и 0.8 В. Результаты измерений отразить в табл. 2. Построить график семейства колебательных характеристик нелинейного резонансного усилителя. Проанализировать результаты. Сопоставить экспериментальные характеристики с расчетными. Сделать выводы.

**Определить фактические амплитуды входного напряжения, при которых усилитель работает в критическом режиме.**

По колебательным характеристикам оценить амплитуды входного напряжения, при которых наступает критический режим. Сравнить с теоретическими результатами.

Объяснить форму полученных колебательных характеристик. Дать рекомендации по выбору номинального режима работы усилителя (предложить рациональные значения напряжения смещения, амплитуды усиливаемого напряжения).

### **Исследование зависимости коэффициента усиления нелинейного усилителя от амплитуды входного напряжения**

*Получить зависимости коэффициента усиления усилителя от амплитуды входного напряжения.*

Используя результаты эксперимента, полученные в предыдущем разделе, рассчитать зависимости коэффициента усиления  $K$  усилителя от амплитуды напряжения на базе  $U_B$  для трех значений напряжения смещения (0.4,  $U_H$  и 0.8 В). Результаты внести в табл. 2. Зависимости изобразить поверх теоретических. Прокомментировать соответствие эксперимента и расчетов. Дать физическое толкование полученным результатам.

*Определить фактические амплитуды входного напряжения, при которых достигаются наибольшие значения коэффициента усиления.*

Для трех значений напряжения смещения определить наибольшие значения коэффициентов усиления  $K$ , которые может обеспечить усилитель; амплитуды входного колебания, соответствующие этим коэффициентам усиления, зафиксировать. Полученные данные сравнить с теоретическими.

### **Исследование удвоителя частоты**

*Подготовить установку к исследованиям.*

Установить амплитуду гармонического напряжения на входе усилителя 400 мВ и вдвое уменьшить его частоту, чтобы

обеспечить совпадение частоты второй гармоники выходного тока с резонансной частотой усилителя.

*Определить максимальный коэффициент передачи удвоителя частоты.*

Изменяя напряжение смещения на базе транзистора, добиться максимальной амплитуды напряжения на выходе резонансного удвоителя частоты.

Для ускорения измерений по данному пункту исследования можно задействовать команду "Parameter Sweep ..." меню "Analysis". В окне команды следует задать: Component = V1; Parameter = Voltage; Start value = 0.2 В, End value = 1.2 В; Sweep type = Linear; Increment step size = 0.05 В или меньше; Output node = 7. Установить параметры режима "Transient Analysis": Calculate DC operating point, Start time (не менее  $(0.5...1)/T_0$ ), End time, Minimum number of time point. Возможный результат выполнения команды "Parameter Sweep ..." показан на рис. 11 в виде осциллограмм выходного напряжения для разных напряжений смещения. Установив курсор на осциллограмме колебания с максимальной амплитудой, прочитать в строке состояния соответствующее этому колебанию напряжение смещения.

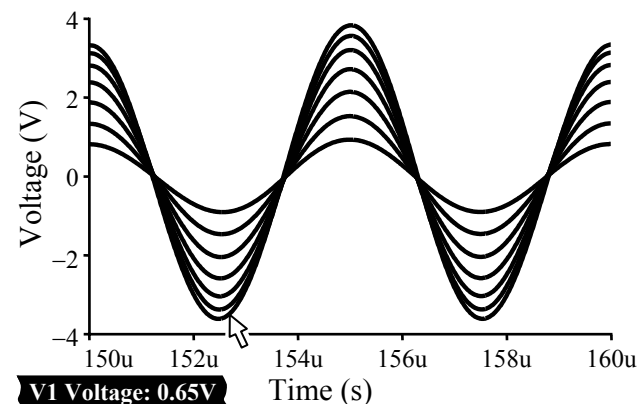


Рис. 11

Указать в отчете величину экспериментально найденного оптимального напряжения смещения, т. е. смещения, обеспечивающего максимальное по амплитуде выходное напряжение. Установить в моделируемой схеме напряжение смещения равным оптимальному значению. Произвести моделирование.

Зарисовать в одном временном масштабе осциллограммы входного и выходного напряжений удвоителя при оптимальном смещении. По значениям амплитуд напряжений определить величину максимального коэффициента передачи удвоителя частоты, зафиксировать его в отчете и сравнить с расчетным значением. Прокомментировать результаты. Сделать выводы.

***Определить оптимальный угол отсечки выходного тока удвоителя.***

Включить резистивную нагрузку. Зарисовать в масштабе осциллограммы входного и выходного напряжений.

По осциллограмме напряжения на резистивной нагрузке определить угол отсечки тока, сравнить его величину с расчетной. Объяснить различие в осциллограммах, полученных в предыдущем и в данном пунктах. Сделать выводы.

### **Исследование утроителя частоты**

***Подготовить установку к исследованиям.***

Переключатель "Space" перевести в положение "Контур". Установить частоту входного напряжения втрое меньше резонансной частоты усилителя, чтобы подстроить частоту третьей гармоники выходного тока под резонансную частоту.

***Определить максимальный коэффициент передачи утроителя частоты.***

Изменяя напряжение смещения на базе транзистора, добиться максимальной амплитуды напряжения на выходе резо-

нансного утроителя частоты. Указать в отчете величину оптимального напряжения смещения – смещения, обеспечивающего максимальное по амплитуде выходное напряжение.

Установить напряжение смещения равным экспериментально найденному оптимальному значению. Зарисовать в одном временном масштабе осциллограммы входного и выходного напряжений утроителя при оптимальном смещении. По измеренным значениям амплитуд напряжений определить величину максимального коэффициента передачи утроителя частоты, зафиксировать его в отчете и сравнить с расчетным значением. Сделать выводы.

***Определить оптимальный угол отсечки выходного тока утроителя.***

Включить резистивную нагрузку. Снова зарисовать осциллограммы входного и выходного напряжений.

По осциллограмме напряжения на резистивной нагрузке определить угол отсечки тока, сравнить его величину с расчетной. Сделать выводы.

### **Задания для пытливых**

Исследовать влияние величины сопротивления  $R_s$  (см. рис. 8), шунтирующего нагрузочный контур, на колебательную характеристику усилителя для разных значений смещения.

Исследовать зависимость коэффициента полезного действия (КПД) нелинейного усилителя от величины угла отсечки выходного тока в недонапряженном и перенапряженном режимах при фиксированной амплитуде входного колебания. Требуемые значения угла отсечки (например, 30, 60, 90, 120 и 180°) устанавливать изменением напряжения смещения. КПД определять как отношение  $(0.5 \cdot U_k / E_k) \cdot (I_{k1} / I_{k0})$ , где  $U_k$  – амплитуда выходного напряжения при резонансной нагрузке,  $E_k$  – напряжение питания,  $I_{k1} / I_{k0}$  – отношение амплитуды первой гармони-

ки к постоянной составляющей выходного тока (оценить указанное соотношение следует, активировав режим "Fourier..." меню "Analysis"; точка съема реакции "Output node" – номер 5).

Исследовать особенности нелинейного усиления амплитудно-модулированных колебаний с тональной модуляцией и возникающих при этом искажений. Отключить от входа схемы универсальный генератор и заменить его генератором АМ-напряжения (группа "Source"). Установить частоту несущего колебания ("Carrier frequency") равной резонансной частоте усилителя, единичный коэффициент модуляции ("Modulation index"), частоту модуляции ("Modulation frequency"), не превышающей половины полосы пропускания усилителя. Амплитуду несущего колебания ("Carrier amplitude") взять такой, чтобы при установленном напряжении смещения (0.4 В,  $U_H$ , 0.8 В) усилитель работал сначала в недонапряженном, а затем в перенапряженном режиме.

Освоить методику численного расчета статической колебательной характеристики нелинейного резонансного усилителя при сплайн-интерполяции проходной ВАХ транзистора и последующем расчете амплитуды первой гармоники тока на основе БПФ (см. приложение 2).

### 1.6. Контрольные вопросы к защите работы

1. В каких случаях реальную характеристику транзистора, отображающую зависимость коллекторного тока от напряжения между базой и эмиттером, целесообразно аппроксимировать кусочно-ломаной функцией? Какими параметрами при этом будет описываться ВАХ транзистора?

2. Что такое угол отсечки тока нелинейного усилителя? Как меняется угол отсечки с изменением напряжения смещения? амплитуды напряжения, подаваемого на вход усилителя?

3. Каким образом можно регулировать угол отсечки, сохраняя неизменной амплитуду усиливаемого напряжения? пи-

ковое значение импульсов коллекторного тока? Из каких соображений выбирается угол отсечки в резонансном усилителе, работающем при больших уровнях входного сигнала?

4. Чем определяется выходное напряжение нелинейного резонансного усилителя? Как можно рассчитать амплитуду этого напряжения? Как она изменится, если увеличить напряжение смещения? уменьшить амплитуду усиливаемого напряжения? Пояснения дайте с использованием понятия угла отсечки.

5. Изобразите временные диаграммы коллекторного тока в недонапряженном, критическом и перенапряженном режимах нелинейного резонансного усилителя. Из каких соображений обеспечивается тот или иной режим работы усилителя?

6. Почему временные диаграммы коллекторного тока и напряжения на колебательном контуре в нелинейном режиме существенно отличаются друг от друга? Изобразите качественно спектры выходного тока и напряжения на контуре. В чем отличие этих спектров?

7. Что такое колебательная характеристика нелинейного резонансного усилителя? В чем ее практическое содержание? Как рассчитать и экспериментально определить колебательную характеристику?

8. Чем отличаются колебательные характеристики нелинейного резонансного усилителя, построенные для углов отсечки  $\Theta = 90^\circ$ ,  $\Theta < 90^\circ$  и  $\Theta > 90^\circ$ ? Изобразите их качественно.

9. Изобразите качественно две колебательные характеристики нелинейного усилителя, соответствующие двум разным значениям: а) напряжения смещения; б) напряжения источника питания; в) резонансного сопротивления контура.

10. Изобразите зависимости коэффициента усиления нелинейного усилителя от амплитуды усиливаемого напряжения для разных значений напряжения смещения. Почему при неограниченном росте амплитуды входного напряжения коэффициент усиления падает до нуля?

11. Можно ли так выбрать положение рабочей точки на проходной вольтамперной характеристике транзистора нелинейного усилителя, что в составе коллекторного тока будут отсутствовать гармоники нечетных номеров? четных номеров?

12. Каковы энергетические преимущества нелинейного режима работы резонансного усилителя по сравнению с линейным? Изобразите зависимость коэффициента полезного действия усилителя от угла отсечки.

13. Изобразите временные диаграммы напряжения между базой и эмиттером, напряжения между коллектором и эмиттером и коллекторного тока при: а) усилении гармонического напряжения; б) удвоении частоты; в) утроении частоты.

14. Как следует выбирать угол отсечки в умножителе частоты для реализации максимального коэффициента передачи при работе: а) с фиксированной амплитудой подаваемого на вход напряжения; б) с фиксированной величиной пика импульсов тока?

15. Каков принцип работы нелинейного умножителя частоты? Почему трудно добиться высокой кратности умножения?

### 1.7. Литература

- [1, с. 321-323; 326-332],
- [2, с. 227-229; 231-235],
- [3, с. 176-180; 188-194],
- [4, с. 270-278],
- [5, с. 482-484; 626-632],
- [6, с. 70-77; 151-152], [7, с. 28-44].

## 2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СМЕЩЕНИЕМ

### 2.1. Цель работы

Экспериментально исследовать физические процессы в амплитудном модуляторе – нелинейном резонансном усилителе с управляемым напряжением смещения. Выяснить, при каких условиях обеспечивается неискаженная модуляция.

### 2.2. Краткие теоретические сведения

При воздействии на нелинейное сопротивление бигармонического напряжения

$$u(t) = U_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t) + U_{\omega_0} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

спектр тока помимо постоянной составляющей и гармоник с частотами  $n \cdot \Omega$ ,  $n \cdot \omega_0$ , кратными частотам воздействия ( $n = 1, 2, \dots$ ), содержит дополнительные спектральные составляющие с комбинационными частотами  $k \cdot \omega_0 \pm l \cdot \Omega$ , где  $k, l = 1, 2, \dots$ . Появление последних обусловлено взаимодействием гармоник приложенного напряжения. Комбинационные составляющие характеризуются порядком, определяемым величиной  $(k + l)$ .

Пусть  $\Omega \ll \omega_0$ , а ВАХ нелинейного сопротивления близка по форме к квадратичной, тогда спектр тока такого сопротивления имеет вид, показанный на рис. 12. Наиболее значимыми по амплитуде при этом являются комбинационные составляющие низшего ( $k + l = 2$ ) порядка:  $\omega_0 \pm \Omega$ ; к тому же их амплитуды

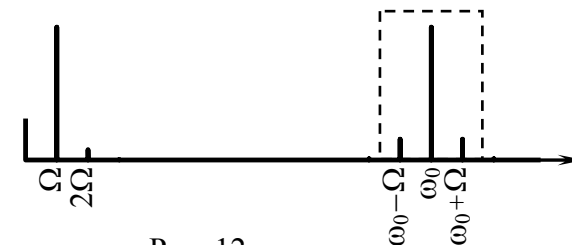


Рис. 12



ды оказываются прямо пропорциональными амплитуде  $U_{\Omega}$  низкочастотного воздействия. Если колебание с частотой  $\Omega$  является информационным, а напряжение с частотой  $\omega_0$  – несущим, то часть спектра на рис. 12, заключенная в прямоугольное окно, фактически соответствует колебанию, модулированному по амплитуде сигналом  $U_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t)$ .

Таким образом, при воздействии на нелинейный элемент информационного низкочастотного колебания и высокочастотного несущего напряжения ток элемента содержит спектральные составляющие модулированного по амплитуде сигнала. Для выделения полезных составляющих достаточно использовать полосовой фильтр.

На практике в качестве нелинейного элемента модулятора может быть использован транзистор. Модулируемое высокочастотное напряжение подают во входную цепь транзистора. Модулирующий же сигнал вводят либо в цепь входного (модулирующим смещением), либо выходного электрода. Роль полосового фильтра может выполнять одиночный колебательный контур или система связанных контуров.

На рис. 13 изображена упрощенная схема амплитудного модулятора, работающего по принципу модуляции смещением. Модулятор представляет собой обыкновенный нелинейный резонансный усилитель на транзисторе. Ко входу усилителя (базе транзистора) подводятся два колебания: высокочастотное напряжение –  $u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ , играющее в дальнейшем роль несущего, и низкочастотное модулирующее  $u_{\Omega}(t)$ , например, в простейшем случае тональное колебание –  $U_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t)$ . Постоянное напряжение смещения ( $U_{Б0}$ ) обеспечивает такое положение исходной рабочей точки на проходной ВАХ транзистора, чтобы задействованный участок ВАХ был нелиней-

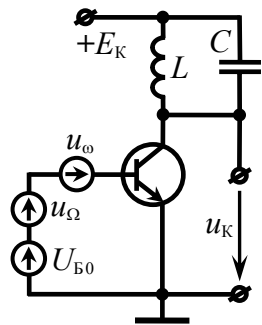


Рис. 13

ным. Колебательный контур настроен на частоту несущего колебания ( $\omega_0$ ) и обладает эквивалентной полосой пропускания, соизмеримой или несколько большей удвоенной ширины спектра модулирующего напряжения.

Принцип работы данного модулятора поясняется осциллограммами напряжений и токов, показанными на рис. 14.

Предположим, что транзистор работает в режиме "большого" сигнала, при котором его статическую проходную характеристику – зависимость тока коллектора  $i_K$  от напряжения между базой и эмиттером  $u_B$  – целесообразно аппроксимировать кусочно-линейной функцией с начальным напряжением (излома)  $U_H$  и крутизной  $S$ . За счет того, что рабочая точка под воздействием текущего смещения  $u_{Б0}(t) = U_{Б0} + U_{\Omega} \cdot \cos(\Omega \cdot t)$  изменяет свое положение на ВАХ в такт с низкочастотным модулирующим колебанием, происходит непрерывное изменение

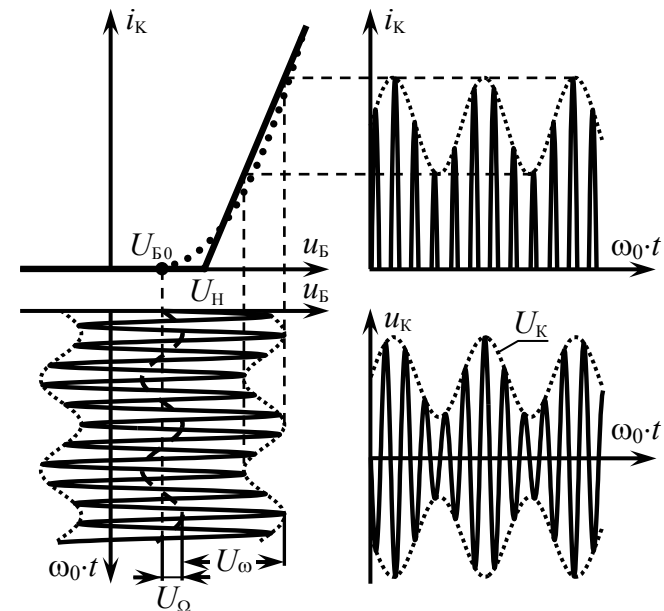


Рис. 14

угла отсечки выходного тока  $\Theta(t) = \arccos \{ [U_H - u_{B0}(t)] / U_\omega \}$ . Амплитуда первой гармоники последовательности импульсов коллекторного тока в результате оказывается не постоянной во времени:  $I_{K1}(t) = S \cdot U_\omega \cdot \gamma_1[\Theta(t)]$ . Благодаря избирательным свойствам колебательного контура, настроенного на частоту первой гармоники тока, амплитуда напряжения на контуре  $U_K(t)$  приобретает форму модулирующего напряжения  $u_\Omega(t)$ . Режим работы нелинейного усилителя (модулятора) должен быть недонапряженным, так как в перенапряженном режиме нарушается соответствие между амплитудами напряжения на базе и первой гармоникой коллекторного тока.

Основной характеристикой модулятора является модуляционная характеристика.

Статической модуляционной характеристикой амплитудного модулятора называют зависимость амплитуды первой гармоники выходного колебания (выходного тока  $I_{K1}$  или напряжения на контуре  $U_K$ ) от статического (соответствующего условию  $u_\Omega(t) = 0$ ) напряжения смещения  $U_{B0}$  при постоянной амплитуде модулируемого высокочастотного колебания  $U_\omega$ . Для заданной аппроксимации ВАХ модуляционную характеристику несложно рассчитать по формуле

$$U_K(U_{B0}) = R_{KЭ} \cdot I_{K1}(U_{B0}) = S \cdot R_{KЭ} \cdot U_\omega \cdot \gamma_1[\Theta(U_{B0})], \quad (6)$$

где  $R_{KЭ}$  – эквивалентное сопротивление колебательного контура на частоте  $\omega_0$ ;

$\gamma_1(\Theta) = (\Theta - \sin\Theta \cdot \cos\Theta) / \pi$  – коэффициент Берга (рис. 3);

$\Theta = \arccos[(U_H - U_{B0}) / U_\omega]$  – угол отсечки выходного тока.

Соотношение (6) справедливо при двух условиях: недонапряженном режиме работы модулятора и полном подавлении резонансной нагрузкой всех побочных продуктов (спектральных составляющих) нелинейного преобразования. Область определения модуляционной характеристики обусловлена естественным ограничением величины угла отсечки  $\Theta \in (0^\circ; 180^\circ)$ , что со-

ответствует следующему неравенству, накладываемому на величину постоянного напряжения смещения

$$U_H - U_\omega < U_{B0} < U_H + U_\omega. \quad (7)$$

Примерный вид модуляционной характеристики модулятора в режиме "большого" сигнала показан на рис. 15,а, соответствующие значения угла отсечки коллекторного тока указаны на рис. 15,б.

Модуляционная характеристика определяет условия линейного режима работы модулятора, т.е. режима, при котором модуляция является неискаженной:  $U_K(t) \sim [1 + k \cdot u_\Omega(t)]$ . Исходную рабочую точку, соответствующую режиму "молчания" (условию  $u_\Omega(t) = 0$ ), очевидно, следует выбирать на середине линейного участка модуляционной характеристики. Теоретически это означает, что оптимальная величина постоянного напряжения смещения  $U_{B0\text{ опт}} = U_H$ . Для обеспечения минимальных нелинейных искажений амплитуда модулирующего колебания  $U_\Omega$ , видимо, не должна превышать  $(0.5 \dots 0.7) \cdot U_\omega$  (рис. 15). Если взять большую амплитуду  $U_\Omega$ , при которой в процессе работы будут использоваться нелинейные участки модуляционной характеристики, огибающая амплитуд выходного напряжения окажется искаженной и притом тем сильнее, чем больше  $U_\Omega$ .

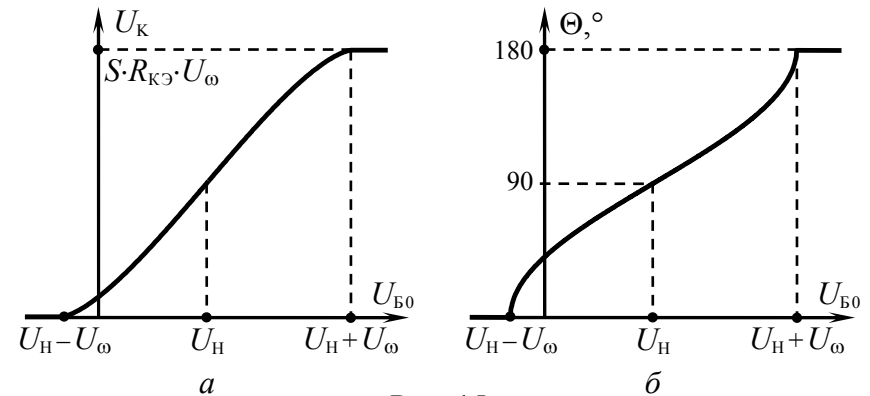


Рис. 15

Динамической модуляционной характеристикой амплитудного модулятора называют зависимость коэффициента модуляции выходного колебания  $M_U$  от амплитуды модулирующего напряжения  $U_\Omega$  при фиксированной амплитуде  $U_\omega$  несущего колебания. Если частота  $\Omega$  модулирующего сигнала  $U_\Omega \cdot \cos(\Omega \cdot t)$  невелика по сравнению с эквивалентной полосой пропускания контура, можно полагать, что искомый коэффициент  $M_U$  совпадает по величине с коэффициентом модуляции первой гармоники выходного тока модулятора  $M_I$ . Зависимость  $M_I$  от амплитуды модулирующего напряжения  $U_\Omega$  можно рассчитать как

$$M_I(U_\Omega) = \frac{I_{K1 \max}(U_\Omega) - I_{K1 \min}(U_\Omega)}{I_{K1 \max}(U_\Omega) + I_{K1 \min}(U_\Omega)}, \quad (8)$$

где  $I_{K1 \max}$  и  $I_{K1 \min}$  – максимальное и минимальное значения амплитуды первой гармоники выходного тока модулятора. При выборе рабочей точки на середине линейного участка модуляционной характеристики ( $U_{B0} = U_H$ ) значения  $I_{K1 \max}$  и  $I_{K1 \min}$  определяются по формуле

$$I_{K1 \min}^{\max} = S \cdot U_\omega \cdot \gamma_1 [\arccos(\mp U_\Omega / U_\omega)].$$

Режим работы модулятора, определяемый величинами  $U_{B0}$ ,  $U_\Omega$ ,  $U_\omega$ , нельзя выбирать таким, чтобы все мгновенные значения  $u_b(t)$  находились в пределах линейного участка проходной характеристики транзистора, так как в этом случае коллекторный ток будет иметь такой же характер, что и  $u_b(t)$ , амплитуда высокочастотной составляющей тока  $I_{K1}$  будет постоянной, а потому напряжение на выходе окажется немодулированным.

### 2.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Для выполнения исследовательской работы используется файл "Amplitude modulation.ewb". Примерный вид рабочего поля симулятора после загрузки файла показан на рис. 16.

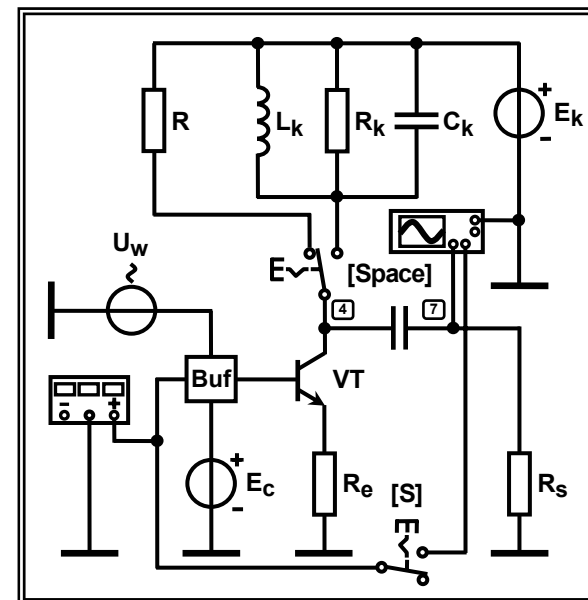


Рис. 16

Установка для выполнения учебно-исследовательской работы "Амплитудная модуляция смещением" аналогична примененной в работе "Нелинейное резонансное усиление и умножение частоты" (см. описание на с. 12-13). Вместе с тем имеются некоторые специфические отличия. Во-первых, реализована возможность подачи на вход усилителя не одного, а двух колебаний: высокочастотного, используемого в качестве несущего (для этого предназначен источник "Uw") и низкочастотного модулирующего (генератор стандартных сигналов "Functional Generator"). Во-вторых, выходное напряжение модулятора подается на вход канала "А" осциллографа, а на вход канала "В" можно коммутировать посредством переключателя, управляемого клавишей "S", модулирующее напряжение. Последнее предназначено для визуального сравнения формы модулирующего сигнала и огибающей амплитуд АМ-сигнала.

## 2.4. Подготовительное расчетное задание

### Задание первое

Начертить схему амплитудного модулятора.

Рассчитать и построить статические модуляционные характеристики анализируемого модулятора для двух значений амплитуды модулируемого напряжения  $U_{\omega} = 0.2$  и  $0.4$  В. Необходимые для расчета напряжение излома ( $U_H$ ) статической проходной ВАХ транзистора, значение ее крутизны ( $S$ ) и величину эквивалентного резонансного сопротивления колебательного контура ( $R_{к\Omega} = R_k$ ) следует взять из табл. 1 (с. 14-15). Результаты расчета занести в таблицу (не менее 10-ти точек для каждого значения  $U_{\omega}$ ) и изобразить графически (каждую в отдельной системе координат).

### Задание второе

Полагая, что на вход модулятора подается высокочастотное гармоническое напряжение амплитудой  $U_{\omega} = 0.4$  В, определить максимальную амплитуду  $U_{\Omega \max}$  модулирующего колебания и оптимальное постоянное напряжение смещения  $U_{Б0 \text{ опт}}$ , при которых обеспечивается режим линейной (неискаженной) амплитудной модуляции.

Полагая напряжение смещения равным напряжению излома ( $U_H$ ) статической ВАХ транзистора, а амплитуды модулируемого и модулирующего колебаний примерно одинаковыми ( $U_{\omega} = U_{\Omega}$ ), изобразить ожидаемую осциллограмму напряжения на выходе модулятора для случаев, когда нагрузкой модулятора служит резонансный контур и линейное сопротивление.

### Задание третье

Полагая, что статическое (постоянное) напряжение смещения модулятора соответствует середине линейного участка модуляционной характеристики, амплитуда модулируемого ко-

лебания  $U_{\omega} = 0.4$  В, частота модулирующего напряжения такова, что сопротивление контура боковым спектральным составляющим модулированного по амплитуде выходного тока практически не отличается от резонансного, рассчитать и построить зависимость коэффициента модуляции выходного напряжения  $M_U$  от амплитуды модулирующего колебания  $U_{\Omega}$ .

Изложить методику экспериментальной оценки (по осциллограмме АМ-колебания) коэффициента модуляции.

## 2.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению

### Исследование статических модуляционных характеристик модулятора

#### *Подготовить установку к исследованиям.*

Загрузить файл "Amplitude modulation.ewb". Уточнить назначение подключенных к модулятору приборов и источников.

Установить заданный тип транзистора (табл. 1), активировав меню "Component Properties" и выбрав нужную модель из библиотеки "nation12". Установить заданные в табл. 1 напряжение  $E_k$  источника питания ( $E_k$  на рис. 16), величину сопротивления  $R_{\Omega}$  обратной связи в цепи эмиттера ( $R_e$ ) и параметры элементов контура: индуктивности ( $L_k$ ), емкости ( $C_k$ ), резонансного сопротивления ( $R_k$ ).

Перевести переключатель, управляемый клавишей "Space" в правое положение, подключив, тем самым, к коллектору транзистора колебательный контур.

Установить постоянное напряжение смещения на базе транзистора  $0.5$  В (источник  $E_c$  на рис. 16).

Установить действующее значение ("Voltage") высокочастотных колебаний (источник  $U_w$  на рис. 16) равным  $141$  мВ (при этом амплитуда колебаний будет составлять  $0.2$  В), частоту ("Frequency") – равной резонансной частоте колебательного

контура. Значение резонансной частоты контура разумно взять из отчета по предыдущей работе, при отсутствии отчета – измерить в соответствии с методикой, изложенной на с. 17-18.

Установить амплитуду ("Amplitude") модулирующих колебаний, вырабатываемых генератором "Functional Generator", равной нулю (низкочастотные колебания при выполнении этого раздела не используются!).

***Снять и изучить статические модуляционные характеристики модулятора.***

Снять статическую модуляционную характеристику модулятора при амплитуде  $U_{\omega}$  высокочастотного колебания равной 0.2 В. Для этого при установленной и неизменной амплитуде  $U_{\omega}=0.2$  В входных ВЧ-колебаний последовательно изменять постоянное напряжение смещения в пределах от  $U_H - U_{\omega}$  до  $U_H + U_{\omega}$  с шагом не более  $0.2 \cdot U_{\omega}$  и измерять амплитуду напряжения на выходе модулятора  $U_K$  в установившемся режиме. Последний проявляется, как правило, спустя время  $(0.5...1)/P_{\Sigma}$  от начала моделирования ( $P_{\Sigma}$  – полоса пропускания усилителя в Гц, см. отчет или черновики по предыдущей работе). Следует особенно тщательно (с меньшим шагом) фиксировать показания на краях указанного интервала напряжений смещения.

Увеличить параметр "Voltage" источника ВЧ-колебаний до 283 мВ (при этом амплитуда колебаний  $U_{\omega}$  будет составлять 0.4 В). Снять статическую модуляционную характеристику модулятора при  $U_{\omega}=0.4$  В.

Результаты измерений для двух значений амплитуд  $U_{\omega}$  внести в табл. 3.

Построить экспериментально полученные характеристики в одной системе координат с расчетными. Прокомментировать степень соответствия теоретических и экспериментальных результатов. Объяснить вид полученных характеристик. Изложить предварительные рекомендации по выбору параметров модулятора (напряжения смещения, амплитуды модулирующе-

Таблица 3

| $U_{\omega}, \text{В}$ | Статические модуляционные характеристики |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|------------------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0.2                    | $U_{B0}, \text{В}$                       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                        | $U_K, \text{В}$                          | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| 0.4                    | $U_{B0}, \text{В}$                       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                        | $U_K, \text{В}$                          | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

го напряжения и т. п.), обеспечивающих удовлетворительное качество его работы.

**Определение условий обеспечения линейной модуляции**

***Определить оптимальное значение постоянного напряжения смещения.***

Получить на выходе модулятора АМ-колебание. Для этого установить амплитуду модулируемого высокочастотного колебания  $U_{\omega}=0.4$  В (действующее значение 283 мВ), подать от низкочастотного генератора модулирующее гармоническое напряжение частотой 1...2 кГц и амплитудой  $U_{\Omega} \approx 0.6 \cdot U_{\omega}$ .

Изменяя постоянное напряжение смещения  $U_{B0}$  и анализируя визуально осциллограммы выходного АМ-колебания, зафиксировать оптимальное значение смещения  $\check{U}_{B0 \text{ опт}}$ , т. е. такое, при котором обеспечиваются минимальные искажения огибающей (режим линейной модуляции). Для сопоставления формы огибающей выходного напряжения с входным модулирующим колебанием последнее полезно также воспроизводить на экране осциллографа (канал "А", переключатель "S" – в верхнее положение) поверх осциллограммы АМ-сигнала. Найденное оптимальное значение смещения  $\check{U}_{B0 \text{ опт}}$  занести в отчет и сравнить с теоретически предсказанным значением. Осциллограмму выходного напряжения модулятора для режима линейной модуляции зарисовать в отчет.

***Определить максимальную амплитуду модулирующего колебания, обеспечивающую линейную модуляцию.***

Установить постоянное напряжение смещения равным найденному оптимальному значению ( $U_{Б0} = \tilde{U}_{Б0 \text{ опт}}$ ), а амплитуду модулирующего НЧ-напряжения  $U_{\Omega} \approx 0.4 \cdot U_{\omega}$ .

Увеличивая постепенно амплитуду модулирующего низкочастотного напряжения, найти такую его амплитуду  $\tilde{U}_{\Omega \text{ max}}$ , превышение которой приводит к визуальным нелинейным искажениям огибающей АМ-сигнала. Зафиксировать ее значение в отчете и сравнить с теоретической оценкой. Сделать выводы.

***Исследовать искажения при оптимальном смещении и чрезмерной амплитуде модулирующего колебания.***

Не изменяя напряжение смещения ( $U_{Б0} = \tilde{U}_{Б0 \text{ опт}}$ ), увеличить амплитуду модулирующего НЧ-напряжения до значения  $U_{\Omega} \approx U_{\omega} = 0.4 \text{ В}$ . Зафиксировать осциллограммы выходного напряжения, как для резонансной, так и для резистивной нагрузки (переключив тумблер "Space" в левое положение). Визуально оценить возникшие искажения огибающей амплитуды. При разной степени искажений максимума и минимума огибающей выяснить и указать причину различия.

***Исследовать искажения при неоптимальном напряжении смещения.***

Тумблером "Space" включить резонансную нагрузку модулятора (перевести в правое положение). Уменьшить амплитуду модулирующего низкочастотного напряжения до значения  $U_{\Omega} \approx 0.5 \cdot U_{\omega}$  и увеличить постоянное напряжение смещения, положив  $U_{Б0} = U_{Н} + U_{\omega}$ . Произвести моделирование. Обратит внимание на возникающие искажения АМ-колебания и установить их причину (для этого может оказаться полезной замена резонансной нагрузки резистивной). Осциллограммы выходного напряжения и тока зарисовать.

Уменьшить величину напряжения смещения  $U_{Б0}$  до значения  $U_{Н} - U_{\omega}$ . Оценить возникающие искажения огибающей, выяснить их причину. Осциллограмму коллекторного напряжения вновь зарисовать. Провести анализ полученных результатов. Сделать выводы.

**В заключении** к разделу дать окончательные рекомендации по выбору режима работы модулятора (напряжения смещения, амплитуды модулирующего напряжения и т.п.), который бы обеспечил формирование амплитудной модуляции с наименьшими искажениями.

**Исследование динамической модуляционной характеристики модулятора**

***Подготовить установку к исследованиям.***

Положить напряжение смещения равным оптимальному значению  $\tilde{U}_{Б0 \text{ опт}}$ , найденному опытным путем в предыдущем разделе. Установить амплитуду модулируемого ВЧ-колебания  $U_{\omega} = 0.4 \text{ В}$  (действующее значение 243 мВ), амплитуду модулирующего НЧ-колебания –  $U_{\Omega} \approx 0.4 \cdot U_{\omega}$  и получить на выходе модулятора неискаженное амплитудно-модулированное колебание с частотой модуляции 1...2 кГц.

***Снять динамическую модуляционную характеристику модулятора.***

Снять динамическую модуляционную характеристику – зависимость коэффициента модуляции  $M_U$  выходного напряжения модулятора от амплитуды модулирующего колебания  $U_{\Omega}$ , изменяя амплитуду  $U_{\Omega}$  от нуля до  $\sim 1.2 \cdot U_{\omega}$  с шагом не более  $0.1 \cdot U_{\omega}$  и фиксируя максимальную  $A_{\text{max}}$  и минимальную  $A_{\text{min}}$  амплитуды выходного напряжения модулятора. Экспериментальные данные следует занести в табл. 4, значения коэффициента модуляции для текущей амплитуды  $U_{\Omega}$  оценить по приведен-

Таблица 4

|                       |     |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-----------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $U_{\Omega}$ , мВ     | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $A_{\min}$ , В        | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $A_{\max}$ , В        | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $\tilde{M}_U$ , безр. | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

ной ниже формуле:

$$\tilde{M}_U = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min}).$$

Результаты расчета коэффициента модуляции занести в табл. 4.

**Оценить максимально реализуемый коэффициент неискаженной амплитудной модуляции.**

Экспериментальную динамическую модуляционную характеристику  $\tilde{M}_U(U_{\Omega})$  нанести на график расчетной. Дать сравнительную оценку теоретическим и экспериментальным результатам. По экспериментальной зависимости оценить интервал значений амплитуды модулирующего колебания  $U_{\Omega}$ , определяющий режим неискаженной модуляции. Установить причину загиба исследуемой зависимости при больших значениях амплитуды  $U_{\Omega}$ . Указать предельное значение коэффициента модуляции  $\tilde{M}_U$  в режиме неискаженной модуляции.

Заменив контур сопротивлением, просмотреть и зарисовать осциллограмму коллекторного тока  $i_k(t) = u_k(t)/R$  при амплитуде модулирующего напряжения, соответствующей коэффициенту модуляции выходного напряжения  $M_U = 0.5$ . Сделать выводы.

**Задания для пытливых**

Экспериментально снять динамическую модуляционную характеристику – зависимость коэффициента модуляции напряжения на выходе модулятора от амплитуды модулирующего

напряжения, полагая, что напряжение смещения  $U_{B0} = \tilde{U}_{B0 \text{ опт}}$ , амплитуда модулируемого колебания  $U_{\omega} = 0.4$  В, а частота модуляции  $F$  составляет половину полосы пропускания усилителя. Сравнить характеристику с ранее полученной; при их несовпадении, объяснить причину различия. Сделать выводы.

Исследовать условия обеспечения неискаженной модуляции при многочастотном модулирующем колебании, например, последовательности прямоугольных импульсов. Длительность импульсов взять такой, чтобы линейные искажения, обусловленные неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ усилителя, были несущественными. Изучить особенности спектра выходного тока модулятора при многочастотном модулирующем колебании в условиях неискаженной и искаженной модуляции (см. методику в приложении 2).

**2.6. Контрольные вопросы к защите работы**

1. Изобразите схему амплитудного модулятора при модуляции смещением. Поясните назначение источников входных сигналов. Объясните, почему в спектре выходного тока появляются спектральные составляющие АМ-колебания. Какой должна быть центральная частота АЧХ нагрузочного контура? эквивалентная полоса пропускания?

2. Почему режим работы транзистора при базовой модуляции должен быть существенно нелинейным? Чему будет равен коэффициент модуляции первой гармоники коллекторного тока, если мгновенное напряжение на базе не будет выходить за пределы линейного участка статической характеристики транзистора – зависимости коллекторного тока от напряжения между базой и эмиттером?

3. Изобразите временные диаграммы напряжения между базой и эмиттером, коллекторного тока и напряжения между коллектором и эмиттером при использовании в качестве нагрузки модулятора: а) избирательного фильтра, б) резистора.

4. Почему напряжение смещения, определяющее положение рабочей точки модулятора, должно соответствовать середине линейного участка модуляционной характеристики?

5. Можно ли при модуляции смещением получить неискаженную по форме амплитудно-модулированную первую гармонику тока с коэффициентом модуляции, равным единице?

6. Как должна изменяться модуляционная характеристика с изменением: а) постоянного напряжения смещения на базе транзистора? б) амплитуды модулируемого колебания? в) резонансного сопротивления контура?

7. В модуляторе смещением подобран режим практически неискаженной амплитудной модуляции. Как изменится временная диаграмма выходного напряжения, если существенно увеличить: а) напряжение смещения? б) амплитуду входного напряжения высокой частоты?

8. Для чего в модуляторе нужен частотно-избирательный фильтр? Из каких соображений следует выбирать частоту настройки и полосу пропускания фильтра?

9. Транзистор, используемый в амплитудном модуляторе, обладает характеристикой с изломом в точке  $U_H = 0.6$  В. Амплитуда несущего колебания на входе  $U_\omega = 0.4$  В, амплитуда модулирующего сигнала  $U_\Omega = 0.1$  В, постоянное напряжение смещения  $U_0 = 0.6$  В. Рассчитать коэффициент амплитудной модуляции первой гармоники выходного тока.

## 2.7. Литература

- [1, с. 323-325; 362-364],
- [2, с. 229-230; 255-257],
- [3, с. 223-227],
- [4, с. 283-284],
- [5, с. 646-652],
- [6, с. 52-53; 73-74; 79-81].

## 3. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ<sup>▼</sup>

### 3.1. Цель работы

Экспериментально исследовать процессы, происходящие при диодном детектировании амплитудно-модулированных колебаний. В работе снимаются детекторные характеристики, измеряется входное сопротивление детектора, наблюдаются осциллограммы напряжений при разных параметрах нагрузки.

### 3.2. Краткие теоретические сведения

Детектирование – это процесс, обратный модуляции: при детектировании амплитудно-модулированных колебаний восстанавливается низкочастотный информационный сигнал, управляющий амплитудой высокочастотных колебаний.

Амплитудное детектирование считается неискаженным, если напряжение на выходе детектора повторяет закон изменения амплитуды модулированного колебания. Если же мгновенные значения выходного напряжения детектора не пропорциональны текущим значениям амплитуды детектируемого радиосигнала, значит, имеют место искажения.

Поскольку в спектре модулированного колебания содержатся только высокочастотные компоненты (несущая и боковые частоты), а результатом детектирования является получение низкочастотных колебаний, линейные цепи для детектирования не пригодны. В большинстве случаев детекторы являются устройствами нелинейными, реже – параметрическими.

Детектор АМ-колебаний должен содержать нелинейный (или параметрический) элемент, осуществляющий трансформацию спектра сигнала в область низких частот, и фильтр нижних частот, выделяющий низкочастотные компоненты сигнала.

---

<sup>▼</sup> Работа выполняется при нечетных номерах вариантов.



В работе исследуется диодный детектор, принципиальная электрическая схема которого показана на рис. 17. Пусть высокочастотное напряжение, подаваемое на вход детектора, модулировано одним тоном:  $e_{AM}(t) = U_0 \cdot [1 + M \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t)] \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ . Поскольку диод  $VD$  обладает односторонней проводимостью (рис. 18,а), его ток  $i_d$  имеет характер косинусоидальных импульсов с отсечкой, повторяющихся с частотой  $f_0$  несущего колебания, амплитуда которых изменяется при изменении огибающей амплитуд детектируемого напряжения (рис. 18,б). В последовательности импульсов тока  $i_d$  содержится уже и низкочастотная составляющая частоты  $F$ . Действительно, импульсы тока различаются амплитудой (пиковым значением), которая при кусочно-ломаной аппроксимации ВАХ диода прямо пропорциональна амплитуде напряжения  $u_d$ , приложенного к диоду. Если сопротивление  $R$  нагрузки детектора невелико, напряжение  $u_d$  практически не отличается по величине от входного  $e_{AM}(t)$  и  $i_{d \max}(t) \sim U_0 \cdot [1 + M \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t)]$ . Тогда постоянная составляющая тока  $\bar{I}_d(t) = i_{d \max}(t) \cdot \gamma_0(\Theta)$  оказывается прямо пропорциональной интересующему нас низкочастотному колебанию.

Принцип выделения низкочастотного информационного колебания  $RC$ -цепочкой основан на том, что скорость заряда конденсатора  $C$ , определяемая малой постоянной времени цепи при протекании тока через диод  $VD$  в прямом направлении, существенно превышает скорость его разряда на сопротивление  $R$  при отсутствии тока через диод. Благодаря этому на  $RC$ -цепочке (нагрузке детектора) выделяется низкочастотное напряжение  $\bar{U}(t)$ , повторяющее закон изменения  $\bar{I}_d(t)$ , а следовательно, и огибающей амплитуд детектируемого АМ-колебания. Временные диаграммы, отражающие суть физических процес-

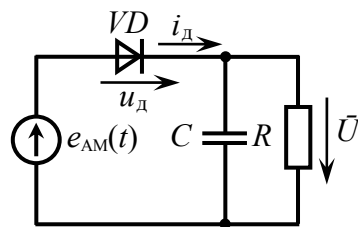


Рис. 17

сов, протекающих в диодном амплитудном детекторе, приведены на рис. 18.

Постоянная времени  $RC$ -цепи ( $\tau = R \cdot C$ ), включенной на выходе детектора, выбирается так, чтобы обеспечить неискаженное воспроизведение огибающей АМ-колебаний ( $\tau \ll 1/F$ ) и необходимое сглаживание высокочастотных пульсаций ( $\tau \gg 1/f_0$ ):

$$1/f_0 \ll R \cdot C \ll 1/F, \quad (9)$$

где  $f_0$  – несущая частота АМ-колебаний,  $F$  – наивысшая частота в спектре модулирующего сигнала.

Для того чтобы низкочастотные компоненты тока диода создавали большое выходное напряжение  $\bar{U}(t)$ , величина нагрузочного сопротивления  $R$  должна быть достаточно больш-

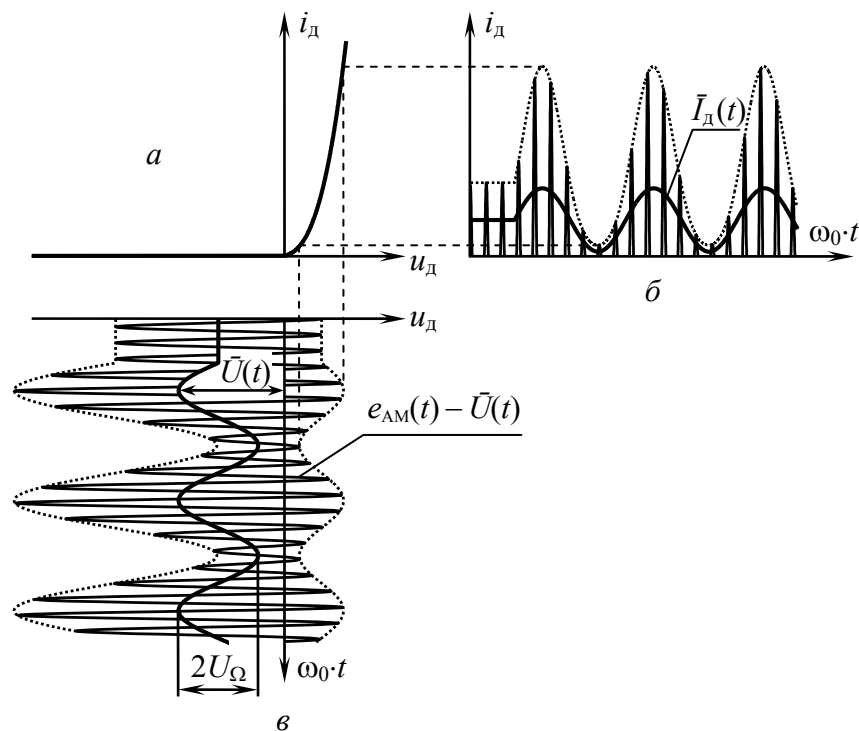


Рис. 18

шой. Это означает, что при анализе детектора оказывается необходимым учет влияния сопротивления  $R$  на ток диода  $i_d$ . Действительно, напряжение, приложенное к диоду складывается из напряжения на входе  $e_{AM}(t)$  и низкочастотного напряжения  $\bar{U}(t)$  на нагрузке (рис. 17):  $u_d = e_{AM}(t) - \bar{U}(t)$ . Итак, особенностью диодного детектора является наличие обратной (по постоянной составляющей) связи или "автоматического" смещения на величину  $\bar{U}(t)$  (см. рис. 18,в), что накладывает на теорию его работы особый отпечаток, не считаться с которым нельзя. В частности, из рис. 18,в следует, что угол отсечки тока диода гораздо меньше значения  $90^\circ$ , типичного для нелинейного прибора с односторонней проводимостью.

Важной характеристикой амплитудного детектора является детекторная характеристика, под которой подразумевают зависимость постоянной составляющей тока  $\bar{I}_d$  диода или напряжения на выходе детектора  $\bar{U} = \bar{I}_d \cdot R$  от амплитуды  $U_\omega$  высокочастотного колебания  $u_{вх}(t) = U_\omega \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ , подаваемого на вход детектора. Форма детекторной характеристики определяет меру нелинейных искажений, возникающих при детектировании АМ-колебаний. В идеале она должна быть линейной, тогда напряжение на выходе  $\bar{U}(t)$  детектора точно повторяет закон изменения амплитуды модулированного сигнала.

Теоретически детекторная характеристика может быть приближенно рассчитана по формуле

$$\bar{U} = U_\omega \cdot \cos\Theta, \quad (10)$$

где  $\Theta$  – угол отсечки тока диода.

Поскольку при малых амплитудах  $U_\omega$  детектируемого колебания оказывается задействованным нелинейный участок ВАХ диода, для расчетов используется параболическая аппроксимация ВАХ:  $i_d(u_d) = \{0 \text{ при } u_d < 0; a_2 \cdot u_d^2 \text{ при } u_d \geq 0\}$ . При этом множитель  $\cos\Theta$ , фигурирующий в соотношении (10), не является постоянной величиной, а сложным образом зависит от переменной  $x = a_2 \cdot U_\omega \cdot R$ . Приближенная зависимость  $\cos\Theta$  от  $x$

представлена на рис. 19; она позволяет рассчитать детекторную характеристику не только при малых значениях амплитуд  $U_\omega$ , но и для многих других практических значений.

При малой амплитуде  $U_\omega$  воздействующего на детектор колебания, определяемой из условия  $U_\omega < 1/(a_2 \cdot R)$  (при этом угол отсечки  $\Theta > 80^\circ$ ), детекторная характеристика приближенно описывается выражением  $\bar{U} \approx 0.25 a_2 \cdot R \cdot U_\omega^2$ , т.е. оказывается квадратичной; детектирование, соответствующее этому режиму, принято считать квадратичным. При квадратичном детектировании высокочастотных колебаний, амплитуда которых изменяется, возникают нелинейные искажения; коэффициент нелинейных искажений при этом прямо пропорционален глубине (коэффициенту амплитудной) модуляции.

При достаточно большой амплитуде  $U_\omega$  детектируемого колебания, определяемой условием  $U_\omega > 10^3/(a_2 \cdot R)$  (при этом угол отсечки  $\Theta < 25^\circ$ ), множитель  $\cos\Theta$  в детекторной характеристике  $\bar{U} = U_\omega \cdot \cos\Theta$  практически не изменяется с ростом  $U_\omega$  (рис. 19). В этом случае увеличение амплитуды детектируемых колебаний вызывает увеличение выходного напряжения детектора  $\bar{U}$ , а следовательно, и смещения, так что угол отсечки  $\Theta$

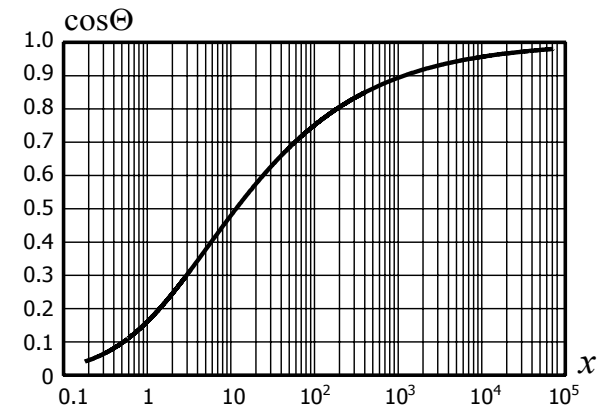


Рис. 19

фактически постоянен; его величина существенно зависит лишь от параметров схемы:

$$\Theta \approx \sqrt[3]{3 \cdot \pi / (S \cdot R)}, \quad (11)$$

где  $S$  – крутизна наклонного луча, описывающего ВАХ диода в области положительных значений напряжения. На основании того факта, что  $\cos\Theta$  является теоретически величиной постоянной, делают заключение, что диодный детектор (работающий в режиме больших колебаний, т. е. в условиях, когда характеристику диода оказывается разумным аппроксимировать кусочно-ломаной функцией) является линейным устройством. Важно понимать, что линейным он является по отношению к амплитуде воздействующего сигнала, но он, безусловно, остается нелинейным по отношению к мгновенному значению воздействия.

Коэффициент передачи диодного детектора  $K_d$ , определяемый как отношение постоянного напряжения  $\bar{U}$  к амплитуде входного высокочастотного напряжения  $U_\omega$ , с учетом (10) равен

$$K_d = \bar{U} / U_\omega = \cos\Theta. \quad (12)$$

Коэффициент передачи  $K_d$  диодного детектора обычно лежит в пределах от 0.8 до 1.

Со стороны входных зажимов детектор можно охарактеризовать средним по первой гармонике входным сопротивлением  $R_{вх1}$ . Практическая важность этого понятия состоит в том, что источник детектируемого напряжения оказывается нагруженным именно на сопротивление  $R_{вх1}$ . При пренебрежимо малом по сравнению с сопротивлением нагрузки  $R$  прямом сопротивлении диода и  $\bar{U} = U_\omega \cdot \cos\Theta \approx U_\omega$  входное сопротивление

$$R_{вх1} \approx \frac{1}{2} \cdot R. \quad (13)$$

При существенном уменьшении амплитуды детектируемого напряжения входное сопротивление детектора растет.

### 3.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Примерный вид исходной виртуальной установки показан на рис. 20.

По умолчанию ко входу детектора подключен идеальный амплитудный модулятор ("Modulat"), который и является источником детектируемого АМ-напряжения  $e_{AM}(t)$  (переключатель, управляемый клавишей "I", установлен в нижнее положение). Требуемые частота ( $f_0$ ) и амплитуда ( $U_0$ ) несущего высокочастотного колебания, а также коэффициент амплитудной модуляции ( $M$ ), определяющий глубину модуляции, обеспечиваются посредством вынесенных из модулятора источников " $f_0$ ", " $S_0$ " и " $M$ " (учтите, что один вольт источника " $f_0$ " соответствует одному герцу несущей частоты). Управляющий амплитудой несущего колебания низкочастотный сигнал вырабатывается отдельным источником (знакомым Вам как "Function Generator"), подключаемым ко входу модулятора. Панель управляющего источника также показана на рис. 20.

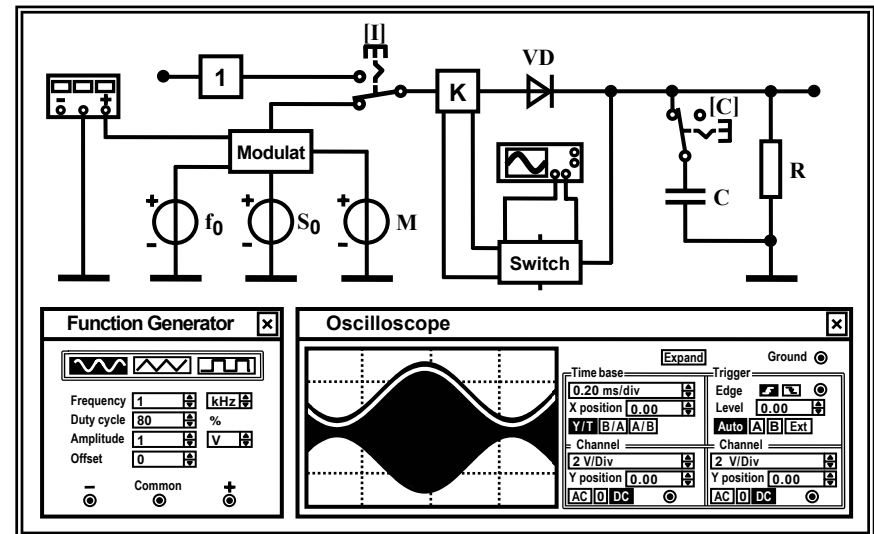


Рис. 20

Исходные данные для выполнения работы № 3

| N  | Параметры                   |           |           |                      |          |            |     |
|----|-----------------------------|-----------|-----------|----------------------|----------|------------|-----|
|    | детектируемого АМ-колебания |           |           | элементов детектора: |          |            |     |
|    | $f_0$ , кГц                 | $U_0$ , В | $F$ , кГц | фильтра              | диода    |            |     |
|    |                             |           | $R$ , кОм | $RS$ , Ом            | $IS$ , А | N          |     |
| 1  | 300                         | 6.0       | 0.5       | 100                  | 5        | $10^{-14}$ | 1.0 |
| 3  | 350                         | 5.5       | 0.6       | 90                   | 10       | $10^{-12}$ | 1.0 |
| 5  | 400                         | 5.0       | 0.7       | 80                   | 15       | $10^{-10}$ | 1.0 |
| 7  | 450                         | 4.5       | 0.8       | 70                   | 10       | $10^{-8}$  | 1.5 |
| 9  | 500                         | 4.0       | 0.9       | 60                   | 5        | $10^{-6}$  | 2.0 |
| 11 | 550                         | 4.5       | 1.0       | 50                   | 3        | $10^{-7}$  | 2.5 |
| 13 | 600                         | 5.0       | 1.1       | 60                   | 20       | $10^{-8}$  | 2.0 |
| 15 | 650                         | 4.5       | 1.2       | 70                   | 10       | $10^{-10}$ | 1.2 |
| 17 | 700                         | 6.0       | 1.3       | 80                   | 15       | $10^{-14}$ | 1.0 |
| 19 | 750                         | 5.5       | 1.4       | 90                   | 10       | $10^{-6}$  | 2.0 |
| 21 | 800                         | 5.0       | 1.5       | 100                  | 5        | $10^{-7}$  | 1.5 |
| 23 | 850                         | 4.5       | 1.6       | 110                  | 3        | $10^{-8}$  | 1.3 |
| 25 | 900                         | 4.0       | 1.7       | 120                  | 10       | $10^{-10}$ | 1.0 |
| 27 | 950                         | 4.5       | 1.8       | 130                  | 15       | $10^{-14}$ | 0.8 |
| 29 | 1000                        | 5.0       | 1.9       | 140                  | 5        | $10^{-8}$  | 1.2 |

на панели "Function Generator"). Амплитуду  $U_{нч}$  модулирующего сигнала (позиция Amplitude) указать равной 1 В (установлена по умолчанию). При  $U_{нч}=1$  В реализуемый коэффициент амплитудной модуляции  $M$  соответствует напряжению источника "M". Установить его величину равной 0.8 ( $M=0.8$ ).

Далее следует установить параметры диода (модель "Ideal") – обратный тепловой ток "Saturation current (IS)", коэффициент инжекции "Emission coefficient (N)" и сопротивление диода постоянному току в прямом направлении "Ohmic resistance (RS)" – в соответствии с табл. 5 и номером Вашего варианта. Остальные параметры диода оставить без изменения.

Наблюдение и регистрация временных диаграмм колебаний производится с помощью осциллографа, подключаемого своими каналами к разным точкам схемы детектора посредством коммутатора "Switch". Напряжение, снимаемое с левого верхнего вывода коммутатора, соответствует входному детектируемому. На правый верхний вывод коммутируется выходное напряжение детектора. По умолчанию первое колебание (подаваемое на вход канала "А") воспроизводится на экране осциллографа черным цветом, последнее (канал "В") – красным. Подключившись к центральному верхнему выводу коммутатора, можно изучить форму напряжения на диоде детектора, напряжение на нижнем выводе прямо пропорционально значениям тока диода (с коэффициентом 10 В/А).

**3.4. Лабораторные задания и указания по их выполнению**

**Исследование влияния постоянной времени RC-фильтра на линейные искажения выходного колебания детектора**

*Подготовить установку к исследованиям.*

Загрузить схемный файл "Diode amplitude detector.ewb" (один и тот же для всех вариантов). Изучить и зарисовать схему исследуемого амплитудного детектора (показать входные и выходные зажимы свободными, источники колебаний, панели приборов, коммутационные устройства на схеме не показывать). Уяснить назначение подключенных к детектору приборов и коммутируемых источников сигналов.

Изначально необходимо установить параметры детектируемого АМ-колебания в соответствии с табл. 5 и номером (N) Вашего варианта: частоту  $f_0$  (источник "f0"), амплитуду  $U_0$  (источник "S0") несущего высокочастотного колебания, частоту  $F$  модулирующего гармонического колебания (позиция Frequency

Установить сопротивление  $R$  нагрузки детектора в соответствии с табл. 5.

***Подобрать оптимальное значение емкости фильтра на выходе детектора.***

Рассчитать в соответствии с формулой (9) условные границы  $C' = 1/(R \cdot f_0)$  и  $C'' = 1/(R \cdot F)$  интервала значений емкости  $C$  фильтра на выходе детектора. В качестве искомой емкости рекомендуется установить сначала величину, определяемую как среднее геометрическое значение рассчитанных условных границ:  $C \approx \sqrt{C' \cdot C''}$ . Перед моделированием проверьте, подключена ли емкость к схеме детектора (переключатель, управляемый клавишей "С", должен быть в левом положении).

Произвести имитационное моделирование. Изучить осциллограмму напряжения на выходе детектора. Если для напряжения на выходе детектора характерны высокочастотные пульсации значительной амплитуды, как, например, показано на рис. 21,а, то постоянная времени  $RC$ -фильтра слишком мала, и емкость  $C$  следует увеличить. Если из осциллограммы видно, что при уменьшении амплитуды детектируемого напряжения конденсатор  $C$  не успевает разряжаться через большое сопротивление  $R$ , и напряжение на выходе детектора не отслеживает изменение амплитуды входного колебания (рис. 21,б), то величина емкости  $C$  чрезмерно велика.

Принудительно изменяя емкость  $C$  в окрестности рассчитанного значения, выяснить, при каком его значении  $C_{\text{опт}}$  иска-

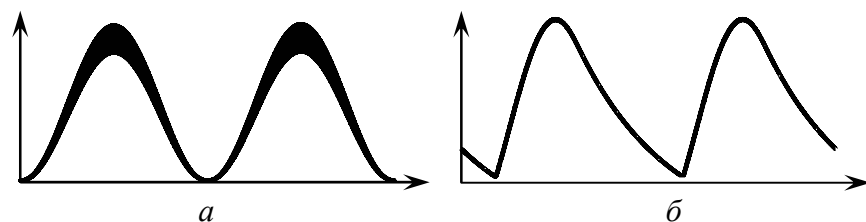


Рис. 21

жения выходного сигнала детектора минимальны. Уточненное в ходе эксперимента значение  $C_{\text{опт}}$  емкости конденсатора указать в отчете. Зарисовать осциллограммы напряжений на входе и выходе детектора для ситуации минимальных линейных искажений детектированного колебания.

Подключить канал "А" осциллографа к среднему верхнему выводу коммутатора напряжений "Switch", снять и зарисовать осциллограмму напряжения на диоде. Объяснить ее качественный вид.

***Исследовать влияние постоянной времени фильтра на искажения выходного колебания детектора.***

Уменьшить величину емкости фильтра в 15...20 раз. Повторить моделирование применительно к меньшему значению постоянной времени фильтра и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора.

Увеличить величину емкости в 15...20 раз по сравнению с оптимальным значением. Вновь зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора.

Объяснить качественный вид полученных осциллограмм. Сделать вывод о влиянии величины постоянной времени  $RC$ -фильтра на качество детектированного колебания.

***Исследование детекторных характеристик диодного детектора***

***Подготовить установку к работе.***

Установить значение емкости  $C$ , обеспечивающее минимальные искажения детектированного колебания. Переключатель, управляемый клавишей "Г", перевести в верхнее положение. Отключить источник "Function Generator" от входа модулятора и подключить его ко входу субблока "1". Установить частоту подключенного источника равной частоте  $f_0$  (табл. 5).

**Снять детекторную характеристику.**

Последовательно изменяя амплитуду входного немодулированного высокочастотного колебания детектора  $U_{\omega}$  от нуля до 1.5...2 В, измерять постоянное напряжение  $\bar{U}$  на выходе детектора. Для измерения выходного напряжения использовать осциллограф расширенной модификации (кнопка "Expand"), в которой имеется возможность задействовать визирные линии. Канал "А" осциллографа рекомендуется при этом отключить от вывода коммутатора, для того чтобы осциллограмма входного колебания не препятствовала измерениям. Поскольку напряжение на выходе детектора может иметь незначительные пульсации, измерять следует среднее значение напряжения. Особенно тщательно провести измерения при малых уровнях детектируемого сигнала, т. е. на нижнем загибе детекторной характеристики. Результаты внести в табл. 6.

Построить полученную зависимость выходного напряжения  $\bar{U}$  детектора от амплитуды  $U_{\omega}$  колебания на входе. Начальный участок характеристики изобразить отдельным графиком в более крупном масштабе. Прокомментировать форму детекторной характеристики, сделать выводы о том, при каких уровнях входного напряжения исследуемый детектор работает в линейном режиме. Указать в отчете минимальную амплитуду  $U_{л}$  детектируемого напряжения, при которой исследуемое устройство осуществляет линейное детектирование.

Таблица 6

|                   |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $U_{\omega}$ , мВ | 0   | 25  | 50  | 75  | ... | ... | ... | ... | ... |
| $\bar{U}$ , мВ    | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

**Получить зависимость коэффициента передачи детектора от амплитуды детектируемого колебания.**

Используя данные табл. 6 и формулу (12), рассчитать для каждого значения амплитуды входного напряжения коэффици-

ент передачи исследуемого детектора  $K_d$ . Результаты расчета занести в табл. 7.

Построить графически зависимость коэффициента передачи  $K_d$  детектора от амплитуды  $U_{\omega}$  детектируемого колебания. Проанализировать ее форму, сравнить с показанной на рис. 19. Сделать выводы.

Таблица 7

|                   |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $U_{\omega}$ , мВ | 0   | 25  | 50  | 75  | ... | ... | ... | ... | ... |
| $K_d$             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $\Theta$ , °      | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Используя формулу (12), рассчитать теоретические значения угла отсечки  $\Theta$  диодного тока для каждого значения амплитуды входного напряжения и занести их в табл. 7. Построить график зависимости теоретических значений угла отсечки  $\Theta$  от амплитуды  $U_{\omega}$  входного напряжения детектора. Сделать выводы.

**Исследование режимов линейного и квадратичного детектирования**

**Подготовить установку к работе.**

Переключатель, управляемый клавишей "Г", вновь перевести в нижнее положение. Подключить источник "Function Generator" ко входу модулятора и установить частоту его гармонических колебаний равной частоте  $F$ , указанной для Вашего номера варианта в табл. 5, а амплитуду – равной 1 В.

**Исследовать режим линейного детектирования.**

Амплитуду  $U_0$  несущего высокочастотного колебания (источник "S0") установить такой, чтобы минимальный уровень модулированного колебания (с коэффициентом модуляции 0.8)

в два раза превосходил найденное в предыдущем пункте значение  $U_{Л}$ :  $U_0 = 10 \cdot U_{Л}$ .

Зарисовать осциллограмму напряжения на выходе детектора. По степени ее соответствия огибающей амплитуд детектируемого колебания, указать, какой обеспечивается режим детектирования (линейный или нелинейный).

Переключить канал "А" осциллографа к нижнему выводу коммутатора напряжений "Switch" (канал "В" целесообразно заземлить), заметно увеличить чувствительность по каналу и снять осциллограмму, соответствующую зависимости от времени тока диода (рис. 22).

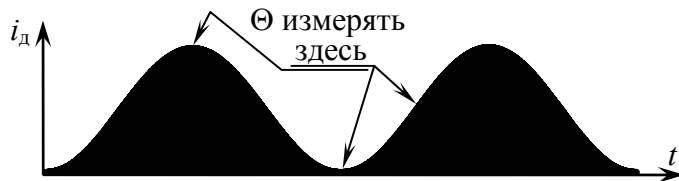


Рис. 22

Уменьшить длительность развертки так, чтобы можно было наблюдать отдельные импульсы тока с отсечкой. Используя известную методику (рис. 23), определить по осциллограмме углы отсечки тока диода, соответствующие максимальной, средней и минимальной амплитудам входного напряжения (рис. 22). Результаты отразить в табл. 8.

Располагая значениями амплитуд  $U_{\omega \min}$ ,  $U_{\omega}$ ,  $U_{\omega \max}$  входного напряжения (см. табл. 8), определить по ранее построен-

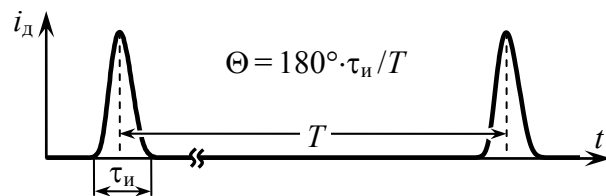


Рис. 23

Таблица 8

| $U_{\omega}$ , мВ                         | Значение угла отсечки $\Theta^{\circ}$ тока, найденное |              |
|---|--|--------------|
|   | по осциллограмме                                       | теоретически |
| $U_{\omega \min} = 0.2 \cdot U_0 = \dots$ | ...  | ...          |
| $U_{\omega} = U_0 = \dots$                | ...  | ...          |
| $U_{\omega \max} = 1.8 \cdot U_0 = \dots$ | ...  | ...          |

ному графику зависимости  $\Theta$  от  $U_{\omega}$  (см. предыдущий раздел) соответствующие этим амплитудам теоретические значения угла отсечки и внести их в табл. 8. Сравнить углы отсечки при разных значениях амплитуд детектируемого сигнала, а также теоретические (расчетные) и фактические значения. Сделать соответствующие выводы.

**Исследовать режим нелинейного детектирования.**

Подключить вновь канал "А" осциллографа к левому верхнему выводу коммутатора, канал "В" – к правому.

Последовательно уменьшать амплитуду несущей АМ-колебания ( $U_0$ ) до значений  $4 \cdot U_{Л}$ ,  $2 \cdot U_{Л}$ ,  $U_{Л}$ ,  $\frac{1}{2} \cdot U_{Л}$ , где  $U_{Л}$  – экспериментально найденная минимальная амплитуда детектируемого напряжения, при которой осуществляется линейное детектирование. Каждый раз производить моделирование и зарисовывать осциллограмму напряжения на выходе детектора. Сопоставить форму колебаний на нагрузке детектора при линейном и нелинейном детектировании. Сделать выводы. Указать осциллограмму, из которой видно проявление режима квадратичного детектирования.

Амплитуду несущей АМ-колебания ( $U_0$ ) установить равной  $1.5 \cdot U_{Л}$ . Коэффициент амплитудной модуляции ( $M$ ) входного напряжения установить равным 0.2. Последовательно увеличивать коэффициент амплитудной модуляции до единичного значения с шагом 0.2. Каждый раз производить моделирование и зарисовывать осциллограмму выходного напряжения. Сопос-

тавить форму колебаний на нагрузке детектора при разной глубине модуляции. Сделать выводы.

**Исследование зависимости входного сопротивления детектора от режима его работы и величины нагрузки**

**Подготовить установку к исследованиям.**

Сместить вниз панели осциллографа и источника "Function Generator". Под ними располагается часть схемы установки, которую следует использовать в данном разделе (рис. 24). Установить в соответствии с номером варианта сопротивление нагрузки ( $R$ ), экспериментально определенное значение емкости фильтра ( $C$ ). Проверить, соответствуют ли фактические параметры диода заданным в табл. 5.

Подать на вход схемы (субблок 1) от источника "Function Generator" немодулированное гармоническое колебание высокой частоты  $f_0$  (табл. 5) и амплитуды 100 мВ.

Рассчитать и установить параметры  $L_k$ ,  $C_k$ ,  $r$  последовательного колебательного контура, шунтируемого исследуемым диодным детектором, так чтобы резонансная частота контура  $f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_k \cdot C_k})$  была равна частоте  $f_0$  входного колебания, характеристическое сопротивление  $\rho = \sqrt{L_k/C_k}$  обладало значением от 200 до 500 Ом, добротность  $Q = \rho/r$  составляла 50.

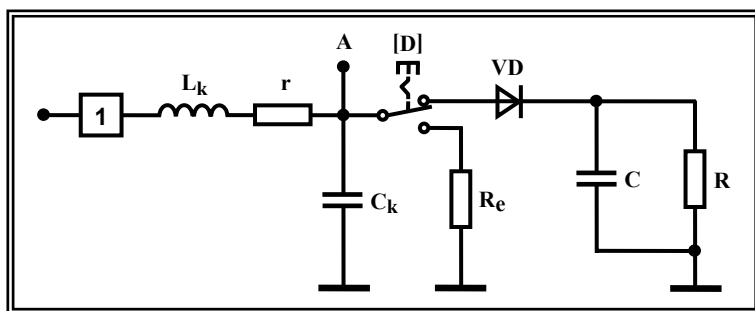


Рис. 24

На канал "А" осциллографа подать напряжение, снимаемое с точки "А" – емкости колебательного контура  $C_k$  (к ней подключен своим входом детектор), канал "В" – заземлить.

**Измерить входное сопротивление детектора в линейном режиме.**

Проверить установлен ли переключатель, управляемый клавишей "D", в верхнее положение.

Запустить моделирование. По осциллограмме напряжения на входе детектора уточнить, соответствует ли его амплитуда линейному режиму работы детектора; если нет – увеличить амплитуду колебаний источника.

Измерить входное сопротивление детектора методом замещения, для чего, не прерывая моделирования, подключить эквивалент входного сопротивления детектора  $R_e$  (переключатель "D" – в нижнее положение), и подобрать величину  $R_e$  так, чтобы амплитуда высокочастотного напряжения в точке "А" была бы равна первоначальному значению. Сравнить полученный результат с теоретическим. Сделать вывод.

**Снять зависимость входного сопротивления детектора от амплитуды детектируемого напряжения.**

Записать полученные в предыдущем пункте результаты в табл. 9, где  $U_\omega$  – амплитуда напряжения в точке "А" схемы.

Последовательно уменьшать амплитуду детектируемого напряжения (до перехода детектора в режим нелинейного детектирования и далее до величины 10% от напряжения  $U_L$ , найденного во втором разделе) и измерять входное сопротивление детектора  $R_{вх1}$  по методике, изложенной в предыдущем пункте. Не забывайте при этом измерять амплитуду  $U_\omega$  напряжения в точке "А". Пять-шесть наиболее отличных друг от друга значений  $R_{вх1}$  и соответствующих им  $U_\omega$  занести в табл. 9.



Таблица 9

|                              |     |     |     |     |     |     |     |
|------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $U_{\text{ос}}, \text{В}$    | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $R_{\text{вх1}}, \text{кОм}$ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Построить график зависимости входного сопротивления детектора от амплитуды детектируемого напряжения. Прокомментировать полученные результаты. Сделать выводы.

### Задания для пытливых

Исследовать влияние постоянной времени  $RC$ -фильтра на линейные искажения выходного колебания детектора при детектировании напряжения, модулированного последовательностью биполярных прямоугольных импульсов двойной скважности. В качестве низкой частоты, фигурирующей в соотношении (9), взять практическую ширину спектра прямоугольных импульсов.

Применительно к тонально-модулированному колебанию исследовать зависимость нелинейных искажений детектированного колебания от величины коэффициента модуляции. При исследовании для иллюстрации степени искажений привлечь спектральный анализ (команда "Fourier Analysis") и величину коэффициента гармоник ("Total harmonic distortion"). Исследовать детектирование перемодулированных колебаний.

Исследовать, как зависит детекторная характеристика от величины сопротивления нагрузки детектора (при условии правильно подобранной емкости фильтра). Получить экспериментальную зависимость угла отсечки диодного тока от величины сопротивления нагрузки.

### 3.5. Контрольные вопросы к защите работы

1. Как работает диодный детектор АМ-колебаний? Как выглядят временные диаграммы напряжений на входе детектора, на диоде и на нагрузке детектора?

2. Зачем в диодном детекторе нужен конденсатор? Из каких соображений следует выбирать его емкость?

3. Изобразите временные диаграммы напряжений на нагрузке детектора и на диоде для случаев: а) конденсатор фильтра отсутствует; б) емкость конденсатора бесконечно велика.

4. Зависит ли угол отсечки диодного тока в детекторе от емкости конденсатора? Рассмотрите варианты: а) конденсатор отсутствует; б) емкость конденсатора бесконечно велика.

5. Как будет изменяться угол отсечки диодного тока в детекторе с изменением сопротивления нагрузки детектора?

6. По каким параметрам и из каких соображений следует подбирать диод детектора?

7. Что такое детекторная характеристика? Какую информацию она содержит? Каково ее практическое назначение?

8. При каких условиях детектирование оказывается линейным? Квадратичным? Как по детекторной характеристике определить интервалы значений амплитуды несущей и коэффициента модуляции, при которых имеет место линейное детектирование?

9. Изобразите детекторные характеристики при различных параметрах нагрузки.

10. В чем преимущество линейного детектирования перед квадратичным (нелинейным)?

11. От каких величин зависит коэффициент передачи линейного детектора: а) по постоянной составляющей; б) по переменной составляющей?

12. Что понимается под входным сопротивлением детектора? От чего оно зависит? На что влияет?

### 3.6. Литература

[1, с. 341-349; 339-340], [2, с. 242-247; 240-241], [3, с. 233-241], [4, с. 286-287, 289], [5, с. 61-65; 60].

#### 4. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ <sup>▼</sup>

##### 4.1. Цель работы

Экспериментально исследовать процессы в частотном детекторе на расстроенных контурах и в балансном фазовом детекторе. Выявить зависимость детекторных характеристик от параметров схемных элементов, уяснить условия линейного детектирования.

##### 4.2. Краткие теоретические сведения

Для детектирования ЧМ-колебаний пригодны устройства, постоянное напряжение на выходе которых зависит от частоты входного колебания. Идеальный частотный детектор (ЧД) вырабатывает постоянное напряжение  $\bar{U}_d$ , величина которого и знак прямо пропорциональны величине и знаку расстройки частоты  $F=f-f_0$  входного сигнала от номинального значения  $f_0$ .

Один из возможных способов реализации детектора ЧМ-колебаний заключается в преобразовании ЧМ-сигнала в АМ-сигнал с последующим детектированием амплитудным детектором. В качестве преобразователя ЧМ- в АМ-колебание может быть использован расстроенный колебательный контур, включенный в качестве нагрузки линейного усилителя. Из теории известно, что ЧМ-напряжение на выходе линейного резонансного усилителя может характеризоваться изменяющейся во времени огибающей амплитуд. Приобретенная в процессе усиления паразитная амплитудная модуляция обусловлена разной величиной коэффициента передачи усилителя на частотах усиливаемого колебания. Схематично это явление отражено на рис. 25 (без учета инерционности усилителя), из которого видно, что для обеспечения минимальных искажений при перехо-

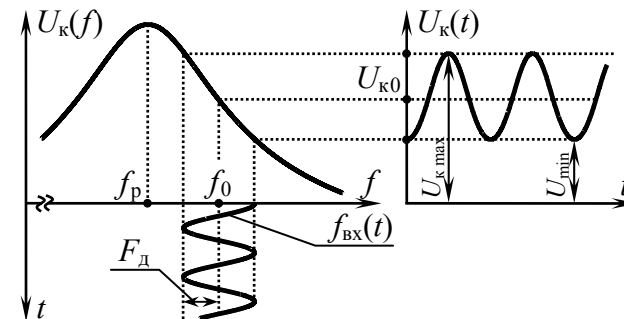


Рис. 25

де от ЧМ- к АМ-колебанию используемый участок АЧХ расстроенного контура ( $f_0 \pm F_d$ ) должен быть как можно более линейным. Для рассматриваемого на рис. 25 случая настройки контура ( $f_p < f_0$ ) наиболее протяженный линейный участок АЧХ резонансного усилителя

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi_{\Omega}^2(f)}}, \quad (14)$$

где  $K_0$  – коэффициент передачи на резонансной частоте,  $\xi_{\Omega}(f)$  – эквивалентная обобщенная расстройка:

$$\xi_{\Omega}(f) = 2Q_{\Omega} \cdot (f - f_p) / f_p, \quad (15)$$

крутизна которого изменяется не более чем на 7%, наблюдается на расстройках  $\xi_{\Omega} = 0.5 \dots 0.9$ . С учетом этого максимальное значение девиации частоты детектируемого колебания ограничено величиной  $F_{дпр} \approx 0.2 \cdot \Pi_{\Omega}$ , где  $\Pi_{\Omega}$  – эквивалентная полоса пропускания резонансного усилителя (в Гц).

Для приближения зависимости  $U_k(f)$  к линейной и увеличения  $F_{дпр}$  применяют балансную схему с двумя расстроенными контурами, называемую часто детектором (дискриминатором) на расстроенных контурах. Принципиальная электрическая схема такого детектора приведена на рис. 26.

<sup>▼</sup> Работа выполняется при четных номерах вариантов.

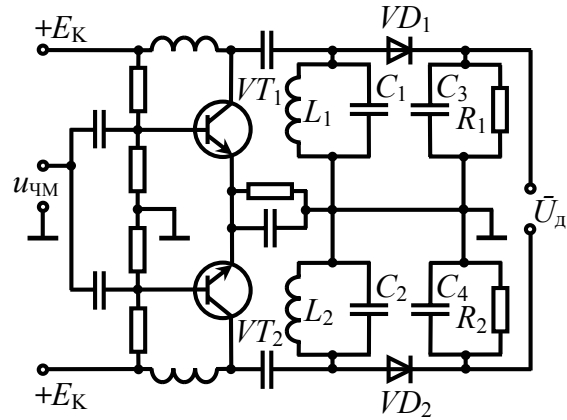


Рис. 26

Детектор содержит два линейных резонансных усилителя на транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$ . Резонансные контуры усилителей  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$  настроены на разные (несовпадающие) частоты:  $f_{к1} = f_0 - \Delta f$  и  $f_{к2} = f_0 + \Delta f$ , одинаково разнесенные относительно переходной частоты  $f_0$  детектора (рис. 27), совпадающей со средним значением частоты детектируемого ЧМ-сигнала. На входы обоих усилителей подается одно и то же ЧМ-напряжение  $u_{чм}(t)$ . Пусть для простоты входное напряжение представляет собой гармоническое колебание  $u_{чм}(t) = U_0 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ . Если частота  $f$  этого колебания не равна переходной частоте ( $f_0$ ), то амплитуды напряжений  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$ , снимаемых с контуров в установившемся режиме, будут иметь разную величину:

$$U_{к1,2} = \frac{U_0 \cdot K_0}{\sqrt{1 + [2 \cdot (f - f_{к1,2}) / \Pi_3]^2}}, \quad (16)$$

где  $K_0$ ,  $\Pi_3$  – коэффициент резонансного усиления и эквивалентная полоса пропускания, одинаковые для обоих усилителей. Тогда будут отличаться по величине и выпрямленные амплитудными детекторами (построенными на диодах  $VD_1$  и  $VD_2$ ) постоянные напряжения на нагрузках  $R_{1,2}C_{3,4}$  (параметры АМ-

детекторов должны быть идентичными). Поскольку полярности выпрямленных напряжений  $\bar{U}_{д1}$  и  $\bar{U}_{д2}$  противоположны (на катодах диодов способен накапливаться только положительный потенциал), то общее напряжение  $\bar{U}_д$  на выходе частотного детектора будет равно

$$\bar{U}_д = K_д \cdot (U_{к2} - U_{к1}), \quad (17)$$

где  $K_д$  – коэффициент передачи амплитудных детекторов.

Основной характеристикой частотного детектора является зависимость выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_д$  от величины расстройки частоты  $F$  входного сигнала относительно переходной частоты  $f_0$  (детекторная характеристика). У идеального детектора характеристика линейна и неограниченна. Угол наклона детекторной характеристики по отношению к оси расстроек, определяющий ее крутизну  $S_д$  (В/Гц), должен быть как можно большим, чтобы малая расстройка  $F$  вызывала достаточно значимое по величине напряжение  $\bar{U}_д$ . Последнее особенно важно при наличии в системе шумов.

На рис. 27 поясняется принцип формирования детекторной характеристики частотного дискриминатора на расстроенных контурах. Важнейшим параметром характеристики реального детектора, помимо крутизны характеристики  $S_д$  при нулевой расстройке частоты ( $S_д = d\bar{U}_д(F)/dF|_{F=0}$ ), является апертура  $2F_m$ , которая соответствует расстоянию по оси расстроек между абсциссами точек максимума и минимума детекторной характеристики и определяет протяженность ее рабочего линейного участка.

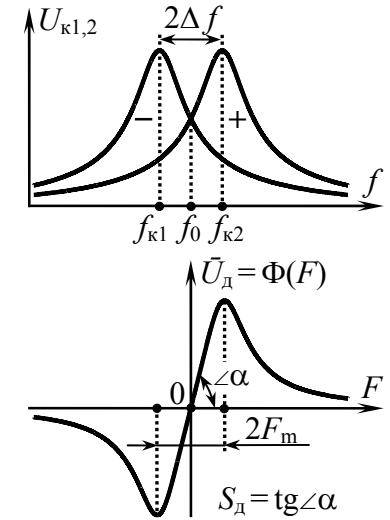


Рис. 27

Связь крутизны  $S_d$  и апертюры  $2F_m$  с параметрами детектора:

$$S_d = U_0 K_0 K_d \frac{4\Delta f / (\pi \cdot \Pi_3^2)}{\sqrt{[1 + (2\Delta f / \Pi_3)^2]^3}}, \quad 2F_m \approx 2\Delta f. \quad (18)$$

Из формул (18) видно, что обеспечение максимальных значений крутизны и апертюры является взаимно противоречивым требованием. Наилучшей характеристика детектора будет при соблюдении следующего соотношения

$$\Delta f \approx 0.7 \cdot \Pi_3, \quad (19)$$

при этом  $S_d = 0.18 \cdot U_0 K_0 K_d / \Pi_3$ .

Фазовый детектор предназначен для обнаружения текущего фазового рассогласования между входным сигналом детектора  $u_{\text{ФМ}}(t)$  и опорным (эталонным) колебанием  $u_0(t)$  и преобразования этого рассогласования в пропорциональное значение постоянного напряжения.

Принципиальная электрическая схема векторомерного балансного фазового детектора приведена на рис. 28. Принцип его работы кратко заключается в следующем. У детектора имеется два входа, на один из которых подается эталонное гармоническое напряжение от специального стабильного генератора  $u_0(t) = U_{\text{ОГ}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ , а на другой – детектируемое напряжение  $u_{\text{ФМ}}(t) = U_{\text{ФМ}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{\text{ФМ}}(t))$  с изменяющейся фазой  $\varphi_{\text{ФМ}}$  и средней частотой, соответствующей опорной частоте. Напряжение  $u_{\text{ФМ}}(t)$  делится с помощью трансформатора  $T_1$  (с отводом от средней точки вторичной обмотки) на две равные части  $\frac{1}{2} \cdot u_{\text{ФМ}}(t)$ , воздействующие на диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  в противофазе. Опорное напряжение  $u_0(t)$  через трансформатор  $T_2$  подводится к диодам с одинаковой фазой. Для указанных на схеме (рис. 28) положительных направлений напряжений напряжение  $u_0(t)$  суммируется на диоде  $VD_1$  с напряжением  $\frac{1}{2} \cdot u_{\text{ФМ}}(t)$  верхней полуобмотки трансформатора  $T_1$  и вычитается на диоде  $VD_2$  из напряжения  $\frac{1}{2} \cdot u_{\text{ФМ}}(t)$  нижней полуобмотки (конденсаторы  $C_1$  и

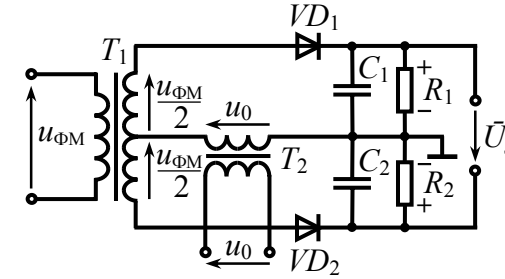


Рис. 28

$C_2$  для токов высоких частот представляют короткое замыкание). Амплитуды напряжений на диодах можно определить, пользуясь векторной диаграммой на рис. 29,а (с помощью теоремы косинусов):

$$\bar{U}_{д1,2} = \sqrt{U_{\text{ОГ}}^2 + \frac{1}{4}U_{\text{ФМ}}^2 \pm 2U_{\text{ОГ}} \cdot \frac{1}{2}U_{\text{ФМ}} \cdot \sin\varphi}, \quad (20)$$

где  $\varphi$  – рассогласование фаз сигналов  $u_{\text{ФМ}}(t)$  и  $u_0(t)$  на входах детектора:  $\varphi = 90^\circ - (\varphi_0 - \varphi_{\text{ФМ}})$  (на рис. 29,б  $\varphi = 0^\circ$ ). Выпрямленные амплитудными детекторами напряжения, выделяющиеся на сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$ , оказываются разнополярными, так что общее напряжение на выходе детектора будет равно их разности:  $\bar{U}_d = K_d \cdot (\bar{U}_{д1} - \bar{U}_{д2})$ , а с учетом (20)

$$\bar{U}_d = U_{\text{ОГ}} \cdot K_d \cdot \left[ \sqrt{1 + \frac{1}{4}a^2 + a \cdot \sin\varphi} - \sqrt{1 + \frac{1}{4}a^2 - a \cdot \sin\varphi} \right], \quad (21)$$

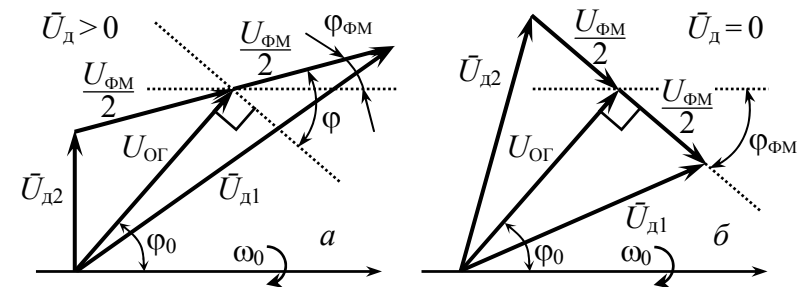


Рис. 29

где  $a = U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}}$ ,  $K_{\text{д}}$  – коэффициент передачи детекторов. Выражение (21) есть уравнение детекторной характеристики векторного фазового детектора, которое может быть положено в основу теоретического анализа детектора (для упрощения можно полагать, что  $\varphi_0 = 90^\circ$ , тогда  $\varphi(t) \equiv \varphi_{\text{ФМ}}(t)$ ).

Если амплитуда  $U_{\text{ОГ}}$  опорного колебания  $u_0(t)$  значительно превышает амплитуду  $U_{\text{ФМ}}$  сигнала  $u_{\text{ФМ}}(t)$  (то есть  $a \ll 1$ ), что, как правило, и имеет место на практике, то после разложения радикалов в ряд Тейлора с удержанием двух первых членов выражение (21) существенно упрощается:

$$\bar{U}_{\text{д}}(\varphi) \approx U_{\text{ФМ}} \cdot K_{\text{д}} \cdot \sin \varphi. \quad (22)$$

На рис. 30 показана детекторная характеристика фазового детектора, рассчитанная по формуле (22). Крутизна характеристики  $S_{\text{д}}$  при нулевой расстройке фаз может быть оценена как  $S_{\text{д}} = d\bar{U}_{\text{д}}(\varphi)/d\varphi|_{\varphi=0} = U_{\text{ФМ}} \cdot K_{\text{д}}$  [В/рад].

Если внутреннее сопротивление диода намного меньше сопротивления нагрузки  $R$ , то входное сопротивление амплитудного диодного детектора приближенно равно  $\frac{1}{2} \cdot R$ . Следовательно, входное сопротивление балансного фазового детектора

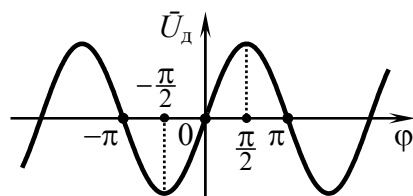


Рис. 30

со стороны сигнального входа, пересчитанное ко вторичной обмотке трансформатора  $T_1$ , будет равно сумме двух входных сопротивлений амплитудных детекторов, т.е.  $R_{\text{вх1}} \approx R$ .

Постоянная времени выходной  $RC$ -цепи рассмотренных детекторов выбирается так (см. выражение (9)), чтобы обеспечить неискаженное воспроизведение огибающей колебаний

( $\tau \ll 1/F$ , где  $F$  – наивысшая частота в спектре модулирующего сигнала) и необходимое сглаживание высокочастотных пульсаций ( $\tau \gg 1/f_0$ , где  $f_0$  – несущая частота колебаний). Сначала, как правило, выбирают сопротивление  $R$ , а для расчета  $C$  используют соотношение

$$C \leq \sqrt{1-M^2} / (2\pi \cdot F \cdot R \cdot M), \quad (22')$$

где  $M$  – максимальный коэффициент модуляции (обычно полагают  $M \approx 0.8$ ).

### 4.3. Лабораторные задания и указания по их выполнению

#### Исследование частотного детектора на расстроенных контурах<sup>▼</sup>

##### Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл "Frequency detector.ewb" (один и тот же для всех вариантов, указанных в сноске). Примерный вид исходной виртуальной установки показан на рис. 31. Изучить и зарисовать упрощенную схему исследуемого частотного детектора (источники входных колебаний, панели приборов, коммутационные устройства не показывать). Уяснить назначение подключенных к детектору приборов и коммутируемых источников сигналов.

По умолчанию ко входу детектора подключен идеальный частотный модулятор ("Ch\_Modul") – источник детектируемого ЧМ-напряжения  $u_{\text{ЧМ}}(t)$  (переключатель, управляемый клавишей "Space" ("пробел"), установлен в нижнее положение).

Конкретные значения частоты несущей ( $f_0$ ), амплитуды ( $U_0$ ) и девиации частоты ( $F_{\text{д}}$ ) ЧМ-колебания устанавливаются с помощью вынесенных из модулятора источников " $f_0$ ", " $S_0$ " и

<sup>▼</sup> Задание для вариантов №2,6,10,14,18,22,26,30.

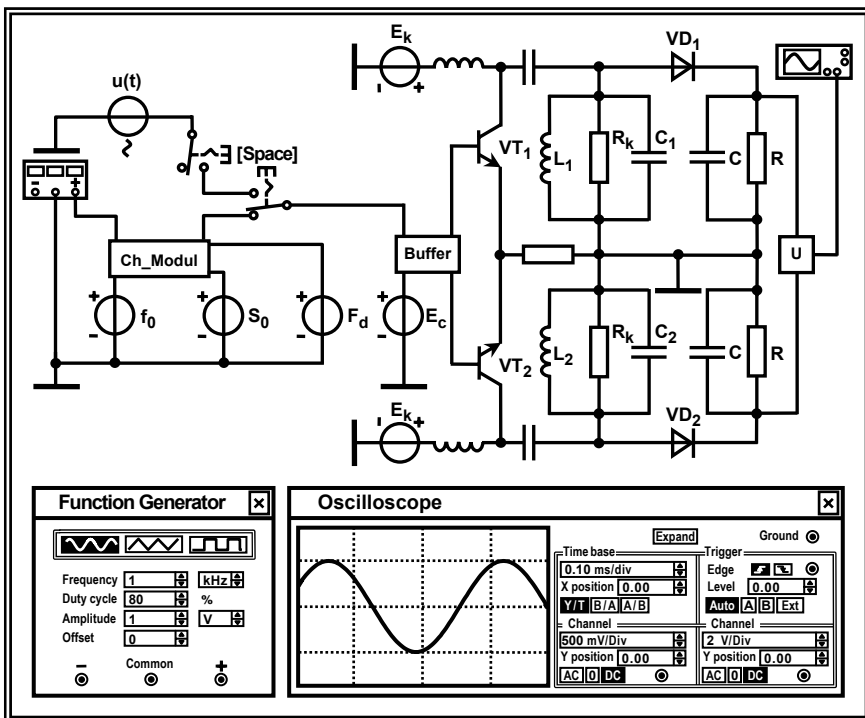


Рис. 31

"Fd" (один вольт источников "f<sub>0</sub>" и "Fd" соответствуют одному герцу одноименного параметра). Управляющий частотой колебания низкочастотный гармонический сигнал вырабатывается отдельным источником "Function Generator", подключенным ко входу модулятора. Панель источника также показана на рис. 31.

Установить заданную в табл. 10 величину резонансного сопротивления расстроенных контуров R<sub>к</sub> (имитируется в схеме одноименными сопротивлениями). Поскольку каждый контур шунтируется по переменной составляющей входным сопротивлением R<sub>вх1</sub> амплитудного диодного детектора, то эквивалентное резонансное сопротивление каждого из контуров составит R<sub>кЭ</sub> = R<sub>к</sub> · R<sub>вх1</sub> / (R<sub>к</sub> + R<sub>вх1</sub>) (шунтирующее влияние выходного дифференциального сопротивления транзистора не учиты-

вается). Вычислить и занести в отчет значение R<sub>кЭ</sub>, полагая, что R<sub>вх1</sub> ≈ 1/2 · R = 100 кОм.

Располагая рассчитанным эквивалентным резонансным сопротивлением контуров R<sub>кЭ</sub> и заданным в табл. 10 значением требуемой эквивалентной полосы пропускания Π<sub>Э</sub>, рассчитать емкость контуров C<sub>1,2</sub> по формуле

$$C_{1,2} = 1 / (2\pi \cdot \Pi_{\text{Э}} \cdot R_{\text{кЭ}}). \quad (23')$$

Установить емкости контуров C<sub>1,2</sub> в соответствии с расчетом.

Полагая, что контуры расстроены относительно переходной частоты f<sub>0</sub> (см. табл. 10) на величину Δf = 0.7 · Π<sub>Э</sub>, рассчитать индуктивности контуров L<sub>1,2</sub> по формулам

$$L_1 = 1 / \{ [2\pi \cdot (f_0 - \Delta f)]^2 \cdot C_1 \}, \quad L_2 = 1 / \{ [2\pi \cdot (f_0 + \Delta f)]^2 \cdot C_2 \}. \quad (23)$$

Установить значения индуктивностей контуров L<sub>1,2</sub> в соответствии с результатом расчета.

Далее необходимо установить параметры детектируемого ЧМ-напряжения: частоту несущей f<sub>0</sub> (табл. 10, источник "f<sub>0</sub>"), амплитуду колебания U<sub>0</sub> = 100 мВ (источник "S<sub>0</sub>"), частоту F мо-

Таблица 10

Исходные данные для выполнения работы № 4

| N  | Параметры                |        |                      |                      |                      |
|----|--------------------------|--------|----------------------|----------------------|----------------------|
|    | детектируемого колебания |        |                      | элементов детектора  |                      |
|    | f <sub>0</sub> , кГц     | F, кГц | F <sub>д</sub> , кГц | R <sub>к</sub> , кОм | Π <sub>Э</sub> , кГц |
| 2  | 400                      | 2.6    | 1.0                  | 50                   | 8                    |
| 6  | 425                      | 2.4    | 1.5                  | 45                   | 9                    |
| 10 | 450                      | 2.2    | 2.0                  | 40                   | 10                   |
| 14 | 475                      | 2.0    | 2.5                  | 35                   | 11                   |
| 18 | 500                      | 1.8    | 3.0                  | 30                   | 12                   |
| 22 | 525                      | 1.6    | 3.5                  | 25                   | 13                   |
| 26 | 550                      | 1.4    | 4.0                  | 20                   | 14                   |
| 30 | 575                      | 1.0    | 4.5                  | 15                   | 15                   |

дулирующего гармонического колебания (см. табл. 10, позиция Frequency на панели "Function Generator"). Амплитуду  $U_{нч}$  модулирующего сигнала (позиция Amplitude) указать равной 1 В (установлена по умолчанию). При  $U_{нч}=1$  В девиация частоты ЧМ-колебания ( $F_d$ ) определяется один к одному напряжением источника "Fd". Установить ее величину надлежит в соответствии с табл. 10.

### **Снять детекторную характеристику.**

Клавишей "Space (пробел)" отключить от входа детектора генератор ЧМ-напряжения и подключить источник "u(t)" (см. рис. 31) немодулированного высокочастотного колебания. Установить действующее значение напряжения источника равным 70.7 мВ (параметр Voltage), чтобы амплитуда входного сигнала составила точно 100 мВ. Поскольку при подаче на вход частотного детектора гармонического напряжения с частотой, отличающейся от переходной частоты, на выходе в установленном режиме наблюдается постоянное напряжение с малым уровнем ВЧ-пульсаций, предлагается изменять частоту входных колебаний и по окончании переходных процессов оценивать с помощью визира осциллографа средний уровень  $\bar{U}_d$  выходного напряжения. Частоту сигнала на входе  $f$  (параметр Frequency) рекомендуется изменять в пределах от  $f_0 - 1.2\Delta f$  до  $f_0 + 1.2\Delta f$  с шагом не более  $0.1\Delta f$  ( $\Delta f = 0.7 \cdot ПЭ$ ,  $f_0$  – заданное значение переходной частоты детектора). Значение текущей частоты заносить в первую строку табл. 11. Результат измерений напряжения  $\bar{U}_d$  в установленном режиме заносить в третью строку табл. 11.

Установить экспериментально частоту  $\tilde{f}_0$ , на которой выходное напряжение детектора близко к нулю ( $\tilde{f}_0$  может несколько отличаться от заданного в табл. 10 значения  $f_0$ ). Занести экспериментальное значение переходной частоты  $\tilde{f}_0$  в отчет.

Вычислить значения абсолютной расстройки частоты на входе детектора  $F = f - \tilde{f}_0$  и занести во вторую строку табл. 11.

Таблица 11

|                             |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-----------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $f$ , кГц                   | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $F = f - \tilde{f}_0$ , кГц | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $\bar{U}_d$ , В             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Построить график детекторной характеристики – зависимости выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_d$  от величины расстройки частоты  $F$  входного сигнала относительно переходной частоты  $\tilde{f}_0$ .

Проанализировать форму снятой детекторной характеристики. Сделать вывод о возможности реализации режима линейного детектирования (с минимальным уровнем нелинейных искажений).

### **Оценить параметры детекторной характеристики.**

Определить по графику крутизну экспериментальной характеристики  $\tilde{S}_d \approx \Delta \bar{U}_d / \Delta F$  в окрестности нулевой расстройки частоты и занести ее значение в отчет.

Рассчитать теоретическое значение крутизны  $S_d$  по формуле (18). При расчете положить  $U_0 = 100$  мВ,  $K_d \approx 1$ ,  $K_0 = S \cdot R_{кЭ}$ , где  $S = 8.75$  мА/В – крутизна статической проходной ВАХ транзистора в рабочей точке. Сравнить расчетное значение крутизны с экспериментальным значением. Сделать вывод.

Определить по графику детекторной характеристики ее апертуру – протяженность линейного участка в значениях расстройки частоты. Сравнить полученный результат с теоретически предполагаемым значением (см. формулу (18)).

### **Исследовать режим линейного детектирования.**

Клавишей "Space (пробел)" произвести переключение источников на входе детектора. Установить несущую частоту входного ЧМ-напряжения равной экспериментально определенному значению переходной частоты детектора  $\tilde{f}_0$ .

Проанализировать установленное ранее значение девиации частоты на соответствие апертуре ( $2F_m$ ) частотного детектора: для детектирования с малым уровнем искажений должно выполняться неравенство  $F_d < F_m$ . Если указанное условие не выполняется, уменьшить значение девиации до величины  $F_m$ .

Произвести моделирование. Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора в установившемся режиме (спустя 2-3 периода колебаний), проанализировать форму полученного сигнала, определить его частоту. Сделать вывод о степени искажений информационного сигнала.

Уменьшить вдвое девиацию частоты детектируемого колебания. Повторить эксперимент. Отразить его результаты в отчете. Сделать вывод.

Увеличить девиацию частоты  $F_d$  детектируемого колебания так, чтобы ее значение сначала точно соответствовало, а затем несколько (в 1.2-1.4 раза) превышало половину апертуры ( $F_m$ ) детекторной характеристики. Снять в обоих случаях осциллограммы выходного напряжения детектора и зарисовать в отчет. Проанализировать их форму.

Сделать вывод о желательном практическом соотношении между апертурой детекторной характеристики ЧД и девиацией частоты детектируемого ЧМ-колебания.

***Исследовать зависимость детекторной характеристики от величины полосы пропускания контуров при фиксированной взаимной расстройке.***

Отключить от входа детектора генератор ЧМ-напряжения и подключить источник гармонического колебания.

Снять характеристику детектора, обладающего исходными переходной частотой, частотами настроек контуров, коэффициентом усиления, но отличающимся увеличенным/уменьшенным значением полосы пропускания  $P_\Delta$  контуров. Для понимания того, к каким последствиям приведет предлагаемая регулировка параметров детектора, рекомендуется изобразить

в масштабе частотные характеристики расстроенных контуров (подобно рис. 27), выдержав сначала исходное соотношение расстройки контуров и их полос пропускания. Получить такие графики можно, выполнив команду автоматизированного частотного анализа "AC Frequency ..." меню "Analysis" (в позиции Nodes for analysis указать 15 и 16). Ниже на новых графиках изобразить АЧХ контуров для случаев увеличенного и уменьшенного значения полосы пропускания. Коэффициент изменения полосы  $P_\Delta$  взять для определенности равным 1.4. Сделать предположение о том, как в обоих случаях изменится детекторная характеристика.

Для увеличения (уменьшения) в 1.4 раза полосы пропускания контуров (при неизменном усилении, зависящем от резонансного сопротивления контуров  $R_{кэ}$ ) следует соответственно уменьшить (увеличить) в 1.4 раза емкости контуров  $C_{1,2}$  (см. формулу (23')). Чтобы при этом частоты настроек контуров остались прежними, следует также изменить их индуктивности. Новые значения  $L_{1,2}$  вычислить по формуле (23), в которой расстройку контуров  $\Delta f$  оставить прежней и равной  $0.7 \cdot P_{\Delta и}$ , где  $P_{\Delta и}$  – исходное значение полосы пропускания (табл. 10). Установить в схеме новые значения элементов контуров  $L_{1,2}, C_{1,2}$ .

Снять в обоих случаях по методике, изложенной выше, детекторные характеристики. Результаты отразить в таблицах, аналогичных табл. 11. Указать в заголовке каждой таблицы соответствующее значение соотношения  $\Delta f / P_\Delta$ , которое при увеличенной (уменьшенной) в 1.4 раза полосе пропускания контуров составит уже  $\frac{1}{2}$  (единицу). Изобразить детекторные характеристики на одном графике, дополнив их третьей кривой, соответствующей исходной полосе пропускания.

Проанализировать графики. Определить по каждой характеристике ее апертуру и крутизну линейного участка. Внести полученные данные в отчет. Сделать выводы о влиянии соотношения  $\Delta f / P_\Delta$  на форму детекторной характеристики, величину ее апертуры и крутизны линейного участка.



**Исследовать зависимость детекторной характеристики от величины взаимной расстройки контуров при фиксированной полосе пропускания (для пытливых).**

Возвратиться к исходным значениям емкости и индуктивности контуров.

Предлагается снять характеристики детектора, обладающего исходными значениями переходной частоты, полосы пропускания контуров, коэффициента усиления, но отличными от исходного значениями взаимной расстройки контуров. Для понимания последствий предлагаемых регулировок целесообразно изобразить в масштабе АЧХ контуров, выдержав первичное значение их взаимной расстройки. Здесь же изобразить новые частотные характеристики для случаев увеличенной (и уменьшенной) взаимной расстройки контуров. Коэффициент изменения  $\Delta f$  взять для определенности равным 1.4. Сделать предположение о том, как в обоих случаях изменится детекторная характеристика частотного детектора.

Для реализации увеличенной (уменьшенной) взаимной расстройки контуров следует изменить индуктивности  $L_{1,2}$  контуров, определив их новые значения по формуле (23), в которой  $\Delta f$  взять сначала равной  $\Pi_3$ , а затем  $\frac{1}{2}\Pi_3$ . Установить в схеме новые значения  $L_{1,2}$ .

Снять в обоих случаях детекторные характеристики, используя изложенную выше методику. Результаты эксперимента отразить в таблицах, аналогичных табл. 11.

Изобразить детекторные характеристики на одном графике, дополнив их третьей кривой, соответствующей исходному значению расстройки. Проанализировать графики. Определить по каждой характеристике ее апертуру и крутизну линейного участка. Внести полученные данные в отчет. Сделать выводы о влиянии соотношения  $\Delta f/\Pi_3$  на форму характеристики ЧД, величину ее апертуры и крутизны линейного участка.

**Исследование балансного фазового детектора<sup>▼</sup>**

**Подготовить установку к исследованиям.**

Загрузить схемный файл "Phase detector.ewb". Примерный вид виртуальной установки показан на рис. 32. Изучить и зарядовать схему исследуемого фазового детектора (показать входные и выходные зажимы свободными; источники входных колебаний, панели приборов, ключи опустить). Уяснить назначение подключенных к детектору приборов и коммутируемых источников сигналов.

По умолчанию ко входу детектора подключен идеальный фазовый модулятор ("FM"), выполняющий роль источника де-

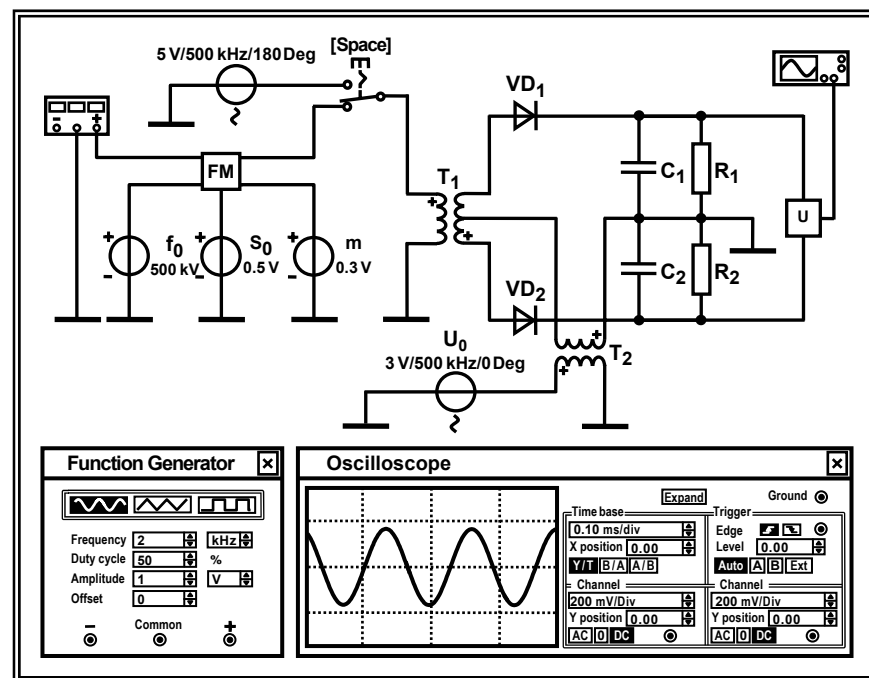


Рис. 32

<sup>▼</sup> Задание для вариантов №4,8,12,16,20,24,28.

тектируемого ФМ-напряжения  $u_{\text{ФМ}}(t)$  (переключатель "Space" установлен в нижнее положение). Конкретные значения частоты несущей ( $f_0$ ), амплитуды ( $U_{\text{ФМ}}$ ) и индекса модуляции ( $m$ ) ФМ-колебания устанавливаются с помощью вынесенных из модулятора источников " $f_0$ ", " $S_0$ " и " $m$ ". Управляющий набегом фазы колебания низкочастотный гармонический сигнал вырабатывается источником Function Generator, подключенным ко входу модулятора. Для работы необходимо установить следующие параметры детектируемого сигнала в соответствии с номером варианта и табл. 12: частоту несущей  $f_0$  (источник " $f_0$ "), амплитуду колебания  $U_{\text{ФМ}}$  (источник " $S_0$ "), частоту  $F$  информационного колебания (Frequency на панели "Function Generator"). Амплитуду информационного сигнала  $U_{\text{ИЧ}}$  (Amplitude) указать равной 1 В (установлена по умолчанию). При  $U_{\text{ИЧ}}=1$  В индекс модуляции ФМ-колебания ( $m$ ) определяется один к одному напряжением источника " $m$ ". Установить величину индекса также следует в соответствии с табл. 12.

Далее следует установить параметры источника опорного гармонического колебания, обозначенного на рис. 32 как " $U_0$ ". Частоту источника необходимо взять точно равной  $f_0$  (табл. 12),

Таблица 12  
Исходные данные для выполнения работы № 4

| N  | Параметры                |           |                     |     |                     |        |            |
|----|--------------------------|-----------|---------------------|-----|---------------------|--------|------------|
|    | детектируемого колебания |           |                     |     | элементов детектора |        |            |
|    | $f_0$ , кГц              | $F$ , кГц | $U_{\text{ФМ}}$ , В | $m$ | $R_{1,2}$ , кОм     | RS, Ом | IS, А      |
| 4  | 400                      | 1.0       | 1.0                 | 0.5 | 10                  | 40     | $10^{-14}$ |
| 8  | 450                      | 1.5       | 0.9                 | 0.4 | 20                  | 35     | $10^{-13}$ |
| 12 | 500                      | 2.0       | 0.8                 | 0.3 | 30                  | 30     | $10^{-12}$ |
| 16 | 550                      | 2.5       | 0.7                 | 0.2 | 40                  | 25     | $10^{-11}$ |
| 20 | 600                      | 3.0       | 0.6                 | 0.1 | 50                  | 20     | $10^{-10}$ |
| 24 | 650                      | 3.5       | 0.5                 | 0.2 | 60                  | 15     | $10^{-9}$  |
| 28 | 700                      | 4.0       | 0.4                 | 0.3 | 70                  | 10     | $10^{-8}$  |

начальную фазу оставить нулевой (по умолчанию), действующее значение напряжения (Voltage) – в пять раз большей амплитуды  $U_{\text{ФМ}}$  детектируемого колебания.

Далее установить в соответствии с табл. 12 сопротивления  $RC$ -фильтров  $R_1$  и  $R_2$ , а также параметры диодов  $VD_1$  и  $VD_2$  (модель "Ideal"): обратный тепловой ток "Saturation current (IS)" и сопротивление диода постоянному току в прямом направлении "Ohmic resistance (RS)". Остальные параметры элементов оставить равными установленным по умолчанию.

### **Подобрать оптимальное значение емкости RC-фильтров на выходе фазового детектора.**

Рассчитать в соответствии с формулой (22') значение емкостей фильтров на выходе детектора. Установить номинальные значения емкостей  $C_{1,2}$ , равным расчетному значению.

Установить тип информационных колебаний – последовательность прямоугольных импульсов. Произвести имитационное моделирование.

Изучить осциллограмму выходного напряжения детектора. Если для напряжения на выходе детектора характерны высокочастотные пульсации значительной амплитуды, то постоянная времени  $RC$ -фильтров слишком мала, и емкости  $C_{1,2}$  следует увеличить. Если из осциллограммы видно, что при уменьшении амплитуды детектируемого напряжения конденсаторы  $C_{1,2}$  не успевают разряжаться через сопротивления  $R_{1,2}$ , и напряжение на выходе детектора не отслеживает изменение амплитуды входного колебания, то величина емкостей  $C_{1,2}$  слишком велика.

Принудительно изменяя емкости  $C_1=C_2$  в большую и меньшую сторону относительно рассчитанного значения, подобрать такое их значение  $C_{\text{опт}}$ , при котором искажения выходного сигнала детектора минимальны. Уточненное в ходе эксперимента значение  $C_{\text{опт}}$  емкости конденсаторов указать в отчете. Зарисовать осциллограмму напряжения на выходе детек-

тора для ситуации минимальных линейных искажений детектированного колебания.

**Снять детекторную характеристику и оценить ее параметры.**

Отключить клавишей "Space" от входа детектора генератор ФМ-напряжения и подключить источник немодулированного высокочастотного колебания. Установить частоту колебаний источника точно равной  $f_0$  (табл. 12), действующее значение напряжения (Voltage) – равным уровню источника опорного напряжения. Изменять начальную фазу входных колебаний  $\varphi_{ФМ}$  (Phase) в пределах от  $120^\circ$  до  $420^\circ$  с шагом не более  $10^\circ$  (значения заносить в первую строку табл. 13) и измерять с помощью визира осциллографа средний уровень  $\bar{U}_d$  выходного напряжения в установившемся режиме. Результаты измерений  $\bar{U}_d$  заносить в третью строку табл. 13.

Вычислить и занести во вторую строку табл. 13 значения рассогласования фаз сигналов  $\varphi = \varphi_{ФМ} - 270^\circ$ . Построить график детекторной характеристики – зависимости выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_d$  от величины расстройки фаз  $\varphi$ .

Проанализировать форму детекторной характеристики. Убедиться, что характеристика периодична. Указать интервал значений расстройки фаз (и соответственно индекса модуляции детектируемого колебания  $m_{кр}$ ), в пределах которого реализуем режим неискаженного детектирования.

Определить по графику крутизну экспериментальной характеристики  $S_d = \Delta \bar{U}_d / \Delta \varphi$  в области малых значений расстройки фаз  $\varphi$  и занести ее значение в отчет.

Таблица 13

|                                      |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|--------------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\varphi_{ФМ}, ^\circ$               | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $\varphi = \varphi_{ФМ} - 270^\circ$ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $\bar{U}_d, В$                       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

**Исследовать зависимость детекторной характеристики от соотношения амплитуд детектируемого и опорного колебаний.**

Уменьшить в 10-15 раз действующее значение напряжения источника высокочастотного гармонического колебания, подключенного ко входу детектора. Указать в отчете новое значение соотношения  $U_{ФМ}/U_{ОГ}$ . Вновь снять зависимость выходного постоянного напряжения  $\bar{U}_d$  от величины расстройки фаз  $\varphi$  по методике предыдущего пункта. Результаты отразить в таблице, аналогичной табл. 13, и на графике. Сравнить полученную детекторную характеристику с исходной (для  $U_{ФМ}/U_{ОГ} = 1$ ). Сделать выводы.

Определить по новому графику крутизну характеристики и занести ее значение в отчет. Рассчитать теоретическое значение крутизны  $S_d$  по формуле, приведенной на с. 70 (при расчете положить  $K_d \approx 1$ ). Сравнить расчетное значение крутизны с экспериментальным. Сделать вывод. Указать максимальное значение индекса модуляции  $m_{кр}$ , для которого в исследуемом случае еще возможен режим неискаженного детектирования.

Возвратиться к исходному действующему значению напряжения источника входных колебаний. Затем уменьшить в 10-15 раз действующее значение напряжения опорного колебания. Указать в отчете новое значение соотношения  $U_{ФМ}/U_{ОГ}$ . Снять детекторную характеристику и изобразить ее график. Оценить ее параметры ( $S_d, m_{кр}$ ), сравнить с предыдущими.

Сделать вывод о том, какое соотношение  $U_{ФМ}/U_{ОГ}$  предпочтительно на практике для детектирования колебаний с минимальными искажениями, максимальным значением фазового рассогласования (индекса модуляции).

**Исследовать режим линейного детектирования.**

Произвести переключение источников так, чтобы на вход детектора подавалось ФМ-напряжение. Установить тип инфор-

мационных колебаний – последовательность треугольных импульсов (параметр "Duty cycle" взять равным 50%), амплитуды несущего  $U_{\text{ФМ}}$  и опорного  $U_{\text{ОГ}}$  колебания такими, чтобы обеспечить режим детектирования с минимальными искажениями:  $U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}} \ll 1$ . Произвести моделирование. Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора в установившемся режиме, проанализировать форму полученного сигнала, определить его частоту. Сделать вывод о величине искажений информационного сигнала.

Увеличить индекс модуляции детектируемого колебания сначала до значения  $m_{\text{кр}}$ , а затем  $1.5 \cdot m_{\text{кр}}$ . Снять в обоих случаях осциллограммы выходного напряжения детектора и зарисовать в отчет. Проанализировать их форму.

Сделать вывод о желательном практическом соотношении между раствором детекторной характеристики ФД и индексом модуляции детектируемого ФМ-колебания.

#### ***Исследовать работоспособность детектора при его схемных изменениях (для пытливых).***

Вернуть исходное значение индекса модуляции детектируемого ФМ-колебания с треугольным законом изменения набега фазы.

Нарушить симметрию схемы детектора: увеличить сопротивление  $R_2$  в 10 раз, синхронно уменьшив в 10 раз емкость конденсатора  $C_2$ . Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора, проанализировать форму сигнала. Вернуть исходные значения элементам  $R_2$ ,  $C_2$ . Увеличить сопротивление  $R_1$  в 50 раз, а емкость  $C_1$  в 50 раз уменьшить. Снять и зарисовать осциллограмму напряжения на выходе детектора. Проанализировать осциллограмму. Сделать вывод о влиянии несимметрии схемы на искажения информационного сигнала.

Вернуть исходные параметры элементов схемы.

Поменять местами точки подключения сигналов к схеме детектора: источник детектируемого колебания подключить к

первичной обмотке трансформатора  $T_2$ , опорное напряжение подать на вход  $T_1$ . Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора, проанализировать его форму. Изменить амплитуду колебаний одного из источников, так чтобы обеспечить  $U_{\text{ФМ}}/U_{\text{ОГ}} \sim 1$ . Вновь снять и зарисовать выходную осциллограмму. Сделать окончательные выводы.

Вернуть исходную конфигурацию схемы фазового детектора и исходные параметры (амплитуды) сигнального и опорного источников.

Включить последовательно с источником входного детектируемого колебания источник немодулированного гармонического напряжения, имитирующего сильную помеху с амплитудой, соизмеримой с полезным сигналом, но частотой, отличающейся на 30-50% от частоты  $f_0$ . Снять и зарисовать осциллограмму выходного напряжения детектора, проанализировать его форму. Приближать частоту колебаний помехи к несущей частоте полезного сигнала. Фиксировать результаты. Сделать выводы о влиянии помехи со стороны входа на качество детектирования полезного сигнала.

#### **4.4. Контрольные вопросы к защите работы**

1. Как работает частотный детектор на расстроенных контурах? Каков принцип положен в основу его работы? С какой целью используется балансная схема? Можно ли реализовать детектор на одном расстроенном контуре?

2. Что такое детекторная характеристика частотного детектора? Поясните принцип формирования детекторной характеристики ЧД на расстроенных контурах. Чем определяется протяженность рабочего участка детекторной характеристики? Что такое апертура, крутизна детектора?

3. Изобразите характеристики частотных детекторов, отличающихся полосой пропускания контуров. Что происходит с крутизной и протяженностью рабочего участка характеристики

с увеличением (уменьшением) полосы пропускания контуров при неизменной их взаимной расстройке?

4. Изобразите характеристики частотных детекторов, отличающихся величиной взаимной расстройки контуров. Что происходит с крутизной и протяженностью рабочего участка характеристики с увеличением (уменьшением) взаимной расстройки контуров при неизменной полосе их пропускания?

5. Объясните принцип работы векторомерного балансного фазового детектора.

6. Приведите график детекторной характеристики фазового детектора и поясните принцип ее формирования.

7. Зависит ли форма детекторной характеристики фазового детектора от соотношения амплитуд детектируемого и опорного колебания? При каком соотношении характеристика наиболее линейна?

8. При каких значениях индекса модуляции детектируемого колебания векторомерный фазовый детектор работает в режиме с допустимыми искажениями? Можно ли расширить рабочий участок его детекторной характеристики?

#### 4.5. Литература

- [1, с. 349-356],
- [2, с. 247-251],
- [3, с. 242-245],
- [4, с. 291-292],
- [5, с. 72].

## 5. АВТОГЕНЕРАЦИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

### 5.1. Цель работы

Исследовать условия и режимы самовозбуждения  $LC$ -автогенератора; изучить основные параметры переходного процесса установления автоколебаний; исследовать характеристики захвата частоты автогенератора внешним источником.

### 5.2. Краткие теоретические сведения

Автогенератор – автономная цепь, в которой возникают и устойчиво воспроизводятся колебания без внешнего переменного воздействия. Энергия, необходимая для формирования автоколебаний, потребляется от источника питания (постоянного напряжения). Для преобразования энергии источника в переменное напряжение используется активный элемент. Автономность цепи может быть обеспечена, если подавать на вход активного элемента напряжение не извне, а с выхода того же активного элемента посредством специальной цепи, называемой цепью обратной связи. Поскольку усиление активного элемента существенно зависит от амплитуды колебаний на его входе, автогенератор представляет собой нелинейную цепь. Именно благодаря этому наблюдается процесс установления амплитуды выходных колебаний. Вследствие нелинейности цепи генерируемые колебания в общем случае имеют негармоническую форму. Однако если в качестве нагрузки активного элемента использовать частотно-избирательную цепь, то благодаря ее фильтрующим свойствам на выходе могут быть получены автоколебания, близкие к гармоническим. Чем более ярко выражены резонансные свойства избирательной цепи, тем ближе форма колебаний к гармоническим.

На рис. 33 показана простейшая схема автогенератора гармонических колебаний, представляющего собой резонансный усилитель, построенный на биполярном транзисторе с колеба-

тельным контуром в выходной цепи и охваченный трансформаторной обратной связью.

При включении источника питания в автогенераторе наблюдается возрастание амплитуды колебаний, изначально малых по амплитуде и вызванных свободными процессами (за счет "броска" коллекторного тока в момент включения) и тепловыми шумами. Для обеспечения роста амплитуды автоколебаний необходимо, чтобы поступление энергии от источника питания превышало потери энергии возникших колебаний в контуре. Условия, при котором это происходит, называют условиями самовозбуждения.

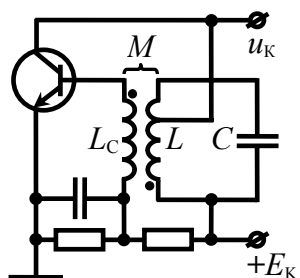


Рис. 33

Условия, при котором это происходит, называют условиями самовозбуждения.

Первым – фазовым – условием самовозбуждения автогенератора является наличие положительной обратной связи: необходимо, чтобы любое возмущение резонансного усилителя в составе автогенератора приводило к появлению такого сигнала на выходе цепи обратной связи, который, складываясь с первоначальным возмущением, увеличивал бы его. Для того чтобы передаваемое с выхода на вход напряжение увеличивало первоначально возникшее малое напряжение на входе, необходимо, чтобы они совпали по фазе или отличались бы на целое число  $2 \cdot \pi$  радиан. В схеме на рис. 33 фазовое условие обеспечивается на резонансной частоте контура при встречном включении индуктивно связанных катушек  $L$  и  $L_c$ .

Фазовое условие имеет одновременно и иное значение. Несовпадение фазы напряжения, прошедшего петлю обратной связи (от входа усилителя к его выходу и по цепи обратной связи снова ко входу), с напряжением на входе приводит к изменению фазы результирующего входного напряжения. Это непрерывное изменение фазы заставляет меняться и частоту колебаний:  $\omega(t) = d\psi(t)/dt$ . Поскольку сдвиг фаз в контуре зависит от частоты, то ее изменение будет приводить к изменению фазо-

вого сдвига в петле обратной связи. Этот процесс закончится только тогда, когда изменение фазового сдвига приведет к совпадению по фазе колебаний на входе с колебаниями, прошедшими на вход по петле обратной связи. Отсюда ясно, что фазовое условие определяет частоту колебаний в автогенераторе. Для возбуждения автоколебаний необходимо одновременное выполнение и второго условия.

Второе – амплитудное – условие требует превышения коэффициентом передачи петли обратной связи единичного значения на частоте возникновения автоколебаний (при выполнении фазового условия). Амплитудное условие фактически определяет критическую величину одного из параметров линейной схемы замещения автогенератора для малых по амплитуде автоколебаний. Например, для схемы на рис. 33 амплитудное условие может быть формализовано следующим образом:

$$S_{CT} > \frac{1}{p \cdot R_k \cdot (\beta - p \cdot D)}, \quad (24)$$

где  $S_{CT}$  – дифференциальная крутизна проходной статической ВАХ транзистора в исходной рабочей точке,  $D$  – дифференциальная проницаемость транзистора:  $D = 1/(S_{CT} \cdot R_i)$ ,  $R_i$  – выходное дифференциальное сопротивление транзистора,  $R_k$  – резонансное сопротивление колебательного контура, включенного в выходную цепь транзистора с коэффициентом включения  $p$ ,  $\beta = M/L$  – коэффициент (передачи цепи) обратной связи. Фактически условие (24) означает, что для заданного активного элемента ( $D$ ) и колебательного контура ( $R_k$ ), установленной величине обратной связи ( $\beta$ ) крутизна активного элемента ( $S_{CT}$ ), определяемая положением рабочей точки, должна превышать некое пороговое (критическое) значение. При заданном положении исходной рабочей точки ( $S_{CT}$ ) критическая величина коэффициента обратной связи, превышение которой гарантирует выполнение амплитудного условия самовозбуждения, определяется согласно (24) выражением

$$\beta_{кр} = \frac{1}{p \cdot R_k \cdot S_{ст}} + p \cdot D. \quad (25)$$

С ростом амплитуды автоколебаний начинает проявляться нелинейность динамической проходной ВАХ транзистора, рост амплитуды первой гармоники тока заметно ограничивается и усиление в автогенераторе уменьшается. Условие нарастания колебаний при переходе автогенератора (рис. 33) в нелинейный режим может быть получено, если в формуле (24) перейти к средней по первой гармонике крутизне динамической ВАХ  $S_{1дин} = S_{1ст} / [1 + p^2 \cdot R_k \cdot D \cdot S_{1ст}]$  и умножить полученное неравенство на  $p^2 \cdot R_k \cdot U_B$ :

$$U_k > p \cdot U_B / \beta, \quad (26)$$

где  $U_k$  – амплитуда напряжения, снимаемого с коллектора (выхода автогенератора), зависящая нелинейным образом от амплитуды напряжения  $U_B$ , подаваемого цепью обратной связи на базу усилителя автогенератора. Зависимость же амплитуды выходного напряжения  $U_k(U_B)$  от амплитуды входного, как известно, определяется динамической колебательной характеристикой усилителя.

Наращение амплитуды автоколебаний прекращается, когда усиление в автогенераторе уменьшается до уровня, при котором только компенсируется затухание колебаний в нагрузке. При этом наступает установившийся режим. Установившийся режим определяется в каждом конкретном случае точкой пересечения колебательной характеристики и прямой обратной связи, определяемой формулой, вытекающей непосредственно из неравенства (26):

$$U_k = p \cdot U_B / \beta. \quad (27)$$

При известной колебательной характеристике автогенератора это соотношение позволяет построить зависимость амплитуды  $U_k$  генерируемых колебаний от коэффициента обратной связи  $\beta$  и, в частности, оценить значения коэффициентов обратной свя-

зи  $\beta_{воз}$  и  $\beta_{ср}$ , при которых колебания, соответственно возбуждаются и срываются (рис. 34).

В зависимости от того, каков режим возбуждения автоколебаний – мягкий или жесткий, – колебательная характеристика (зависимость амплитуды выходных колебаний с частотой первой гармоники от амплитуды напряжения на базе  $U_k(U_B)$  в установившемся режиме) имеет вид, показанный на рис. 34,а или 34,б. Мягким режимом возбуждения колебаний называют режим, при котором зависимость амплитуды  $U_{куст}$  автоколебаний от коэффициента обратной связи  $\beta$  является плавной и однозначной: срыв и возбуждение происходят при одном и том же значении  $\beta$ , т.е.  $\beta_{воз} = \beta_{ср}$  (рис. 35,а). Жесткий режим возбуждения характерен тем, что существует неподвластный регулировке (посредством изменения  $\beta$ ) диапазон установившихся амплитуд автоколебаний; срыв и возбуждение происходят при разных значениях  $\beta$ :  $\beta_{воз} > \beta_{ср}$  (рис. 35,б). Реализация того или иного режима осуществляется соответствующим выбором положения исходной рабочей точки на проходной характеристике

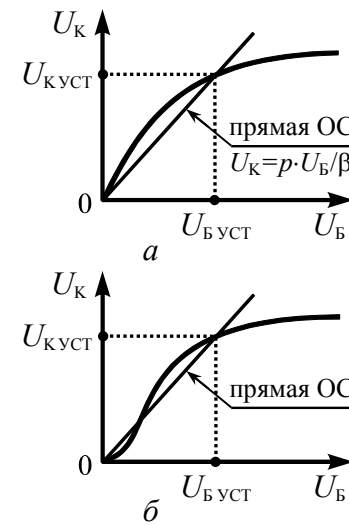


Рис. 34

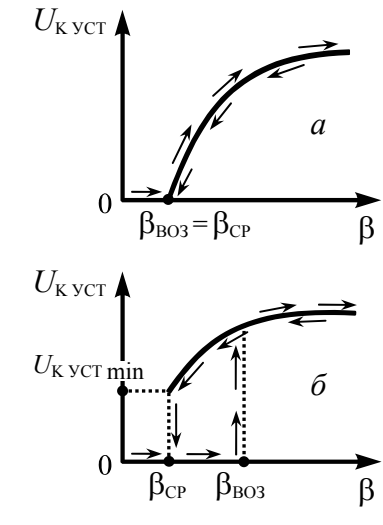


Рис. 35

транзистора автогенератора: мягкий режим – на участке с наибольшей крутизной, жесткий – на нижнем загибе ВАХ.

Процесс установления автоколебаний в автогенераторе при мягком режиме самовозбуждения и нарастания колебаний приближенно может быть описан выражением, полученным при решении нелинейного дифференциального уравнения автогенератора методом медленно меняющихся амплитуд:

$$U_K(t) = \frac{U_{КУСТ}}{\sqrt{1 + [(U_{КУСТ}/U_{K0})^2 - 1] \cdot \exp(-2|\alpha_Э|t)}}, \quad (28)$$

где  $U_{K0}$  и  $U_{КУСТ}$  – начальное и установившееся значения амплитуды автоколебаний (отношение  $U_{КУСТ}/U_{K0}$ , определяемое шумовыми процессами в автогенераторе, составляет обычно величину порядка  $10^5 \dots 10^7$ ). Если считать, что процесс установления автоколебаний завершается к моменту времени, когда их амплитуда достигает уровня  $0.9 \cdot U_{КУСТ}$ , то из выражения (28) несложно получить простую формулу, определяющую время установления колебаний:

$$t_{УСТ} \approx \frac{\ln(2 \cdot U_{КУСТ}/U_{K0})}{|\alpha_Э|}, \quad (29)$$

где  $\alpha_Э = -p \cdot S_{СТ} \cdot (\beta - \beta_{КР}) / (2 \cdot C)$  – коэффициент затухания контура, эквивалентного автогенератору,  $\beta_{КР}$  – критический коэффициент обратной связи, определяемый соотношением (25). При теоретическом исследовании влияния параметров схемы на время установления генерируемых колебаний целесообразно пользоваться именно этими формулами. При этом следует иметь в виду, что установление колебаний обусловлено, в основном, переходом транзистора в более напряженный режим, например, близкий к перенапряженному. Поэтому при достаточно большой величине обратной связи амплитуда  $U_{КУСТ}$  автоколебаний зависит практически лишь от сопротивления эквивалентного резонансного контура и крутизны активного элемента. По этой

причине всякое уменьшение сопротивления резонансной нагрузки вызывает уменьшение амплитуды автоколебаний.

Практическое применение имеет свойство автогенератора вырабатывать колебания с частотой, определяемой внешним источником. Такое явление называют принудительной синхронизацией или захватом частоты автогенератора. Суть синхронизации автогенератора внешним источником заключается в следующем. Если частота воздействующего внешнего сигнала находится за пределами так называемой полосы захвата, то автогенератор ведет себя как автономный генератор гармонических колебаний лишь с тем отличием, что помимо собственно автоколебаний на нагрузке генератора выделяется также усиленное напряжение воздействующей ЭДС. Если же частота источника находится в пределах полосы захвата, то автогенератор ведет себя как усилитель с положительной обратной связью и, таким образом, напряжение на его нагрузке полностью определяется воздействующей ЭДС, в том числе, и его частотой.

Действительно, при включении в цепь базы (рис. 36) источника ЭДС  $e_c(t)$  происходят биения между напряжением  $u_B(t)$  частоты  $f_0$  и внешним напряжением  $e_c(t)$  частоты  $f_c$ , в результате которых возникают высокочастотные колебания со средней частотой  $f_B = (f_0 + f_c)/2$  и переменной амплитудой, огибающая которой изменяется с разностной частотой  $F = |f_0 - f_c|$ . Если частоты  $f_0$  и  $f_c$  близки друг к другу, то для составляющей тока средней частоты  $f_B$  контур будет обладать большим сопротивлением и малым сдвигом фаз, и в генераторе возбудятся колебания на данной частоте. Продолжающееся воздействие внешней ЭДС создаст новые биения с частотой средней между  $f_B$  и  $f_c$ . Таким образом, новая частота автоколебаний будет еще ближе к частоте внешнего источника. Данный нестационарный процесс, протекающий, конечно, не "ступенчато", а непрерывно, может закончиться только при сов-

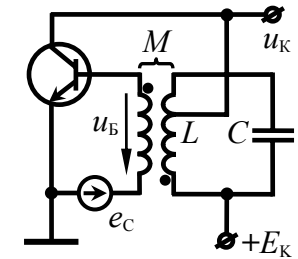


Рис. 36



падении частоты автоколебаний с частотой внешнего источника; тогда будет иметь место захват частоты автогенератора. Естественно, что чем больше амплитуда внешней ЭДС и чем шире полоса пропускания контура, тем при большей разности  $F$  частот будет происходить захват частоты. В схеме на рис. 36 полоса захвата  $\Pi_3$  прямо пропорциональна отношению амплитуды  $E_C$  внешней ЭДС к амплитуде автоколебаний на базе  $U_B$ :

$$\Pi_3 \approx \frac{f_0}{Q_3} \cdot \frac{E_C}{U_B}, \quad (30)$$

где  $f_0$  – частота генерируемых колебаний в автономном режиме,  $Q_3$  – эквивалентная добротность контура автогенератора.

Если амплитуда колебаний внешнего источника мала по сравнению с амплитудой автоколебаний и одновременно частота  $f_C$  значительно отличается от частоты  $f_0$  свободного генератора, то захвата частоты не происходит, а действие ЭДС сводится к эффекту модуляции, который проявляется в изменении фазы и амплитуды колебаний по весьма сложному закону.

### 5.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Работа выполняется с использованием файла "Self-excited oscillator.ewb", схемное поле которого показано на рис. 37.

Автогенератор построен на основе резонансного усилителя, который реализован на биполярном транзисторе VT, включенном по схеме с общим эмиттером. Питание транзистора VT производится от источника постоянного напряжения  $E_k$ . Смещение на базу транзистора обеспечивается с помощью отдельного источника постоянного напряжения "Eс" так, что напряжение смещения  $U_{B0}$  оказывается в точности равным ЭДС источника Eс. В эмиттерную цепь включено сопротивление  $R_e$ , приводящее к уменьшению крутизны транзистора. В коллекторную цепь транзистора включен простой ( $p=1$ ) параллельный контур с резонансным сопротивлением  $R_k$ . Контур образован емкостью  $C_k$  и индуктивностью  $L_k$  первичной обмотки

трансформатора "Тр". Выходное напряжение снимается с коллектора и через разделительную емкость подается на вход канала "В" осциллографа. Контур зашунтирован сопротивлением  $R_s$ , величина которого по умолчанию составляет 1 МОм.

Напряжение со вторичной обмотки трансформатора "Тр" в противофазе по отношению к выходному напряжению (за счет встречного включения обмоток) подается на базу транзистора; тем самым реализуется положительная обратная связь. Величина обратной связи определяется коэффициентом трансформации (Primary-to-secondary turns-ratio), задаваемым в окне параметров трансформатора. Обратная связь может быть отключена принудительным переводом переключателя, управляемого клавишей "О", в нижнее положение. При этом автогенератор превращается в усилитель, на вход которого может быть подано внешнее колебание от источника "Functional Generator" посредством переключателя, управляемого клавишей "G".

Предусмотрена возможность наблюдения осциллограммы напряжения на базе транзистора (при переводе переключателя "В" в нижнее положение), которое через разделительную емкость подается на вход канала "А" осциллографа.

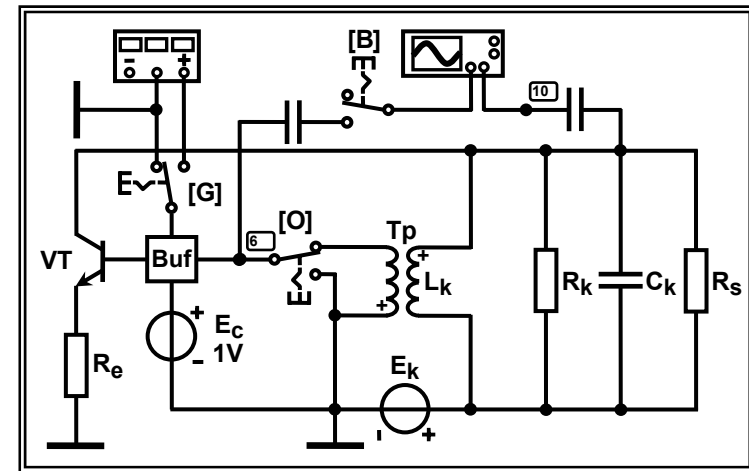


Рис. 37

Исходные данные для выполнения исследовательской работы представлены в табл. 14 и 15.

Таблица 14

Общие данные для выполнения работы №5

|   |               |
|---|---------------|
| Тип транзистора (модель)                              | 2N3904        |
| Постоянное напряжение питания $E_k$ , В               | 10            |
| Статическая проходная ВАХ транзистора                 | рис. 38       |
| Дифференциальная крутизна транзистора $S_{СТ}$        | рис. 39       |
| Средняя по первой гармонике крутизна $S_{СТ1}$        | рис. 40       |
| Дифференциальная проницаемость транзистора $D$        | $\approx 0$   |
| Коэффициент включения контура $p$                     | 1             |
| Резонансная частота контура $f_0$ , кГц (повариянтно) | 180...230     |
| Добротность контура $Q$ (повариянтно)                 | 25...50       |
| Начальная амплитуда автоколебаний $U_{к0}$ , мВ       | $\sim 7...10$ |

Таблица 15

Данные для выполнения исследовательской работы №5

| N  | Параметры элементов LC-автогенератора |             |              |            |
|----|---------------------------------------|-------------|--------------|------------|
|    | $R_э$ , Ом                            | $R_к$ , кОм | $L_к$ , мкГн | $C_к$ , нФ |
| 1  | 100                                   | 2           | 67           | 10.5       |
| 2  | 200                                   | 4           | 105          | 6.0        |
| 3  | 300                                   | 6           | 130          | 4.4        |
| 4  | 400                                   | 8           | 145          | 3.6        |
| 5  | 500                                   | 10          | 246          | 3.0        |
| 6  | 100                                   | 2           | 55           | 12.1       |
| 7  | 200                                   | 4           | 125          | 4.8        |
| 8  | 300                                   | 6           | 120          | 4.6        |
| 9  | 400                                   | 8           | 125          | 4.0        |
| 10 | 500                                   | 10          | 264          | 2.4        |

При  $N > 10$  исходные данные определять по последней цифре номера варианта

## 5.4. Подготовительное расчетное задание

### Задание первое

Изобразить принципиальную схему исследуемого в работе LC-автогенератора.

Применительно к заданному типу и параметрам транзистора (табл. 14), сопротивлениям в цепи эмиттера  $R_э$  (табл. 15) и резонансного контура  $R_к$  (табл. 15) рассчитать критическую величину коэффициента обратной связи  $\beta_{кр}$ , превышение которой гарантирует выполнение амплитудного условия самовозбуждения для двух значений постоянного напряжения смещения на базе транзистора:  $U_{Б0} = 0.6$  и 1 В.

При расчете следует воспользоваться приведенными на рис. 39 зависимостями дифференциальной крутизны  $S_{СТ}$  статической проходной ВАХ транзистора от величины напряжения смещения  $U_{Б0}$ . Обратите внимание на то, что значение крутизны, определяемой по графикам на рис. 39, необходимо домножить на безразмерный коэффициент  $100/R_э$ , зависящий от величины заданного сопротивления  $R_э$  в цепи эмиттера.

Расчетные значения коэффициента обратной связи  $\beta_{кр}$  для  $U_{Б0} = 0.6$  и 1 В занести в табл. 16, в которой предусмотреть графу для экспериментальных значений.

Увеличить в 1.5 раза расчетное значение  $\beta_{кр}$ , определенное для рабочей точки  $U_{Б0} = 1$  В, уменьшить согласно (24) значение требуемой для самовозбуждения крутизны  $S_{СТ}$  транзистора. Подобрать по рис. 39 такую новую пару значений сопротивления в цепи эмиттера  $R'_э$  и напряжения смещения  $U_{Б0кр}$  (из

Таблица 16

| Постоянное напряжение смещения $U_{Б0}$ , В | Критическая величина коэффициента обратной связи $\beta_{кр}$ |             |
|---|---|-------------|
|   | расчет  | эксперимент |
| 0.6   | ...   |             |
| 1.0   | ...   |             |

интервала 0.8...1.1 В), чтобы превышение фактическим смещением величины  $U_{\text{Б0КР}}$  приводило бы к самовозбуждению автогенератора. Вместе с тем при  $U_{\text{Б0}} < U_{\text{Б0КР}}$  автоколебания не должны возбуждаться. Найденные значения  $U_{\text{Б0КР}}$  и  $R'_{\text{Э}}$  занести в отчет.

### Задание второе

Используя данные табл. 15 рассчитать и занести в отчет частоту колебаний на выходе автогенератора  $f_0$ .

Применительно к напряжениям смещения 0.6 и 1 В, заданным сопротивлениям  $R_{\text{Э}}$  и  $R_{\text{К}}$  (табл. 15) рассчитать динамические колебательные характеристики усилителя  $U_{\text{К}}(U_{\text{Б}})$ , на котором реализован автогенератор. Результаты расчета внести в табл. 17 и изобразить графически.

Таблица 17

| $U_{\text{Б0}}, \text{В}$ | Расчетные колебательные характеристики |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0.6                       | $U_{\text{Б}}, \text{мВ}$              | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $U_{\text{К}}, \text{В}$               | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| 1.0                       | $U_{\text{Б}}, \text{мВ}$              | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|                           | $U_{\text{К}}, \text{В}$               | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Расчет динамических колебательных характеристик проводить с учетом того, что:

1) амплитуда коллекторного напряжения в недонапряженном режиме определяется амплитудой первой гармоники выходного тока:  $U_{\text{К}} \approx I_{\text{К1}} \cdot R_{\text{К}}$ ;

2) проницаемость транзистора в недонапряженном режиме пренебрежимо мала ( $D \approx 0$ ), так что его динамические и статические характеристики эквивалентны:  $I_{\text{К1}} = I_{\text{К1СТ}}$ ;

3) в недонапряженном режиме амплитуда первой гармоники коллекторного тока  $I_{\text{К1СТ}}$  определяется средней по первой гармонике крутизной  $S_{\text{СТ1}}$  проходной статической ВАХ транзистора:  $I_{\text{К1СТ}} = S_{\text{СТ1}} \cdot U_{\text{Б}}$ ; зависимости средней по первой гармонике

ке крутизны  $S_{\text{СТ1}}$  проходной статической ВАХ транзистора от амплитуды напряжения на базе при разных значениях сопротивления  $R_{\text{Э}}$  приведены на рис. 40;

4) в перенапряженном режиме амплитуда коллекторного напряжения неизменна и определяется только величиной напряжения источника питания:  $U_{\text{К}} = \xi \cdot E_{\text{К}}$ , где  $\xi \approx 0.9$  – коэффициент использования коллекторного напряжения.

При использовании рис. 40 предусмотреть масштабирование значения крутизны  $S_{\text{СТ1}}$ , определяемой непосредственно по приведенным графикам. Коэффициент, на который следует умножить полученную крутизну, обратно пропорционален величине заданного сопротивления  $R_{\text{Э}}$  в цепи эмиттера и составляет  $100/R_{\text{Э}}$ .

### Задание третье

Определить критические значения коэффициентов обратной связи, необходимые для возникновения  $\beta_{\text{ВОЗ}}$  и срыва  $\beta_{\text{СР}}$  колебаний, по колебательным характеристикам, рассчитанным для напряжения смещения 0.6 и 1 В.

Расчет производить по формуле  $\beta = p \cdot U_{\text{Б}} / U_{\text{К}}$ , непосредственно вытекающей из выражения (27), где  $p = 1$ , а амплитуды напряжений  $U_{\text{Б}}$  и  $U_{\text{К}}$  соответствуют точке пересечения колебательной характеристики прямой, проведенной из начала координат касательно ее начальному участку ( $\beta_{\text{ВОЗ}}$ ) или участку перехода автогенератора в перенапряженный режим ( $\beta_{\text{СР}}$ ). Результаты расчета  $\beta_{\text{ВОЗ}}$  и  $\beta_{\text{СР}}$  отразить в табл. 18.

Таблица 18

| Постоянное напряжение смещения $U_{\text{Б0}}, \text{В}$ | Критические величины $\beta$ |                     |                      |                     |
|--|------------------------------|---------------------|----------------------|---------------------|
|  | расчет                       |                     | эксперимент          |                     |
|  | $\beta_{\text{ВОЗ}}$         | $\beta_{\text{СР}}$ | $\beta_{\text{ВОЗ}}$ | $\beta_{\text{СР}}$ |
| 0.6  | ...                          | ...                 |                      |                     |
| 1.0  | ...                          | ...                 |                      |                     |

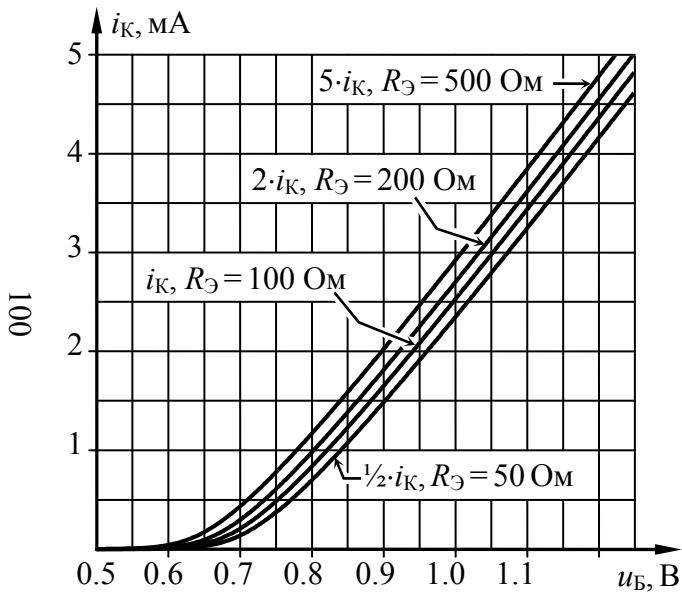


Рис. 38

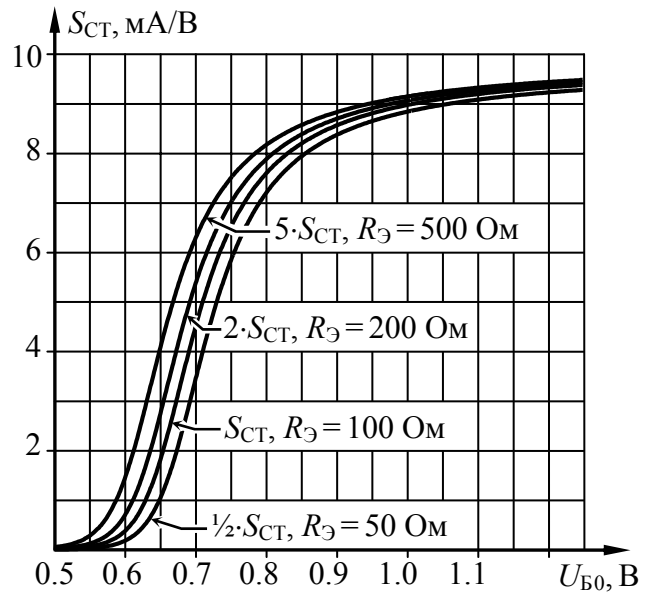


Рис. 39

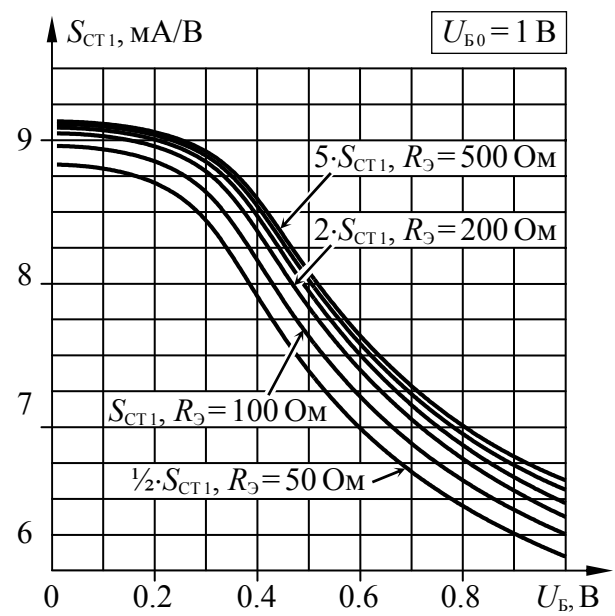
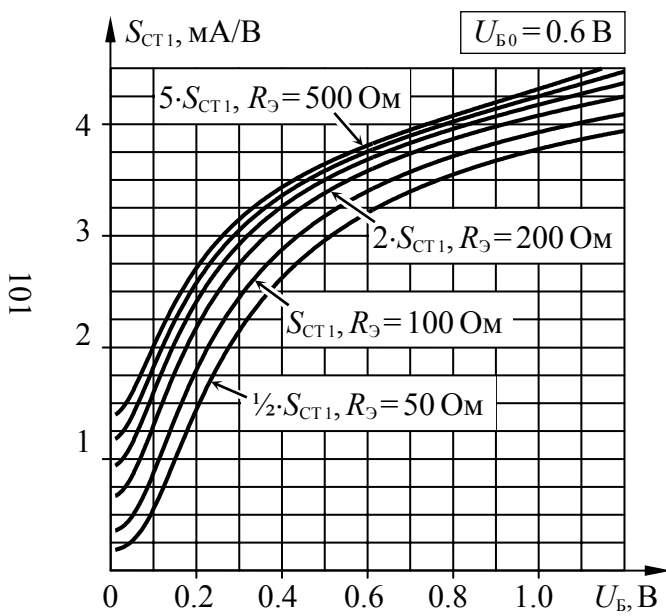


Рис. 40

100

101

Сопоставить полученные критические значения коэффициента обратной связи, соответствующие возбуждению  $\beta_{\text{воз}}$ , с результатами, полученными в первом задании.

#### Задание четвертое

Полагая, что напряжение смещения  $U_{\text{Б0}} = 1 \text{ В}$ , а коэффициент обратной связи  $\beta$  в 1.5 раза превышает критическую величину  $\beta_{\text{кр}}$  (табл. 16), необходимую для самовозбуждения автоколебаний, рассчитать и изобразить временную диаграмму нарастающих автоколебаний генератора от момента его включения до перехода в установившийся режим. Для расчета использовать формулу (28), в которой отношение  $U_{\text{КУСТ}}/U_{\text{К0}}$  положить равным  $10^3$ . На временной диаграмме допускается не выдерживать истинное значение частоты автоколебаний.

Рассчитать зависимость времени установления  $t_{\text{УСТ}}$  амплитуды автоколебаний (см. формулу (29)) от величины коэффициента обратной связи  $\beta$ , полагая, что последний меняется в пределах от  $1.2 \cdot \beta_{\text{кр}}$  до  $3 \cdot \beta_{\text{кр}}$ . Результаты расчета  $t_{\text{УСТ}}$  отразить в табл. 19 и графически.

Таблица 19

|                               |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\beta$                       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $t_{\text{УСТ}}, \text{ мкс}$ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

#### Задание пятое

По приведенным в табл. 15 исходным данным рассчитать эквивалентную добротность нагрузочного контура автогенератора  $Q_{\text{Э}} \approx R_{\text{к}}/\rho$ , где  $\rho$  – характеристическое сопротивление контура. Рассчитать полосу захвата  $I_3$  автогенератора для единичного отношения амплитуды внешней ЭДС  $E_{\text{С}}$  к амплитуде автоколебаний  $U_{\text{Б}}$  на базе транзистора.

Применительно к полученной полосе захвата построить график зависимости частоты биений  $(f_0 - f_{\text{С}})$  от частоты внешнего синхронизирующего источника  $f_{\text{С}}$ .

### 5.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению

#### Исследование условий самовозбуждения

##### Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл "Self-excited oscillator.ewb".

Установить заданные в табл. 15 (повариантно) величину сопротивления  $R_{\text{Э}}$  в цепи эмиттера (Re на рис. 37) и параметры элементов колебательного контура: резонансное сопротивление ( $R_{\text{к}}$ ), емкость ( $C_{\text{к}}$ ) и индуктивность ( $L_{\text{к}}$ ). Поскольку функцию индуктивности контура выполняет первичная обмотка линейного трансформатора (Tr на рис. 37), следует двойным щелчком мышки по иконке трансформатора активировать меню "Transformer Properties", нажать кнопку "Edit" применительно к выделенной по умолчанию модели "Ideal", в появившемся окне "Transformer Model 'Ideal'" установить требуемую величину индуктивности (параметр "Magnetizing Inductance") в Гн.

Проверить исходное положение переключателей (при необходимости перевести их в указанное положение): "О" – должен находиться в верхнем положении (обратная связь включена); "G" – в левом (внешний источник отключен); "В" – в верхнем (сигнал на базе транзистора не регистрируется).

Установить постоянное напряжение смещения на базе используемого транзистора 1 В (источник  $E_{\text{С}}$  на рис. 37).

Установить коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше критической величины  $\beta_{\text{кр}}$  (см. табл. 16), необходимой для самовозбуждения автоколебаний. Для этого вновь активировать меню трансформатора "Transformer Model 'Ideal'" и установить величину коэффициента трансформации (Primary-to-secondary turns ratio) равной  $1/\beta$ , где  $\beta$  – требуемый коэффициент обратной связи.

Запустить моделирование. Наблюдать, используя осциллограф, процесс появления и нарастания автоколебаний. Дож-

даться установления автоколебаний. Оценить по осциллографу частоту автоколебаний, результат внести в отчет и сравнить с расчетным значением.

***Исследовать условия самовозбуждения колебаний при фиксированном смещении и вариации коэффициента обратной связи.***

Уменьшать последовательно коэффициент обратной связи  $\beta$  (увеличивая коэффициент трансформации) до тех пор, пока автогенератор перестанет самовозбуждаться. Обратить внимание на то, что с уменьшением коэффициента обратной связи время, необходимое для установления автоколебаний неизменной амплитуды, существенно возрастает. Внести в табл. 16 полученную экспериментальным путем критическую величину коэффициента обратной связи, при которой самовозбуждение автогенератора еще происходит. Зарисовать осциллограмму процесса нарастания и установления автоколебаний при критической величине обратной связи.

Установить напряжение смещения 0.6 В, а коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше расчетной критической величины  $\beta_{кр}$  (табл. 16), необходимой при таком смещении для самовозбуждения автоколебаний. Уменьшая коэффициент обратной связи до тех пор, пока автогенератор перестанет самовозбуждаться, определить экспериментально критическую величину коэффициента обратной связи, при которой самовозбуждение автогенератора еще происходит. Внести полученное значение в табл. 16. Зарисовать осциллограмму нарастания и установления автоколебаний при критической обратной связи.

Сформулировать вывод. В нем объяснить, почему для каждого смещения величина коэффициента обратной связи разная. Указать, чем определяется ее значение. Пояснить, почему с уменьшением напряжения смещения критический коэффициент обратной связи возрастает.

***Исследовать условия самовозбуждения колебаний при фиксированной обратной связи и вариации смещения.***

Установить коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше расчетной критической величины  $\beta_{кр}$  (табл. 16), необходимой при смещении в 1 В для самовозбуждения автоколебаний. Установить сопротивление в цепи эмиттера  $R'_э$  и напряжение смещения  $U_{Б0кр}$  в соответствии с расчетом, проведенным в первом подготовительном задании.

Незначительно увеличивая, а затем уменьшая напряжение смещения относительно исходной величины, определить экспериментально фактическое смещение, при котором в автогенераторе возбуждаются колебания. Сравнить его с расчетным значением. Сделать вывод.

По результатам исследования сформулировать окончательный вывод о практической реализации амплитудного условия возбуждения автоколебаний.

***Исследование мягкого и жесткого режимов самовозбуждения автогенератора***

***Исследовать мягкий режим самовозбуждения.***

Установить постоянное напряжение смещения на базе транзистора 1 В, а коэффициент обратной связи равным экспериментально найденной критической величине  $\beta_{кр}$  (табл. 16).

Изменяя  $\beta$  как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения, убедиться в «мягкости» возникающих колебаний по совпадению коэффициентов обратной связи, при которых колебания возбуждаются и срываются.

Разомкнуть обратную связь, переведя переключатель "О" в нижнее положение. Ко входу усилителя (базе транзистора) подключить внешний генератор "Functional Generator" (переведя переключатель "G" в правое положение) и установить на его

выходе амплитуду гармонического напряжения 20 мВ, частоту, равную резонансной частоте колебательного контура  $f_0$ .

Снять колебательную характеристику нелинейного усилителя (автогенератора с разомкнутой обратной связью), фиксируя амплитуду напряжения на коллекторе  $U_K$  в установившемся режиме при разных значениях амплитуды напряжения на базе  $U_B$ . Амплитуду входного напряжения  $U_B$  следует изменять в пределах от 20 мВ до 1 В с шагом 50...100 мВ. Результаты измерений занести в табл. 20.

Изобразить колебательную характеристику в отчете. Сопоставить с расчетной. Сделать выводы. По форме начального участка колебательной характеристики (его следует снять особенно тщательно) убедиться в том, что характеристика соответствует именно мягкому режиму возбуждения.

Таблица 20

| $U_{B0}, В$ | Экспериментальные колебательные характеристики |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 1.0         | $U_B, мВ$                                      | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|             | $U_K, В$                                       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

На график колебательной характеристики нанести семейство прямых обратной связи, описываемых выражением (27), для разных значений коэффициента обратной связи  $\beta$ . Располагая точками пересечения колебательной характеристики и прямых обратной связи, построить графически зависимость амплитуды автоколебаний  $U_{куст}$  от величины  $\beta$ .

Переключателем "О" включить обратную связь, переключателем "Г" отключить внешний генератор колебаний. Снять экспериментальную зависимость амплитуды генерируемых колебаний  $U_{куст}$  в установившемся режиме от величины обратной связи  $\beta$  (не менее 10-ти точек). Внести экспериментальные результаты в табл. 21, построить график. Сопоставить результаты с полученными ранее. Сделать выводы. Экспериментальные значения  $\beta_{воз} = \beta_{ср}$  отразить в табл. 18.

Таблица 21

|               |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\beta$       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{куст}, В$ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

### **Исследовать жесткий режим самовозбуждения.**

Уменьшить напряжение смещения  $U_{B0}$  до величины 0.6 В, а коэффициент обратной связи установить равным экспериментально найденной критической величине  $\beta_{кр}$  (табл. 16).

Изменяя  $\beta$  как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения, убедиться в наличии жесткого режима возбуждения колебаний по отличию величины обратной связи, при которой колебания возбуждаются и срываются. Учесть, что для оценки степени связи, при которой в жестком режиме наблюдается срыв колебаний ( $\beta_{ср} < \beta_{кр}$ ), автогенератор следует запускать *принудительно*, кратковременно подключая к базе транзистора внешний генератор (клавишей "Г") и вновь отключая. Необходимость принудительного запуска связана с прерыванием генерации при изменении коэффициента обратной связи.

Зафиксировать коэффициенты обратной связи  $\beta_{ср}$  и  $\beta_{воз}$ , соответствующие срыву и возбуждению колебаний. Внести полученные значения в табл. 18, сравнить с расчетными значениями. Сделать выводы.

Разомкнуть обратную связь, ко входу усилителя подключить внешний генератор. Снять колебательную характеристику автогенератора с разомкнутой обратной связью, фиксируя амплитуду напряжения на коллекторе  $U_K$  в установившемся режиме при разных значениях амплитуды напряжения на базе  $U_B$ . Особенно тщательно снять начальный участок характеристики. Результаты занести в табл. 22.

Изобразить колебательную характеристику в отчете. Сопоставить с расчетной. Сделать выводы. По форме начального участка характеристики убедиться в том, что она соответствует именно жесткому режиму возбуждения автоколебаний.

Таблица 22

| $U_{B0}, В$ | Экспериментальные колебательные характеристики |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0.6         | $U_B, мВ$                                      | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
|             | $U_K, В$                                       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

На графике колебательной характеристики построить семейство прямых обратной связи, соответствующих различным значениям коэффициента обратной связи. Располагая точками пересечения колебательной характеристики и прямых обратной связи, построить графически зависимость амплитуды генерируемых колебаний  $U_{КУСТ}$  от величины обратной связи.

Включить обратную связь, отключить внешний генератор колебаний. Снять экспериментальную зависимость амплитуды автоколебаний  $U_{КУСТ}$  в установившемся режиме от величины обратной связи  $\beta$  (не менее 15-ти точек). При  $\beta < \beta_{ВОЗ}$  использовать принудительный запуск автогенератора. Внести результаты в табл. 23, построить график. Сопоставить результаты с полученными ранее. Сделать выводы. Экспериментальные значения  $\beta_{ВОЗ}$  и  $\beta_{СР}$  отразить в табл. 18.

Таблица 23

|               |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\beta$       | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{КУСТ}, В$ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

По экспериментальным результатам оценить влияние напряжения смещения на характер колебательной характеристики автогенератора и режима возбуждения колебаний.

### **Исследование процесса установления автоколебаний**

#### ***Подготовить установку к исследованиям.***

Проверить исходное положение переключателей (при необходимости перевести их в указанное положение): "О" – дол-

жен находиться в верхнем положении (обратная связь включена); "G" – в левом положении (внешний источник отключен).

Установить постоянное напряжение смещения 1 В, что соответствует мягкому режиму возбуждения автоколебаний.

Установить коэффициент обратной связи в 1.5 раза больше расчетной критической величины  $\beta_{КР}$  (табл. 16), необходимой для самовозбуждения автоколебаний.

Запустить моделирование. Наблюдать, используя осциллограф, процесс появления и нарастания автоколебаний. Дождаться установления автоколебаний. Остановить моделирование. Зарисовать осциллограмму от момента начала моделирования до установления амплитуды автоколебаний. Сравнить осциллограмму с расчетной, приведенной в четвертом разделе подготовительного задания. Сделать выводы.

#### ***Исследовать зависимость времени установления автоколебаний от величины обратной связи.***

По ранее полученной осциллограмме оценить время установления автоколебаний, соответствующее интервалу времени, по истечении которого амплитуда генерируемых колебаний достигает уровня 0.9 от установившегося значения. Записать найденное время под графиком осциллограммы.

Устанавливая значения коэффициента обратной связи из первой строки табл. 19, измерять экспериментальное время установления автоколебаний. Результаты внести в табл. 24 и отразить графически. Сравнить экспериментальную зависимость  $t_{УСТ}(\beta)$  с расчетной. Сделать выводы.

Зарисовать временные диаграммы процесса установления автоколебаний для двух случаев: малой и большой степени связи. Сделать соответствующие выводы.

Таблица 24

|                |     |     |     |     |     |     |     |     |
|----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\beta$        | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $t_{УСТ}, мкс$ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |



### **Исследовать влияние шунта на время установления автоколебаний.**

Вновь установить исходный коэффициент обратной связи:  $\beta = 1.5 \cdot \beta_{кр}$ .

Оценить влияние шунтирующего сопротивления на время установления и амплитуду автоколебаний. Для этого, последовательно уменьшая сопротивление  $R_S$ , проводить измерения времени установления  $t_{уст}$  и амплитуды генерируемых колебаний после их установления  $U_{куст}$ . Результаты занести в табл. 25, две наиболее отличные осциллограммы процесса установления автоколебаний зарисовать. Дать физическое толкование наблюдаемым осциллограммам. Прокомментировать полученные результаты.

Таблица 25

|                 |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $R_S$ , кОм     | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $t_{уст}$ , мкс | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{куст}$ , В  | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

### **Исследование влияния внешнего гармонического воздействия на автогенератор**

#### **Подготовить установку к исследованиям.**

Установить исходное сопротивление шунта (1 МОм).

Проверить установленное смещение и величину обратной связи: смещение должно соответствовать мягкому режиму возбуждения колебаний  $U_{Б0} = 1$  В; коэффициент обратной связи –  $\beta = 1.5 \cdot \beta_{кр}$ . Обратная связь должна быть включена (переключатель "О" – в верхнем положении).

Перевести переключатель "G" в правое положение, подключив к базе транзистора внешний источник колебаний. Установить частоту гармонических колебаний  $f_C$  источника равной частоте автоколебаний  $f_0$  свободного автогенератора, амплитуду  $E_C$  внешнего воздействия уменьшить до нуля.

Подключить канал "А" осциллографа к базе транзистора (переключатель "В" – в нижнее положение). Произвести моделирование. Измерить с помощью осциллографа амплитуду автоколебаний  $U_B$  на входе автогенератора (базе транзистора) в установившемся режиме и внести его в отчет. Переключатель "В" перевести в верхнее положение. Установить амплитуду колебаний  $E_C$  внешнего источника равной измеренной величине амплитуды  $U_B$  автоколебаний на входе автогенератора, так чтобы отношение  $E_C/U_B$  достигло единичного значения.

#### **Измерить полосу захвата частоты автогенератора.**

Изменяя частоту внешнего генератора, как в большую, так и в меньшую сторону с шагом не более 0.5 кГц, по осциллограмме выходного напряжения автогенератора отслеживать и фиксировать частоту автоколебаний  $f_0$ . Поскольку погрешность измерения частоты колебаний по осциллографу (особенно при незначительном отклонении частоты от исходного значения) достаточно велика, предлагается следующая методика измерения частоты автоколебаний.

Произвести моделирование и остановить его, только убедившись в установлении амплитуды колебаний на выходе генератора. Нажав кнопку "Save" на панели осциллографа, сохранить результаты моделирования в текстовый файл "Self.scf" (с расширением ".scf") в то место на жестком диске, где записан схемный файл. Открыть файл "Self.scf" в простейшем текстовом редакторе (Блокнот, WordPad и т.п.) и удалить первые 17 строк текстового комментария, затем сохранить файл с расширением ".prn". Такая обработка файла может быть произведена автоматизированно, если активировать программу "Self-excited oscillator.exe". Далее следует загрузить программу обработки результатов моделирования "Self-excited oscillator.mcd", выявляющую закон изменения текущей частоты колебаний. Программа работает в пакете MathCAD и использует данные, считываемые из файла "Self.prn" (приложение 3).

Определить частоты внешнего синхронизирующего воздействия, соответствующие границам полосы захвата  $P_3$  – интервала частот, в пределах которого автогенератор работает точно на частоте внешнего воздействия («чужой» частоте) без каких-либо признаков модуляции. Вне полосы захвата наблюдается режим биений, что заметно как по осциллограмме выходного напряжения, так и по характеру изменения текущей частоты колебаний на выходе автогенератора.

Полученное значение полосы захвата внести в отчет, сопроводив графическими зависимостями (из "Self-excited oscillator.mcd") текущей частоты автоколебаний на границах полосы захвата. Сравнить с расчетным результатом. Сделать вывод.

***Исследовать зависимость полосы захвата от амплитуды синхронизирующих колебаний и сопротивления шунта.***

Уменьшить в два раза амплитуду  $E_C$  внешнего синхронизирующего воздействия. Определить полосу захвата  $P_3$  частоты автогенератора, используя изложенную в предыдущем пункте методику. Сравнить с исходным значением  $P_3$ . Сделать вывод о зависимости полосы захвата от отношения  $E_C/U_B$ .

Установить исходное значение  $E_C$ , при котором обеспечивалось  $E_C/U_B = 1$  В. Уменьшить сопротивление шунта ( $R_S$ ), установив его равным резонансному сопротивлению контура  $R_K$ . Вновь экспериментально определить полосу захвата. Сравнить ее значение с исходным. Сделать вывод о влиянии сопротивления шунта (и соответственно эквивалентной добротности) на полосу захвата частоты автогенератора.

**5.6. Контрольные вопросы к защите работы**

1. Изобразите принципиальную схему LC-автогенератора с трансформаторной обратной связью. Изложите физический принцип работы такого автогенератора.

2. Имеется экспериментальный макет автогенератора с трансформаторной обратной связью. Автогенератор не возбуждается, несмотря на то, что он собран из заведомо исправных деталей. С чего следует начать наладку такого устройства?

3. Чем определяется форма генерируемых колебаний? В чем проявляется нелинейность характеристик транзистора автогенератора?

4. Сформулируйте фазовое условие возбуждения колебаний в автогенераторе и объясните его физический смысл.

5. Сформулируйте амплитудное условие возбуждения колебаний и объясните его физический смысл. Как влияют напряжение смещения на базе транзистора, сопротивление, шунтирующее резонансный контур, и коэффициент включения контура на возможность выполнения этого условия?

6. Как рассчитать постоянное напряжение смещения на базе транзистора, при котором LC-автогенератор с трансформаторной обратной связью самовозбуждается?

7. Дайте определение колебательной характеристики автогенератора. От чего зависит ее форма? Поясните методику экспериментального определения этой характеристики.

8. Изобразите колебательные характеристики автогенератора, соответствующие различным значениям: напряжения смещения на базе транзистора, сопротивления, шунтирующего резонансный контур, коэффициента включения контура, напряжения питания автогенератора.

9. Какой режим возбуждения автоколебаний принято называть мягким? жестким? В чем заключается принципиальное отличие мягкого и жесткого режимов? Как их реализовать?

10. Объясните, почему возбуждение автоколебаний в автогенераторе при реализации жесткого режима происходит при большем коэффициенте связи, нежели срыв автоколебаний?

11. Нарисуйте временные диаграммы коллекторного тока и напряжения в автогенераторе от начала его работы до уста-

новления автоколебаний. Чем определяется амплитуда генерируемых автогенератором колебаний? В каких пределах и чем ее можно регулировать?

12. Нарисуйте зависимость амплитуды генерируемых колебаний от величины: напряжения смещения на базе транзистора, сопротивления, шунтирующего резонансный контур, напряжения питания автогенератора.

13. Чем определяется время установления  $t_{уст}$  амплитуды автоколебаний? Получите формулы, определяющие зависимость  $t_{уст}$  от величины: взаимной индуктивности катушек связи и контура, добротности резонансного контура, напряжения смещения на базе транзистора, сопротивления, шунтирующего резонансный контур, коэффициента включения контура.

14. Какие методы целесообразно применять при анализе переходного и установившегося режима колебаний в автогенераторе? В чем сущность этих методов?

15. Поясните явление захвата частоты при действии внешнего источника на автогенератор. Колебания каких частот наблюдаются на коллекторе транзистора в режиме захвата автогенератора внешним источником и в случае, если частота источника выходит за пределы полосы захвата?

16. Чем определяется полоса захвата частоты автогенератора? Изобразите зависимость полосы захвата от амплитуды ЭДС внешнего источника, добротности резонансного контура, напряжения смещения на базе транзистора.

17. Нарисуйте зависимости: частоты автоколебаний на выходе автогенератора от частоты внешнего источника, частоты биений от частоты внешнего источника.

## 5.7. Литература

[1, с. 383-406; 429-434], [2, с. 270-285; 301-304], [3, с. 321-323; 330-334; 346-350], [4, с. 356-358; 364-370], [5, с. 694-706; 750-757], [6, с. 114-123; 130-135; 145-156; 161-168; 213-216], [7, с. 46-55].

## 6. ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ УСИЛЕНИЕ И ГЕНЕРАЦИЯ КОЛЕБАНИЙ

### 6.1. Цель работы

Исследовать частотные характеристики и характеристики усиления одноконтурного параметрического усилителя, а также условия возбуждения параметрического генератора.

### 6.2. Краткие теоретические сведения

Электрическая цепь, в которой хотя бы один из параметров изменяется по какому-либо закону во времени, называют параметрической.

Пусть на нелинейную емкость (например, варикап) одновременно воздействуют два колебания: сильное – напряжение накачки  $e_H(t) = U_H \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi)$ , и слабое – сигнальное напряжение  $e_S(t)$  (рис. 41,а). Воспользуемся линейной аппроксимацией вольт-фарадной характеристики (рис. 41,б) нелинейной емкости в окрестности рабочей точки ( $E_{CM}$ ):

$$C(u) = a_0 + a_1 \cdot (u - E_{CM}),$$

где  $a_0 = C_0$  – емкость в рабочей точке,  $a_1 = dC(E_{CM})/du$  – крутизна характеристики в рабочей точке:  $a_1 = \Delta C/U_H$ ,  $\Delta C$  – приращение емкости при отклонении рабочей точки по оси напряжений на  $U_H$ . Если пренебречь изменением емкости за счет слабого сигнального напряжения, то можно говорить о воздействии одного лишь сигнала  $e_S(t)$  на периодически изменяющуюся во времени линейную емкость

$$C(t) = a_0 + a_1 \cdot U_H \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi) = C_0 \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi)] \quad (31)$$

( $m = \Delta C/C_0$  – коэффициент вариации емкости), так как влияние напряжения накачки  $e_H(t)$  и смещения  $E_{CM}$  учтено заменой нелинейной емкости  $C(u)$  линейной параметрической емкостью  $C(t)$  (рис. 41,в).

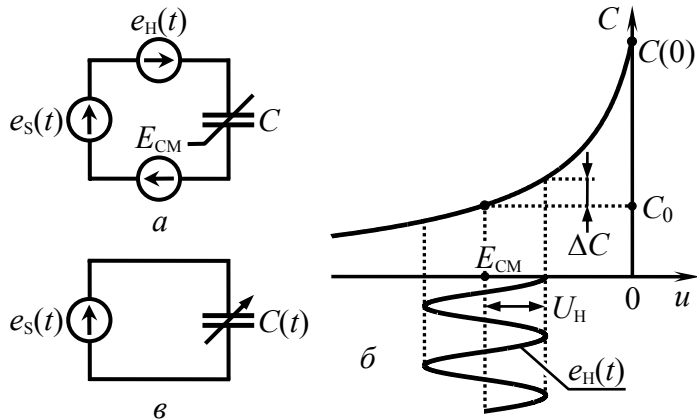


Рис. 41

Пусть линейная параметрическая емкость  $C(t)$  включена в высокодобротный контур (рис. 42,а), возбуждаемый сигналом  $e_s(t) = U_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t)$ , частота которого  $\omega_s$  точно совпадает с резонансной частотой контура  $\omega_p = 1/\sqrt{L \cdot C_0}$ , а последняя вдвое меньше частоты изменения емкости (частоты накачки  $\omega_H$ ). Напряжение на емкости  $u_C(t)$ , близкое к гармоническому, показано в нижней части рис. 42,б. Начальная фаза  $\varphi$  изменения емкости  $C(t)$  подобрана так, чтобы уменьшение емкости происходило в моменты наибольшего (по абсолютной величине) напряжения  $u_C(t)$ , а увеличение – в моменты обнуления напряжения  $u_C(t)$ . В моменты спада величины емкости  $C(t)$  напряжение  $u_C(t)$  получает приращение, поскольку  $u_C(t) = q(t)/C(t)$ , причем заряд емкости  $q(t)$  не может мгновенно измениться. После каждого уменьшения емкости требуется восстанавливать ее исходное значение. Производится это в моменты времени, когда напряжение на емкости равно нулю, ибо в противном случае увеличение емкости сопровождается уменьшением напряжения  $u_C(t)$ . Все это означает, что энергия электрического поля в емкости периодически получает приращение, что эквивалентно увеличению средней мощности сигнала.

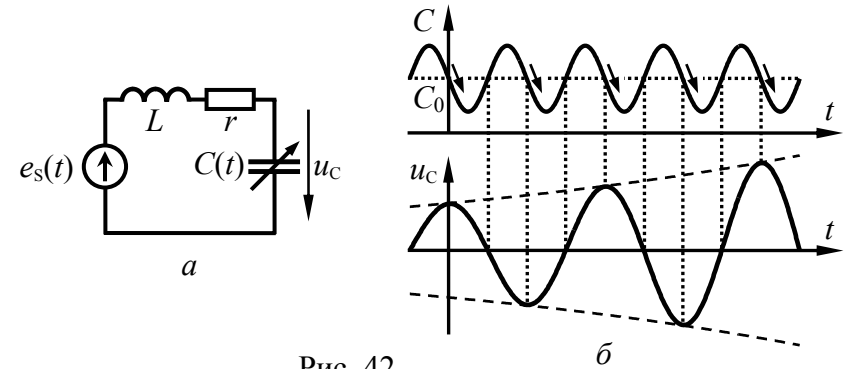


Рис. 42

Таким образом, при периодическом изменении во времени параметра реактивного элемента (в частности, емкости  $C$ ) в радиотехнической цепи может наблюдаться управляемое перераспределение энергии. Энергия периодически либо вносится («накачивается») в цепь от источника накачки, изменяющего параметр элемента, либо отбирается из цепи. Последнее соответствует ситуации, при которой параметр  $C(t)$  изменяется в противофазе по отношению к зависимости показанной в верхней части рис. 42,б.

Если приращение энергии в контуре, обусловленное одним скачком вниз емкости  $C(t)$ , не превышает теплового расхода энергии за период, то параметрическая цепь (рис. 42,а) устойчива, в противном случае имеет место параметрическое возбуждение колебаний. Устойчивый режим работы параметрической цепи, при котором реактивный параметр изменяется с двойной частотой сигнального воздействия  $\omega_H = 2 \cdot \omega_s$ , называется синхронным.

Процесс привнесения (отбора) в цепь (рис. 42,а) энергии в синхронном режиме при изменении емкости контура по гармоническому закону  $C(t) = C_0 \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi)]$  удобно анализировать, заменив линейную параметрическую емкость эквивалентной схемой, которая включает постоянной величины емкость  $C_0$ , зашунтированную сопротивлением  $R_{ЭКВ}$  (рис. 43,а);

при этом  $R_{\text{ЭКВ}} < 0$ , когда в цепь вводится за счет накачки дополнительная энергия, и  $R_{\text{ЭКВ}} > 0$ , когда потери (и расход энергии) в цепи возрастают. Можно показать, что величина такого эквивалентного сопротивления  $R_{\text{ЭКВ}} = -2/(m \cdot \omega_s \cdot C_0 \cdot \sin \varphi)$ , где  $\varphi$  – начальная фаза изменения  $C(t)$ . При этом предполагается, что колебания с частотами выше  $\omega_s$ , которые порождает параметрический элемент, не проникают в цепь полезного сигнала (например, надежно подавляются фильтром). Тогда схема замещения контура с параметрической емкостью имеет вид, показанный на рис. 43,б, где  $r_{\text{ВН}}$  – вносимое в контур сопротивление, полученное путем прямого пересчета  $R_{\text{ЭКВ}}$  внутрь контура. Величина и знак вносимого сопротивления также определяется разностью фаз напряжений источника накачки и сигнала:

$$r_{\text{ВН}} = -\frac{m}{2 \cdot \omega_s \cdot C_0} \cdot \sin \varphi, \quad (32)$$

где коэффициент вариации емкости удобно определить выражением

$$m = U_{\text{Н}} \cdot \nu / C_0, \quad (33)$$

в котором  $U_{\text{Н}}$  – амплитуда напряжения накачки,  $\nu$  – определяемый экспериментально коэффициент влияния напряжения накачки на параметрическую емкость ( $\nu = \Delta C / U_{\text{Н}}$ ).

Если сдвиг фаз между напряжением накачки и сигнальным воздействием равен нулю ( $\varphi = 0$ ), емкость  $C(t)$  модулируется таким образом, что изменение запаса энергии в емкости за период накачки равно нулю:  $r_{\text{ВН}} = 0$  (накачки нет). При этом па-

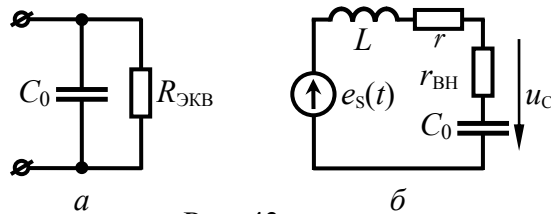


Рис. 43

раметрическая емкость  $C(t)$  воспринимается полезным сигналом как обычная линейная емкость величиной  $C_0$ . При сдвиге фаз  $\varphi = 90^\circ$  между напряжением накачки  $e_{\text{Н}}(t)$  и полезным сигналом  $e_{\text{С}}(t)$  вносимое в контур сопротивление максимально по абсолютной величине и характеризуется отрицательным знаком:  $r_{\text{ВН}} = -m/(2 \cdot \omega_s \cdot C_0)$ ; эта ситуация соответствует максимальному притоку энергии от источника накачки в цепь обработки сигнального воздействия. Такой наиболее выгодный режим накачки называют синфазным. В случае  $\varphi = -90^\circ$  в цепь полезного сигнала вносится максимальной величины положительное сопротивление  $r_{\text{ВН}} = m/(2 \cdot \omega_s \cdot C_0)$ ; потери в контуре заметно возрастают по сравнению с ситуацией отсутствия накачки; такой режим накачки называют противофазным.

Итак, анализ колебательного контура с параметрической емкостью показывает, что в этом контуре возможно регенеративное усиление колебаний. Оно заключается в том, что при изменении емкости источником накачки энергия этого источника преобразуется в энергию усиливаемого колебания. Для того чтобы возник эффект регенеративного усиления необходимо обеспечить синхронизацию в работе источников сигналов и накачки, т.е. выполнить условие  $f_{\text{Н}} = 2 \cdot f_{\text{С}}$ , где  $f_{\text{С}}$  – частота источника сигнала,  $f_{\text{Н}}$  – частота источника накачки.

Можно показать строго, что коэффициент усиления  $K_{\text{У}}$ , вводимый как отношение напряжения, которое можно снять с контура в режиме действующего источника накачки  $U_{\text{ВЫХН}}$  к напряжению, которое возникает на контуре при выключенном источнике накачки  $U_{\text{ВЫХ0}}$ , т.е.  $K_{\text{У}} = U_{\text{ВЫХН}} / U_{\text{ВЫХ0}}$ , определяется простой формулой

$$K_{\text{У}} = \frac{1}{1 + r_{\text{ВН}} / r}, \quad (34)$$

где  $r$  – сопротивление потерь контура, соответствующее режиму, когда источник накачки выключен,  $r_{\text{ВН}}$  – сопротивление, вносимое в контур источником накачки (предполагается, что

контур настроен на частоту сигнала, т.е.  $f_p = f_s$ , а колебания более высоких частот полностью подавляются). Из последнего соотношения нетрудно получить расчетные формулы, определяющие коэффициент усиления  $K_{УСФ}$  параметрического усилителя, соответствующий синхронной синфазной работе источников сигнала и накачки

$$K_{УСФ} = \frac{1}{1 - v \cdot U_H / m_{кр}}, \quad (35)$$

коэффициент усиления  $K_{УПФ}$ , соответствующий противофазному режиму

$$K_{УПФ} = \frac{1}{1 + v \cdot U_H / m_{кр}}, \quad (36)$$

и критический коэффициент вариации

$$m_{кр} = 2/Q, \quad (37)$$

при котором в усилителе возбуждаются собственные колебания, и он превращается в генератор.

В асинхронном режиме, когда частота накачки отличается от удвоенной частоты сигнала  $f_H = 2 \cdot f_s \pm F$ , вносимое сопротивление, а следовательно, и коэффициент усиления оказываются периодическими функциями времени:

$$K_U = \frac{1}{1 - m \cdot \sin(2\pi \cdot F \cdot t + \varphi) / m_{кр}}. \quad (38)$$

Как видно, коэффициент усиления в этом случае периодически меняется во времени, принимая значения, заключенные между  $K_{УСФ}$  и  $K_{УПФ}$ .

При достаточно большой амплитуде напряжения накачки, такой, что  $m \geq m_{кр}$ , в параметрическом контуре (усилителе) возникают собственные колебания с частотой  $f_s$ , равной резонансной частоте контура. Эти колебания вначале экспоненциально нарастают, затем, однако, их рост прекращается. Пре-

ращение роста амплитуды колебаний объясняется изменением параметров нелинейной емкости. Рост амплитуды влечет, в частности, увеличение среднего значения параметрической емкости (см. рис. 41, б), т.е. емкости контура, и, как следствие этого, уход резонансной частоты контура от значения, определяемого равенством  $f_p = f_H/2$ ; к тому же с ростом амплитуды напряжения на нелинейном конденсаторе уменьшается его активная проводимость, что вызывает снижение эквивалентной добротности контура.

Более строгий анализ параметрического возбуждения колебаний на основе решения уравнения Матье показывает, что осуществление возбуждения при отклонениях частоты накачки  $f_H$  от оптимального значения, близкого к  $2 \cdot f_p$ , требует увеличения глубины модуляции емкости (и соответственно амплитуды напряжения накачки). Причина этого, как показывают расчеты, состоит в том, что только при  $f_H \approx 2 \cdot f_p$  фаза  $\varphi$  (см. выражение (32)) параметрически возбуждаемых колебаний оказывается оптимальной, при которой  $\sin \varphi = 1$ . При отклонении  $f_H$  от  $2 \cdot f_p$  фазовые соотношения изменяются,  $\sin \varphi$  уменьшается и для достижения прежнего значения  $|r_{вн}|$  требуется увеличивать  $m$ .

Нелинейность емкости, проявляющаяся по мере роста амплитуды колебаний параметрического генератора, может приводить к смещению границ зон возбуждения. По этой причине при  $f_H < 2 \cdot f_p$  колебания возбуждаются по мере увеличения напряжения накачки и срываются по мере его уменьшения не при одинаковых значениях напряжения. Режим самовозбуждения, при котором напряжения накачки возбуждения  $U_{нвоз}$  и срыва  $U_{нср}$  неодинаковы, называется жестким; мягкий режим самовозбуждения характерен, наоборот тем, что колебания возбуждаются и срываются при одинаковом напряжении накачки; этот режим проявляется при  $f_H > 2 \cdot f_p$ .

### 6.3. Описание виртуальной лабораторной установки

Работа выполняется с использованием файла "Parametric amplifier.ewb", схемное поле которого приведено на рис. 44 (панели приборов – генератора и осциллографа – не показаны).

Основой исследуемого параметрического усилителя служит колебательный контур, образованный последовательным соединением двух нелинейных конденсаторов и индуктивных катушек ( $L_1, L_2$ ); в качестве нелинейных конденсаторов используются барьерные емкости  $p$ - $n$ -переходов полупроводниковых диодов ( $VD_1, VD_2$ ), включенных в обратном направлении. Сопротивления  $R_1, R_2$  имитируют потери в катушках контура.

Параметрический контур собран по балансной схеме, что позволяет исключить появление напряжения накачки на выходе контура. Благодаря встречному включению диодов, их емкости под действием напряжения накачки увеличиваются или уменьшаются одновременно, поэтому токи диодов с частотой

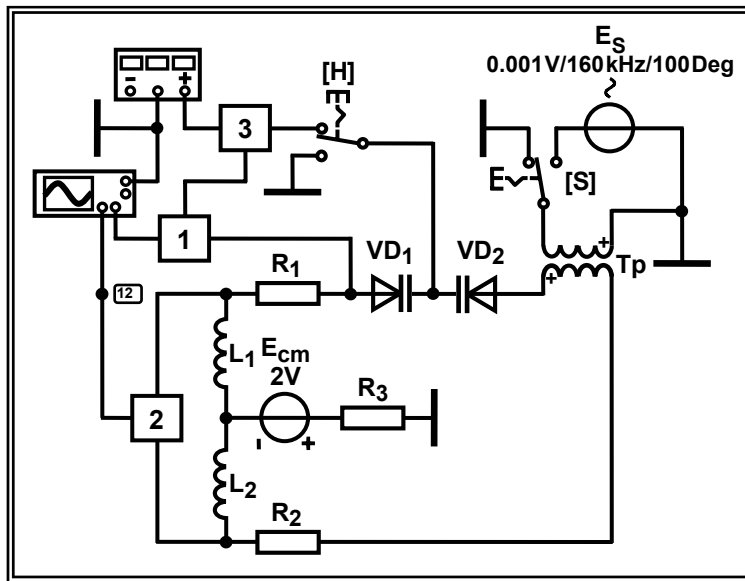


Рис. 44

накачки протекают через индуктивности контура навстречу друг другу и не вызывают появления напряжения с частотой накачки на выходе контура (блока "2").

Постоянное напряжение смещения, определяющее положение рабочей точки на вольт-фарадной характеристике диодов, устанавливается посредством источника " $E_{cm}$ "; поскольку источник подключен минусовой клеммой к катодам диодов отрицательное смещение на последних обеспечивается при положительной величине его ЭДС.

Напряжение накачки вводится в контур посредством переключателя, управляемого клавишей "H". В качестве генератора накачки используется функциональный генератор "Functional Generator" в режиме источника гармонических колебаний. Амплитуду  $U_{ин}$  и частоту  $f_H$  напряжения накачки можно изменять с помощью клавиш на панели генератора. Контролировать фактическую амплитуду  $U_H$  введенного в контур напряжения накачки (она заметно отличается по величине от амплитуды  $U_{ин}$  колебаний источника) следует на выходе блока "1" посредством осциллографа (канал "B").

Выходное напряжение параметрического усилителя (соответственно и генератора) снимается с противоположных выводов встречно включенных индуктивностей контура  $L_1, L_2$  и, минуя вспомогательный блок "2", подается на вход канала "A" осциллографа.

Усиливаемый сигнал от источника гармонических колебаний " $E_S$ " вводится в параметрический контур посредством переключателя, управляемого клавишей "S", через линейный трансформатор "Tr" с единичным коэффициентом трансформации. Параметры схемы в целом подобраны так, что поступающее на нелинейные емкости напряжение от источника " $E_S$ " при корректно установленной амплитуде оказывается много меньше напряжения накачки, так что емкости и контур в целом проявляют себя по отношению к усиливаемому сигналу как линейные параметрические.

#### 6.4. Подготовительное расчетное задание

##### Задание первое

Изобразить схему параметрического генератора.

Рассчитать по известной барьерной емкости  $p$ - $n$ -переходов диодов при нулевом смещении  $C(0)$  (табл. 26) и заданному постоянному напряжению смещения  $E_{CM}$  (табл. 26) фактическую величину дифференциальной емкости  $C_0$  используемых диодов в рабочей точке (см. рис. 41,б) по формуле

$$C_0 = \frac{C(0)}{\sqrt{1 - (E_{CM}/\phi_K)}},$$

где  $\phi_K = 1$  В – контактная разность потенциалов. Расчетную величину емкости  $C_0$  привести в отчете с точностью до четырех значащих цифр.

По заданной в табл. 26 индуктивности  $L$  катушек и найденной дифференциальной емкости  $C_0$  диодов рассчитать резонансную частоту колебательного контура:  $f_p = 1/(2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_0})$ . На основе заданной добротности контура  $Q$  (табл. 26) оценить его сопротивление потерь:  $r = \sqrt{L/C_0}/Q$ .

Таблица 26

Исходные данные для исследовательской работы №6

| $N$ | $C(0)$ , пФ | $E_{CM}$ , В | $Q$ | $L$ , мГн | $\nu$ , пФ/В |
|-----|-------------|--------------|-----|-----------|--------------|
| 1   | 370.0       | -6.5         | 50  | 3         | 9.1          |
| 2   | 428.4       | -2.0         | 40  | 4         | 41.5         |
| 3   | 370.0       | -6.0         | 40  | 3         | 10.0         |
| 4   | 428.4       | -2.5         | 46  | 4         | 32.9         |
| 5   | 370.0       | -5.5         | 52  | 3         | 11.2         |
| 6   | 428.4       | -3.0         | 46  | 4         | 26.9         |
| 7   | 370.0       | -5.0         | 48  | 3         | 12.6         |
| 8   | 428.4       | -3.5         | 60  | 4         | 22.5         |

Продолжение табл. 26

| $N$ | $C(0)$ , пФ | $E_{CM}$ , В | $Q$ | $L$ , мГн | $\nu$ , пФ/В |
|-----|-------------|--------------|-----|-----------|--------------|
| 9   | 370.0       | -4.5         | 44  | 3         | 14.4         |
| 10  | 428.4       | -4.0         | 67  | 4         | 19.2         |
| 11  | 370.0       | -4.0         | 66  | 3         | 16.6         |
| 12  | 428.4       | -4.5         | 44  | 4         | 16.7         |
| 13  | 370.0       | -3.5         | 60  | 3         | 19.4         |
| 14  | 428.4       | -5.0         | 53  | 4         | 14.6         |
| 15  | 370.0       | -3.0         | 53  | 3         | 23.2         |
| 16  | 428.4       | -5.5         | 45  | 4         | 13.0         |
| 17  | 370.0       | -2.5         | 70  | 3         | 28.3         |
| 18  | 428.4       | -6.0         | 40  | 4         | 11.6         |
| 19  | 370.0       | -2.0         | 60  | 3         | 35.7         |
| 20  | 428.4       | -6.5         | 37  | 4         | 10.5         |
| 21  | 370.0       | -1.5         | 66  | 3         | 46.9         |

По заданным в табл. 26 значениям добротности  $Q$  контура, коэффициента влияния напряжения накачки на параметрическую емкость  $\nu$  и найденной емкости диодов  $C_0$  в рабочей точке рассчитать, используя соотношения (37) и (33), критический коэффициент вариации емкости  $m_{кр}$  и амплитуду напряжения накачки  $U_{НВОЗ}$ , минимально необходимую для возникновения колебаний при выполнении условия  $f_H = 2 \cdot f_p$ .

Результаты расчетов дифференциальной емкости  $C_0$  в рабочей точке, резонансной частоты  $f_p$ , сопротивления потерь  $r$  контура, амплитуды напряжения накачки  $U_{НВОЗ}$  внести в первую строку табл. 27.

Таблица 27

|           | $C_0$ , пФ | $f_p$ , кГц | $P_f$ , кГц | $r$ , Ом | $U_{НВОЗ}$ , мВ |
|-----------|------------|-------------|-------------|----------|-----------------|
| Расчет    | ...        | ...         | ...         | ...      | ...             |
| Измерения | —          | ...         | ...         | —        | ...             |



Таблица 28

| Режим | Коэффициент усиления $K_U$ (безразм.) для разных $U_H$ (мВ) |     |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-------|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
|       | 0   | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| СФ    | ...   | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| ПФ    | ...   | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Применительно к первой зоне возбуждения колебаний в параметрическом контуре ( $f_H \sim 2 \cdot f_p$ ) изобразить качественно зависимость напряжения накачки  $U_{H\text{воз}}$ , при котором возникает генерация, от частоты накачки.

### Задание второе

Изобразить качественно частотные характеристики параметрического усилителя (зависимость амплитуды напряжения на выходе усилителя от частоты), работающего в синхронном режиме при синфазной, противофазной накачках, а также в отсутствии накачки.

По заданному значению добротности контура  $Q$  (табл. 26) и найденной ранее резонансной частоте  $f_p$  рассчитать полосу пропускания усилителя  $\Pi_f$  применительно к режиму работы без накачки. Расчетное значение полосы пропускания  $\Pi_f$  занести в первую строку табл. 27.

Изложить ответ на вопрос: почему при снятии частотных характеристик параметрического усилителя в случаях синфазной и противофазной накачек надо на каждой частоте подстраивать фазу сигнала?

### Задание третье

Рассчитать, используя соотношения (35)-(37), зависимости коэффициента усиления  $K_U$  параметрического усилителя от напряжения накачки  $U_H$  для случаев синфазной (СФ) и противофазной (ПФ) синхронной накачки. Изменять напряжение накачки в пределах от нуля до  $U_{H\text{воз}}$ . Результаты расчета внести в табл. 28. Построить графики зависимостей.

Изложить ответ на вопрос: как при увеличении напряжения накачки и одновременном воздействии сигнала на параметрический усилитель можно экспериментально зафиксировать величину напряжения накачки, при котором параметрический усилитель переходит в режим генерирования собственных колебаний?

### Задание четвертое

Изобразить качественно в одном масштабе временные диаграммы выходного напряжения и напряжения накачки параметрического усилителя, предполагая, что он работает в синхронном режиме.

Изобразить качественно в одном масштабе временные диаграммы напряжений на выходе параметрического усилителя применительно к синхронному и асинхронному режимам.

Изложить ответ на вопрос: как можно экспериментально (с помощью осциллографа) убедиться в том, что параметрический усилитель, работающий в синхронном или асинхронном режиме, обеспечивает эффект усиления?

## 6.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению

### Исследование параметрического генератора колебаний

#### Подготовить установку к исследованиям.

Загрузить схемный файл "Parametric amplifier.ewb".

Установить заданную в табл. 26 величину барьерной емкости  $p$ - $n$ -переходов диодов при нулевом смещении  $C(0)$ . Для этого активировать меню "Diode Properties" двойным щелчком мышки по иконке диода ( $VD_1$  или  $VD_2$ ), нажать кнопку "Edit" применительно к выделенной по умолчанию модели "Ideal", в появившемся окне "Diode Model 'Ideal'" установить требуемую

величину требуемой барьерной емкости (параметр "Zero-bias junction Capacitance") в фарадах.

Установить значения индуктивностей  $L_1, L_2$ , равными величине  $L$ , заданной в табл. 26:  $L_1 = L_2 = L$ .

Установить сопротивления  $R_1, R_2, R_3$ , равными рассчитанной и приведенной в табл. 27 величине  $r$ :  $R_1 = R_2 = R_3 = r$ .

Установить постоянное напряжение смещения (источник " $E_{см}$ "), обеспечивающее исходное положение рабочей точки на вольт-фарадной характеристике диодов, равным  $|E_{см}|$  (табл. 26).

Установить параметры источника накачки (стандартного генератора "Functional Generator"): тип колебаний – гармонический, частоту колебаний, равную удвоенной резонансной частоте контура ( $2f_p$ , где  $f_p$  указана в табл. 27), амплитуду  $U_{ин}$  напряжения – в 1.5 раза больше величины  $U_{нвоз}$  (табл. 27). Не следует забывать, что амплитуда  $U_n$  напряжения накачки, непосредственно приложенного к диодам, и контролируемого с помощью осциллографа (канал "В"), заметно отличается от амплитуды колебаний  $U_{ин}$  источника накачки (устанавливаемой на панели генератора), что обусловлено особенностями введения данного напряжения в контур. Проверить положение переключателя "Н" и при необходимости перевести его в верхнее положение (источник накачки подключен).

Установить параметры источника сигнала (" $E_s$ "): действующее значение напряжения 1 мВ ("Voltage"), частоту, равную резонансной частоте контура  $f_p$  (табл. 27). Проверить положение переключателя "S" и при необходимости перевести его в левое положение (источник сигнала отключен).

***Определить амплитуду напряжения накачки, минимально необходимую для возбуждения колебаний.***

Произвести моделирование. Наблюдать, используя осциллограф, процесс появления и нарастания автоколебаний. Учтите, что этот процесс может затянуться во времени, так как текущее время в симуляторе существенно отличается от факти-

ческого; для его ускорения можно использовать принудительный запуск генератора: перевести переключатель "S" вправо и сразу же вернуть в исходное положение. Дождаться установления колебаний на выходе генератора. Оценить по осциллографу частоту колебаний, результат внести в табл. 27 и сравнить с расчетным значением.

Уменьшать амплитуду  $U_{ин}$  гармонических колебаний источника накачки до тех пор, пока параметрический генератор перестанет возбуждаться; определить критическую величину амплитуды  $U_{нвоз}$  напряжения накачки на диодах, при которой самовозбуждение генератора еще происходит. Для этого активировать канал "В" осциллографа (кнопка "АС" канала "В") и, используя визир, измерить амплитуду напряжения накачки (по осциллограмме красного цвета) на участке осциллограммы, где амплитуда анализируемого колебания постоянна, а колебания на выходе генератора еще очень малы по величине.

Внести полученное значение  $U_{нвоз}$  в табл. 27. Сравнить с расчетным. Зафиксировать в отчете также соответствующую амплитуду напряжения на выходе генератора накачки ( $U_{инвоз}$ ). Зарисовать осциллограмму нарастания и установления возбуждаемых колебаний при критической величине  $U_n$ .

***Снять зависимость амплитуды напряжения накачки, соответствующую возбуждению и срыву колебаний, от частоты накачки.***

Для того чтобы снять зависимости напряжений накачки  $U_{нвоз}$  и  $U_{нср}$ , соответствующих возбуждению и срыву колебаний, от частоты накачки, использовать следующую методику.

Устанавливая последовательно разные значения частоты источника накачки  $f_n$ , сначала превышающие  $2 \cdot f_p$ , плавно изменять для каждого значения  $f_n$  амплитуду напряжения источника накачки от 0 до 999 мВ и обратно от 999 мВ до 0 В, отмечая значения  $U_{ин}$ , при которых колебания возбуждаются и срываются; частоту менять с шагом 1 кГц, пользуясь цифровой шка-

лой генератора. Если напряжение источника накачки, необходимое для возбуждения колебаний, превышает 999 мВ, то, чтобы избежать перехода к другому более грубому диапазону "V" и по-прежнему использовать диапазон "mV", следует увеличить коэффициент передачи буферного усилителя, расположенного внутри блока "3" (по умолчанию он равен четырем). При необходимости рекомендуется использовать принудительный запуск генератора. Занести в табл. 29 отмеченные критические значения  $U_{ин}$ .

На частотах накачки  $f_H < 2 \cdot f_p$ , т.е. когда проявляется жесткий режим самовозбуждения генератора, производить эксперимент рекомендуется особенно тщательно. Если измерение  $U_{ин}$ , при которых колебания возбуждаются, разумно производить по изложенной выше методике, то для оценки  $U_{инср}$  при установленном значении напряжения накачки, равном  $U_{инвоз}$ , следует плавно понижать частоту накачки  $f_H$ , замечая значение частоты, на которой колебания срываются.

Для выявленных в ходе эксперимента критических величин  $U_{ин}$  напряжения источника следует измерить фактические значения амплитуды  $U_H$  напряжения накачки на диодах (на выходе блока "1") в режиме малых колебаний на выходе генератора или их отсутствия. Полученные результаты следует занести в табл. 29, по этим данным изобразить в одной системе координат графики зависимостей  $U_{нвоз}(f_H)$  и  $U_{нср}(f_H)$ . Экспериментально зависимость  $U_{нвоз}(f_H)$  сравнить с кривой, приведенной в первом разделе расчетного задания. Дать физическое толкование полученным результатам. Сделать выводы.

Таблица 29

|                 |     |     |     |     |               |     |     |     |     |
|-----------------|-----|-----|-----|-----|---------------|-----|-----|-----|-----|
| $f_H$ , кГц     | ... | ... | ... | ... | $2 \cdot f_p$ | ... | ... | ... | ... |
| $U_{инвоз}$ , В | ... | ... | ... | ... | ...           | ... | ... | ... | ... |
| $U_{инср}$ , В  | ... | ... | ... | ... | ...           | ... | ... | ... | ... |
| $U_{нвоз}$ , В  | ... | ... | ... | ... | ...           | ... | ... | ... | ... |
| $U_{нср}$ , В   | ... | ... | ... | ... | ...           | ... | ... | ... | ... |

### **Снять зависимость амплитуды генерируемых колебаний от частоты накачки.**

Анализируя вторую строку табл. 29, выявить максимальное значение амплитуды  $U_{инвоз}$  напряжения источника накачки, достаточное для возбуждения колебаний параметрического генератора в рассмотренном интервале частот. Увеличить его в 1.1 - 1.2 раза и округлить. Установить амплитуду напряжения источника накачки равной полученному значению.

Последовательно устанавливая частоту накачки  $f_H$  равной значениям, приведенным в первой строке табл. 29, снять зависимость амплитуды генерируемых колебаний  $U_{вых}$  в установленном режиме от частоты накачки  $f_H$  при фиксированном значении напряжения накачки. Результаты внести в табл. 30. Построить график зависимости  $U_{вых}(f_H)$ , проанализировать его, сделать выводы.

Таблица 30

|               |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $f_H$ , кГц   | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{вых}$ , В | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

### **Исследование частотных характеристик параметрического усилителя**

#### **Подготовить установку к исследованиям.**

Отключить генератор накачки: переключатель, управляемый клавишей "Н", перевести в нижнее положение.

Подключить к параметрическому контуру источник сигнала: переключатель, управляемый клавишей "S", перевести в правое положение. Проверить установленные параметры полезного сигнала: частота должна соответствовать резонансной частоте контура, действующее значение напряжения – 1 мВ.

Убрать с экрана осциллографа временную диаграмму колебания по каналу "В" (нажать кнопку "0" канала "В").

**Снять частотную характеристику усилителя (контура) при отключенном источнике накачки.**

Снять частотную характеристику усилителя, соответствующую режиму выключенной накачки ( $U_H = 0$ ) при заданном напряжении смещения и амплитуде полезного сигнала. Для этого последовательно изменять частоту  $f_S$  сигнального воздействия как в большую, так и в меньшую сторону относительно резонансной частоты контура  $f_P$  с шагом  $\Pi_f / (6 \dots 8)$ , измерять амплитуду  $U_{ВЫХО}$  выходного напряжения в установившемся режиме. Значение  $\Pi_f$  взять из второго подготовительного задания.

Отсчетные значения занести в табл. 31, по данным таблицы построить график зависимости  $U_{ВЫХО}(f_S)$ . По частотной характеристике контура определить его фактическую полосу пропускания  $\tilde{\Pi}_f$ , внести ее значение в табл. 27 и сравнить с расчетной величиной  $\Pi_f$ .

Таблица 31

|                 |     |     |     |     |     |     |     |
|-----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $f_S$ , кГц     | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{ВЫХО}$ , мВ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

**Снять частотную характеристику усилителя в режиме синхронной синфазной накачки.**

Подключить к контуру источник накачки (переключатель "Н" – в верхнее положение). Установить амплитуду  $U_{ИН}$  напряжения, генерируемого источником накачки, равной половине амплитуды  $U_{ИНВОЗ}$ , минимально необходимой для возбуждения колебаний. Последняя определена экспериментально во втором пункте первого раздела лабораторных заданий. Установить частоту  $f_H$  источника накачки в точности равной удвоенной резонансной частоте контура ( $f_H = 2 \cdot f_P$ ), а частоту сигнального воздействия –  $f_S = f_P$  (синхронный режим усиления).

Произвести моделирование. В ходе эксперимента изменять начальную фазу сигнального воздействия ("Phase" источ-

ника " $E_S$ ") так, чтобы амплитуда выходного напряжения усилителя  $U_{ВЫХ}$  соответствовала максимально возможному значению (синфазный режим). Максимальное значение выходного напряжения  $U_{ВЫХСФ}$ , полученное путем подстройки фазы сигнала, зафиксировать в отчете.

Для ускорения подбора начальной фазы сигнального воздействия, обеспечивающей синфазный режим усиления, можно задействовать команду "Parameter Sweep..." меню "Analysis". В окне команды следует задать системный идентификатор источника сигнала (Component) – V3, название изменяемого параметра (Parameter) – Phase, диапазон изменения начальной фазы (Start value, End value) – от 0 до 180 градусов, способ изменения (Sweep type) – Linear, шаг изменения фазы (Increment step size) – 5 градусов (или меньше), номер выходной контрольной ноды (Output node) – 12. Активировать режим "Transient Analysis", нажать кнопку "Set transient options", в новом окне активировать опцию "User-defined", указать момент старта (Start time) и окончания анализа (End time), количество расчетных точек на время анализа (Minimum number of time point). Нажать кнопки "Accept" и "Simulate". Возможный результат выполнения команды показан на рис. 45 в виде семейства осциллограмм выходно-

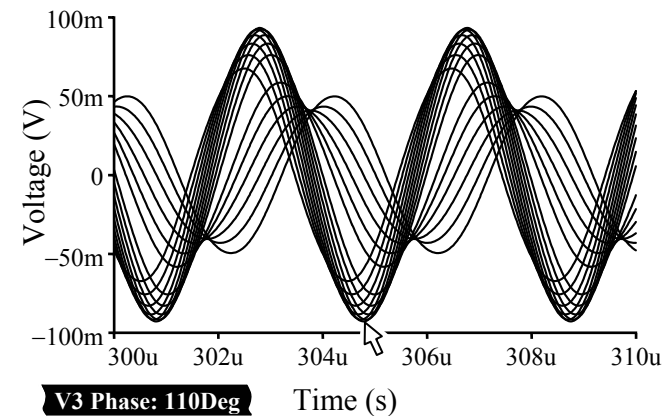


Рис. 45

го колебания, полученных при разных начальных фазах усиливаемого сигнала. Установив курсор на осциллограмме колебания с максимальной амплитудой, прочитав в строке состояния соответствующую начальную фазу сигнального воздействия.

Последовательно изменять частоту сигнала  $f_s$  (сначала увеличивать, а затем уменьшать в соответствии с первой строкой табл. 31), одновременно изменять частоту накачки, поддерживая соотношение  $f_H = 2f_s$  (синхронный режим), и при этом на каждой частоте изменением начальной фазы сигнального воздействия обеспечивать максимально возможное выходное напряжение (синфазный режим); измерять каждый раз амплитуду  $U_{\text{ВЫХСФ}}$  выходного напряжения усилителя. Экспериментальные данные занести в табл. 32.

По данным табл. 32 построить график частотной характеристики  $U_{\text{ВЫХСФ}}(f_s)$  параметрического усилителя, соответствующей режиму синхронной синфазной накачки.

По графику частотной характеристики определить эквивалентную полосу пропускания  $P_{\text{ФСФ}}$  и сравнить со значением, полученным в предыдущем пункте. Сделать выводы.

Таблица 32

|                         |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $f_s$ , кГц             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{ВЫХСФ}}$ , мВ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

***Снять частотную характеристику усилителя в режиме синхронной противофазной накачки.***

Снять частотную характеристику параметрического усилителя, соответствующую режиму противофазной накачки. Характеристику снимать аналогично тому, как это делалось в предыдущем пункте; при этом фазу усиливаемого сигнала подбирать так, чтобы обеспечивалась минимальная амплитуда колебаний на выходе усилителя (противофазный режим); по-прежнему поддерживать строгое соотношение частот накачки и сигнала:  $f_H = 2f_s$  (синхронный режим).

Экспериментальные данные занести в табл. 33 и построить график частотной характеристики  $U_{\text{ВЫХПФ}}(f_s)$  параметрического усилителя, соответствующей режиму синхронной противофазной накачки, совместив его с графиком для синфазного режима; по частотной характеристике оценить полосу  $P_{\text{ПФ}}$  и сравнить с ранее полученными значениями.

Оценить полученные результаты. Сравнить частотные характеристики усилителя при разных режимах его работы. Сделать выводы.

Таблица 33

|                         |     |     |     |     |     |     |     |
|-------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $f_s$ , кГц             | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{ВЫХПФ}}$ , мВ | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

**Исследование амплитудных характеристик параметрического усилителя**

***Подготовить установку к исследованиям.***

Восстановить частоту сигнального воздействия  $f_s$ , равной резонансной частоте контура  $f_p$ , а частоту колебаний накачки – удвоенному значению частоты сигнала ( $f_H = 2f_s$ , синхронный режим). Изменяя начальную фазу сигнала относительно фазы напряжения накачки, добиться по максимуму выходного напряжения синфазной работы генераторов накачки и сигнала.

***Снять зависимость коэффициента усиления от напряжения накачки при синфазной накачке.***

Снять зависимость коэффициента усиления параметрического усилителя от напряжения накачки на резонансной частоте контура при синфазной накачке.

Для этого последовательно увеличивать амплитуду  $U_{\text{ИН}}$  напряжения источника накачки от нуля до значения, несколько меньшего  $U_{\text{ИНВОЗ}}$ , чтобы не допустить параметрического возбуждения колебаний ( $U_{\text{ИНВОЗ}}$  получено экспериментально в пер-

вом разделе). Каждый раз измерять в установившемся режиме амплитуду выходного напряжения усилителя  $U_{\text{ВЫХСФ}}$ . Результаты занести в табл. 34.

Отключить источник сигнального воздействия. Для каждой амплитуды напряжения источника накачки  $U_{\text{ИН}}$ , указанной в первой строке табл. 34, измерить фактическое напряжение накачки  $U_{\text{Н}}$  на диодах (на выходе блока "1") при отсутствии усиливаемого сигнала. Результаты внести в табл. 34.

Таблица 34

|                          |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|--------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $U_{\text{ИН}}$ , мВ     | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{Н}}$ , мВ      | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{ВЫХСФ}}$ , мВ  | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $K_{\text{УСФ}}$ , безр. | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

Зависимость коэффициента усиления  $K_{\text{УСФ}}(U_{\text{Н}})$  от напряжения накачки получить расчетным путем:

$$K_{\text{УСФ}}(U_{\text{Н}}) = U_{\text{ВЫХСФ}}(U_{\text{Н}}) / U_{\text{ВЫХО}}$$

где  $U_{\text{ВЫХСФ}}$  – напряжение, снимаемое с выхода параметрического усилителя в синхронном синфазном режиме, при разных значениях напряжения накачки,  $U_{\text{ВЫХО}}$  – выходное напряжение контура при отсутствии накачки ( $U_{\text{Н}} = 0$ ). Расчетные данные занести в табл. 34, построить график  $K_{\text{УСФ}}(U_{\text{Н}})$ , совместить его с графиком, приведенным в третьем расчетном задании. Прокомментировать полученные результаты. Сделать выводы.

***Снять зависимость коэффициента усиления от напряжения накачки при противофазной накачке.***

Снять зависимость коэффициента усиления параметрического усилителя от напряжения накачки на резонансной частоте при противофазной накачке.

Эксперимент следует проводить аналогично предыдущему; соответствующий режим устанавливается по минимуму ам-

плитуды выходного напряжения путем подбора начальной фазы сигнала.

Полученные данные занести в табл. 35; по ним построить график  $K_{\text{УПФ}}(U_{\text{Н}})$ , совместив его с расчетным. Оценить полученные результаты; дать физическое толкование экспериментальным кривым.

Таблица 35

|                          |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|--------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $U_{\text{ИН}}$ , мВ     | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{Н}}$ , мВ      | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $U_{\text{ВЫХПФ}}$ , мВ  | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| $K_{\text{УПФ}}$ , безр. | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

**Исследование синхронного и асинхронного режимов работы параметрического усилителя**

***Подготовить установку к исследованиям.***

Восстановить исходную амплитуду напряжения источника накачки (вдвое меньшую  $U_{\text{ИНВОЗ}}$ ). Подобрать начальную фазу усиливаемого сигнала относительно фазы напряжения накачки, добиться по максимуму осциллограммы синфазной работы источников накачки и сигнала.

***Визуально исследовать синхронный режим работы усилителя.***

Выяснить, какое напряжение действует на выходе усилителя: сигнала или накачки? Для этого оценить период выходных колебаний; затем, отключив источник сигнального воздействия и подав на осциллограф (кнопка "АС" канала "В") напряжение накачки, не меняя масштаба горизонтальной развертки, оценить период колебаний новой осциллограммы. По значению периодов решить, какое колебание действует на выходе усилителя. Значения периодов колебаний записать; обе осциллограммы зарисовать.

Убрать с экрана осциллографа временную диаграмму колебания по каналу "В" (кнопка "0" канала "В"). Подключить источник сигнала.

Выяснить, обеспечивает ли усилитель эффект усиления. Для этого плавно уменьшить амплитуду напряжения накачки до нуля и установить, как это сказывается на амплитуде выходных колебаний. Осциллограммы выходного напряжения усилителя для случаев  $U_{\text{ин}} \approx 0.5 \cdot U_{\text{инвоз}}$  и  $U_{\text{ин}} = 0$  зарисовать с соблюдением масштаба по вертикали.

### ***Визуально исследовать асинхронный режим работы усилителя.***

Установить исходную амплитуду напряжения источника накачки (вдвое меньшую  $U_{\text{инвоз}}$ ). Убедиться, что частота накачки равна удвоенному значению резонансной частоты контура. Увеличить втрое действующее значение напряжения усиливаемого сигнала. Убедиться, что частота сигнала равна резонансной частоте контура.

Исследовать асинхронный режим работы усилителя. Для этого изменить на 0.2...0.3 кГц частоту сигнального воздействия  $f_s$  и получить на экране осциллографа временную диаграмму выходного напряжения, отражающую асинхронный режим работы усилителя.

Убедиться, что усилитель в этом режиме обеспечивает эффект усиления. Для этого во время работы усилителя отключить источник накачки, переведя переключатель "Н" в нижнее положение, и выяснить, как скажется это на амплитуде выходного колебания. Зарисовать в масштабе осциллограмму выходного напряжения, в начале которой наблюдается асинхронный режим усиления, а в конце – работа без источника накачки.

Восстановить исходную частоту  $f_s$  сигнального воздействия ( $f_s = f_p$ ). Выяснить экспериментально, как на осциллограмме выходного напряжения сказывается уход частоты накачки  $f_H$  от исходной величины  $2 \cdot f_p$ , несколько изменив для этого частоту

генератора накачки. Новую осциллограмму выходного напряжения зарисовать.

Дать физическое толкование полученным осциллограммам. Сделать вывод относительно того, создает ли исследуемая схема эффект параметрического усиления.

## **6.6. Контрольные вопросы к защите работы**

1. Нарисуйте схему исследуемого в работе параметрического усилителя и поясните назначение ее элементов. Укажите пути подачи к конденсаторам контура напряжения смещения, напряжения накачки, напряжения сигнала.

2. Изобразите временные диаграммы напряжения сигнала, напряжения накачки параметрической емкости, тока в параметрическом контуре для синхронного синфазного режима работы параметрического усилителя.

3. Объясните принцип работы параметрического усилителя. От чего зависит знак и величина сопротивления, вносимого в параметрический контур усилителя?

4. Почему АЧХ параметрического усилителя, работающего в синхронном режиме, зависит от соотношения между начальными фазами напряжений сигнала и накачки?

5. Чем определяется коэффициент усиления параметрического усилителя в синхронном синфазном режиме? Почему при увеличении коэффициента вариации емкости до критического значения экспериментальный коэффициент усиления не возрастает до бесконечной величины?

6. Изобразите временную диаграмму напряжения, снимаемого с контура усилителя при асинхронном режиме его работы. Какой формулой описывается закон изменения амплитуды этого напряжения?

7. Чем определяются максимальная и минимальная амплитуды выходного напряжения параметрического усилителя при асинхронном режиме его работы?

8. При каких условиях в параметрическом контуре возникают собственные колебания? Как связаны при этом частота накачки и частота генерируемых колебаний?

9. Почему по мере отклонения частоты накачки от удвоенной резонансной частоты контура необходимое для возбуждения собственных колебаний контура напряжение накачки надо увеличивать?

10. Почему в случае противофазного режима работы усилителя напряжение, снимаемое с контура усилителя, вначале по мере увеличения напряжения накачки уменьшается, а затем резко возрастает?

11. Чем определяется амплитуда генерируемых колебаний в параметрическом генераторе в установившемся режиме?

12. Почему при частоте накачки, меньшей удвоенной резонансной частоты, возникновение и срыв колебаний в параметрическом генераторе происходят при различных напряжениях накачки?

## 6.7. Литература

- [1, с. 439-441; 449-457; 464-469; 364-368; 372-378],  
[2, с. 307-309; 314-320; 324-328; 257-259; 262-266],  
[3, с. 368-386], [4, с. 307-314], [5, с. 777-788],  
[6, с. 52-54; 225-247], [7, с. 66-69].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В свете перспектив развития современной радиотехники ведущую роль приобретают теоретический анализ сигналов и качество их обработки, умение находить оптимальные структуры и алгоритмы. В этих условиях особое внимание должно отводиться методам анализа и синтеза с применением компьютера. Следует практиковать широкое использование компьютеров в учебном процессе и самостоятельной работе студента. При этом важно, чтобы использование вычислительной техники касалось не только выполнения расчетов, но и в значительной мере затрагивало реализацию алгоритмов анализа и синтеза сигналов, а также функционирования устройств, осуществляющих обработку радиотехнических сигналов. С этой целью следует рекомендовать успевающим студентам для самостоятельного выполнения исследовательские работы на основе имитационного моделирования.

Учебно-исследовательские работы, описанные в пособии, при грамотном выполнении призваны углубить знания по охватываемым темам ("Нелинейные цепи", "Генерация колебаний"), способствовать развитию творческого потенциала, привить навыки исследовательской работы. Кроме того, предлагаемые исследовательские работы должны убедить студента, что преобладающее большинство явлений и принципов, положенных в основу функционирования радиотехнических цепей может быть изучено не только по учебнику, но и исследовано практически "вживую" в мини-лаборатории, каковой является домашний компьютер с установленным схемотехническим симулятором.

Проектирование цепей в современных условиях производится с использованием разнообразных САПР, поэтому студенту полезно овладеть основами работы в простейших симуляторах. И если в будущем придется работать с другой системой, приобретенные навыки позволят освоить ее с меньшими временными затратами.



## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

### АППРОКСИМАЦИЯ ВАХ НЕЛИНЕЙНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИЕЙ

При теоретическом анализе нелинейных радиотехнических цепей (усилителей, модуляторов, детекторов и др.), работающих в режиме большого сигнала (с отсечкой тока), возникает необходимость в аппроксимации ВАХ нелинейного сопротивления (диода, транзистора), на основе которого реализована цепь, кусочно-линейной функцией.

Рассмотрим численную реализацию методики аппроксимации ВАХ нелинейного сопротивления кусочно-линейной функцией с одним изломом:

$$i = \begin{cases} 0, & u < U_H \\ S \cdot (u - U_H), & u \geq U_H, \end{cases}$$

где  $U_H$  – напряжение, соответствующее точке излома,  $S$  – крутизна характеристики на возрастающем участке. Задача аппроксимации будет решена, если удастся найти пару значений  $S, U_H$ , обеспечивающую наилучшее совпадение истинной ВАХ элемента и аппроксимирующей функции. Критерием приближения может служить, например, минимум среднеквадратической ошибки.

Для численного решения задачи требуется располагать значениями ВАХ нелинейного элемента: множеством значений воздействующего напряжения и соответствующих им значений токов. Такой массив данных может быть получен (в статическом режиме) экспериментальным путем или на основе имитационного моделирования в схемотехническом симуляторе, библиотека компонентов которого содержит модель рассматриваемого элемента.

Итак, пусть имеется массив данных о ВАХ нелинейного элемента:  $u_m$  и  $i_m$ , где  $m = 0 \dots N$ ,  $N$  – объем данных (число выбранных точек ВАХ). Тогда алгоритм решения задачи аппрок-

симации, описанный в [7], может быть математически формализован следующим образом:

1) полагая, что напряжение излома  $U_H$  последовательно принадлежит интервалу от  $u_{M-1}$  до  $u_M$  ( $M = 1, 2, \dots$ ), выполнить в каждом таком случае линейную аппроксимацию характеристики для всех контрольных точек, удовлетворяющих неравенству  $u_m \geq u_M$ ; оптимальные параметры такой линейной аппроксимации могут быть рассчитаны по приведенным ниже формулам:

$$S = \frac{\sum_{m \geq M} u_m \cdot i_m - (1/K) \cdot \sum_{m \geq M} u_m \cdot \sum_{m \geq M} i_m}{\sum_{m \geq M} u_m^2 - (1/K) \cdot \left( \sum_{m \geq M} u_m \right)^2}, \quad U_H = \frac{1}{K} \cdot \left( \sum_{m \geq M} u_m - \frac{1}{S} \cdot \sum_{m \geq M} i_m \right),$$

где  $K$  – число учитываемых контрольных точек (удовлетворяющих условию  $u_m \geq u_M$ );

2) оставить для дальнейшего рассмотрения лишь те варианты, для которых расчетное значение  $U_H$  оказалось соответствующим сделанному предположению, и рассчитать для каждого из них величину среднеквадратической ошибки приближения по формуле:

$$\Delta_{\Sigma} = \sum_{u_m \geq u_H} [i_m - S \cdot (u_m - U_H)]^2 + \sum_{u_m < u_H} i_m^2.$$

3) из всех рассмотренных в предыдущем пункте вариантов выбрать один – с наименьшим значением итоговой погрешности  $\Delta_{\Sigma}$ .

Решим задачу аппроксимации статической проходной ВАХ транзистора 2N3904, включенного по схеме с общим эмиттером. Пусть дополнительно в цепь эмиттера транзистора включено сопротивление обратной связи. На рис. П.1 показана схема измерения проходной ВАХ рассматриваемого транзистора, реализованная в симуляторе Electronics Workbench. Источник V1 обеспечивает подачу на базу входного постоянного напряжения, источник V2 – питание коллекторной цепи. В цепи

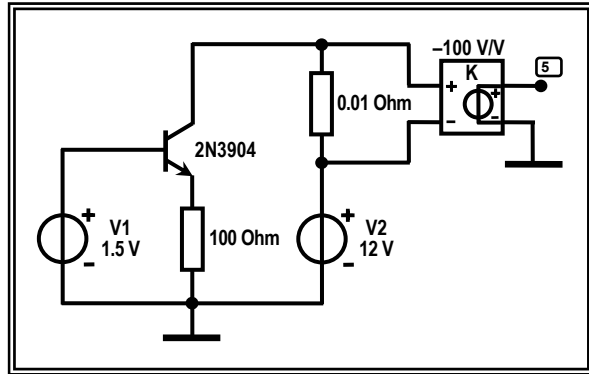


Рис. П.1

коллектора имеется малое по величине сопротивление, напряжение с которого снимается и подается на вход усилителя "К". Коэффициент усиления последнего подобран так, чтобы значение напряжения на его выходе с точностью до размерности совпало со значением тока коллектора. В ноде 5, таким образом, величина напряжения численно равна величине постоянного коллекторного тока.

В целях автоматизации процесса снятия проходной ВАХ достаточно активировать команду "Parameter Sweep..." меню "Analysis". При ее выполнении в соответствии с параметрами, указанными на рис. П.2, напряжение источника V1 автоматически изменяется от 0.3 до 1.2 В с шагом 0.001 В; при этом каждый раз производится измерение постоянного напряжения в ноде 5. Результат выполнения команды выводится в окне, показанном на рис. П.3. Для сохранения результатов моделирования следует нажать кнопку "Save As" панели окна "Analysis Graphs". Симулятор автоматически формирует файл (в ASCII-кодах) с расширением "txt", содержащий текстовый комментарий и числовые данные в двух столбцах. В первом столбце приводятся значения варьируемой величины (входного напряжения), во втором указываются значения напряжения (в данном случае – выходного тока) в заданной ноде. Созданный си-

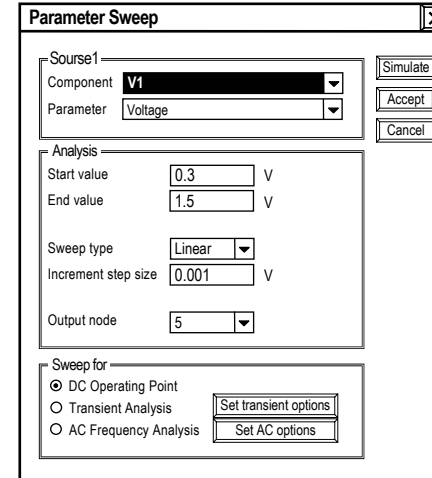


Рис. П.2

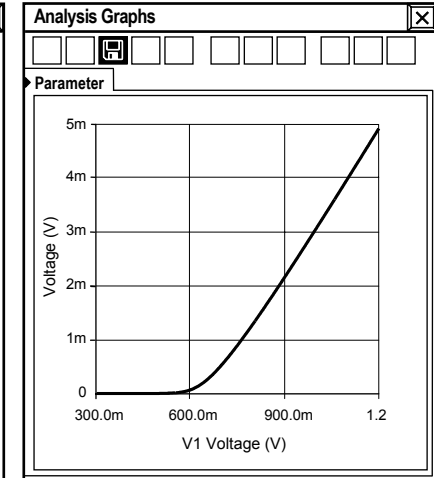


Рис. П.3

мулятором файл следует открыть, удалить текстовый комментарий (первые пять и последние три строки файла) и сохранить вновь как текстовый файл с расширением "prn".

На основе представленных выше аналитических соотношений разработана программа в системе компьютерной математики MathCAD (рис. П.4). Для проведения численной аппроксимации достаточно создать файл с указанной программой, сохранить его в ту же папку, что и текстовый файл с результатами моделирования ВАХ и произвести расчет.

Искомые значения напряжения излома ВАХ ( $U_H$ ) и крутизны наклонного луча ( $S$ ) выводятся программой на экран как " $Un_n$ " и " $S_n$ ". Из рис. П.4 видно, что значения  $U_H$ ,  $S$ , обеспечивающие наилучшее совпадение ВАХ транзистора, показанной на рис. П.3, и аппроксимирующей функции, составляют 644 мВ и 8.69 мА/В соответственно. Если постоянное напряжение смещения, обеспечивающее положение рабочей точки на проходной ВАХ транзистора, равно  $U_{B0} = 0.5$  В, а на базу транзистора подано гармоническое колебание амплитудой  $U_B = 0.25$  В, то согласно формуле (1) угол отсечки тока будет равен  $\Theta \approx 55^\circ$ . При

**ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ СПЕКТРА ОТКЛИКА НЕЛИНЕЙНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ**

```

Matrix:=READPRN("Res.prn")
u:=Matrix<0>    i:=Matrix<1>
N:=rows(u)    j:=0, 2.. N-3

Sj:=
$$\frac{\sum_{m=j}^{N-1} u_m \cdot i_m - \frac{1}{N-j} \cdot \sum_{m=j}^{N-1} u_m \cdot \sum_{m=j}^{N-1} i_m}{\sum_{m=j}^{N-1} (u_m)^2 - \frac{1}{N-j} \cdot \left( \sum_{m=j}^{N-1} u_m \right)^2}$$


Unj:=
$$\frac{1}{N-j} \cdot \left( \sum_{m=j}^{N-1} u_m - \frac{1}{S_j} \cdot \sum_{m=j}^{N-1} i_m \right)$$


Δj:=
$$\sum_{m=j}^{N-1} [i_m - S_j \cdot (u_m - Un_j)]^2 + \sum_{m=0}^j (i_m)^2$$


n:=| ΔΔ←max(Δ)
   | for j∈0, 2.. N-3
   |   | n←j if Δj≤ΔΔ
   |   | ΔΔ←Δj if Δj≤ΔΔ
   | n
Unn=0.644    Sn=8.69·10-3

```

Рис. П.4

таких условиях амплитуда первой гармоники  $I_{K1}$  коллекторного тока, рассчитанная в соответствии с формулой (2), составит  $8.69 \cdot 0.25 \cdot \gamma_1(55^\circ) \approx 340$  мкА. Данный результат лишь на 6% хуже значения 362 мкА, полученного на основе более точной методики, изложенной в приложении 2, и на 18% лучше результата 450 мкА, полученного непосредственно по ВАХ графическим методом трех ординат.

Как известно, при воздействии напряжения негармонической формы на нелинейное сопротивление спектр отклика (тока) чрезвычайно богат и содержит помимо гармоник с частотами, кратными частотам воздействия, бесконечное число комбинационных составляющих. Аналитический расчет спектра тока крайне усложняется при обогащении спектрального состава воздействующего напряжения и учетом истинной формы ВАХ сопротивления, которая в пределах рабочего участка не может быть точно описана простыми аппроксимациями (полиномиальной или полигональной). В большинстве практически важных случаев численный расчет является единственно возможным способом изучения спектра тока.

На рис. П.5 приведена программа для численного расчета спектра тока нелинейного сопротивления, реализованная в системе компьютерной математики MathCAD. Программа позволяет производить расчет при сколь угодно сложном воздействии и ВАХ любой (произвольной) формы. Исходными данными для расчета являются:

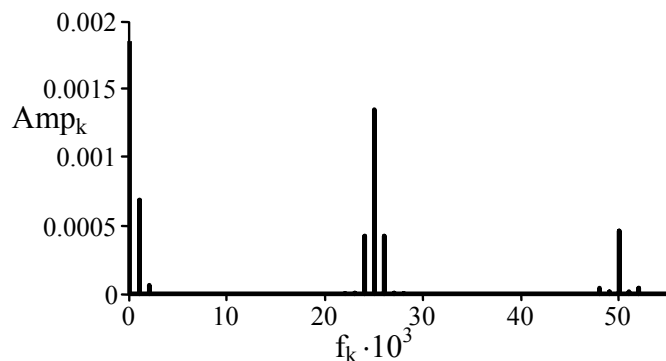
1) значения напряжений  $u_m$  и соответствующих им токов  $i_m$  в конечной совокупности точек ( $m = 0 \dots N$ ) ВАХ нелинейного сопротивления; данные считываются из текстового файла, имеющего структуру, подобную описанной в приложении 1; методика получения массива данных о ВАХ имитационным моделированием в симуляторе Electronics Workbench (на примере транзистора) изложена в приложении 1;

2) аналитическое выражение воздействующего на нелинейное сопротивление напряжения  $u_{\Sigma}(t)$ , представляющего собой сумму постоянного напряжения смещения и меняющегося во времени колебания; в качестве примера переменного воздействия рассмотрено бигармоническое напряжение; обратите

```

Matrix:=READPRN("Res.prn")
u:=Matrix<0>      i:=Matrix<1>      N:=rows(u)
Spline:=cspline(u,i)
Vach(x):=interp(Spline,u,i,x)
U0:=0.64      Uω:=0.32      UΩ:=0.16
f0:=25·103      F:=103
uΣ(t):=U0+Uω·cos(2·π·f0·t)+UΩ·cos(2·π·F·t)
K:=217      j:=0..K-1      N:=200      T:=1/F
tj:=j·N/K·T      Ij:=Vach(uΣ(tj))      A:=FFT(I)
k:=0..0.5·K      fk:=k/N·T      Ampk:=2·|Ak|

```



```

n:=| for k ∈ 0..0.5·K
    | n ← k if Δj ≤ ΔΔ      Ampn · 103 = 0.423
    | break if fj = f0 + F
    | n

```

Рис. П.5

внимание на то, чтобы мгновенные значения воздействующего напряжения не выходили за пределы рабочего участка ВАХ.

Для аналитического описания ВАХ в пределах рабочего участка использована интерполяция кубическим сплайном, что позволяет рассчитывать значения тока нелинейного элемента не только в контрольных точках ВАХ, но и при любых промежуточных значениях текущего напряжения. После расчета на большом интервале времени значений тока, вызванного заданным воздействием, оцениваются амплитуды спектральных составляющих тока на разных частотах с использованием стандартной процедуры БПФ. Учтите, что характерный интервал времени  $T$  (см. рис. П.5) должен определяться наименьшей частотой составляющей воздействия (при его периодическом характере) или длительностью воздействия (при непериодической форме).

Из рис. П.5 видно, что при воздействии на вход транзистора, проходная ВАХ которого показана на рис. П.3, напряжения  $u_{\Sigma}(t) = 0.64 + 0.32 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot t) + 0.16 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot t)$ , В спектр коллекторного тока в полосе частот 24...26 кГц содержит составляющие практически неискаженного амплитудно-модулированного колебания с несущей частотой 25 кГц и частотой модуляции 1 кГц. Амплитуда несущего колебания составляет 1.35 мА, амплитуда боковых – 0.423 мА, коэффициент модуляции – 0.63.

Подобную методику спектрального анализа легко адаптировать для исследования воздействия строго гармонического напряжения на нелинейное сопротивление. Так, если приложенное к транзистору (ВАХ на рис. П.3) напряжение имеет вид  $u_{\Sigma}(t) = 0.5 + 0.25 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot t)$ , В, то амплитуда первой гармоники тока по итогам численного расчета составляет 362 мкА, тогда как метод угла отсечки, опирающийся на описание ВАХ кусочно-линейной функцией, дает несколько другой и, очевидно, менее точный результат – 340 мкА (см. приложение 1).

### ПРИЛОЖЕНИЕ 3

#### ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ АВТОГЕНЕРАТОРА ПРИ ЕГО СИНХРОНИЗАЦИИ ВНЕШНИМ ИСТОЧНИКОМ

Как известно, при синхронизации автогенератора внешним источником возможен захват частоты автоколебаний. При этом, как показано, в п. 5.2 включение синхронизирующего источника с частотой, отличающейся от частоты автоколебаний, может приводить к плавному изменению во времени частоты автогенератора в сторону частоты источника и спустя какое-то время – к абсолютному совпадению с "чужой" частотой. Для изучения нестационарного процесса установления частоты на выходе автогенератора при моделировании процессов в схемотехническом симуляторе вполне пригодна представленная ниже программа (рис. П.6), реализованная в MathCAD.

Следует отметить, что применение программы не исчерпывается исследованиями автогенератора. Она может быть использована для достоверной оценки мгновенной частоты практически любых видов квазигармонических колебаний с нулевой постоянной составляющей. Например, при резонансном усилении колебаний с угловой модуляцией посредством программы можно определить закон изменения мгновенной частоты (а при усовершенствовании – и набега фазы) выходного колебания, что позволяет визуально и количественно оценивать искажения информационного сигнала.

Исходными данными для работы программы является временная зависимость колебания с искомым законом изменения текущей частоты, представленная в виде сколь угодно объемной совокупности значений моментов времени  $t_i$  и соответствующих мгновенных значений  $s_i$  колебания. В симуляторе Electronics Workbench временную диаграмму колебания целесообразно получить с помощью цифрового осциллографа. Чтобы сохранить зафиксированную прибором осциллограмму, достаточно нажать кнопку "Save" на панели осциллографа. Симуля-

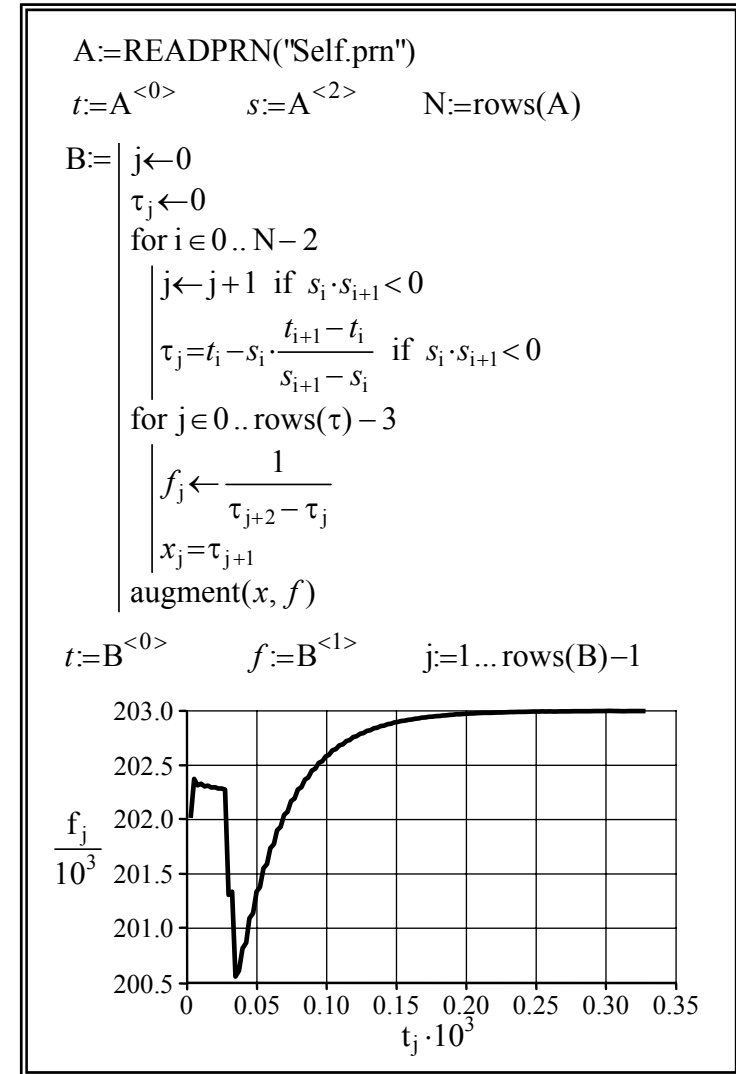


Рис. П.5

тор при этом формирует файл (в ASCII-кодах) с расширением "scf", содержащий текстовый комментарий и числовые данные в трех столбцах (рис. П.6). В первом столбце приводятся зна-

```
Oscilloscope data for Self-excited oscillator.ewb
Time base: 5e-06 seconds per division
Time offset: 0 seconds
Channel A sensitivity : 1 volts per division
Channel A offset: 0 volts
Channel B sensitivity : 5 volts per division
Channel B offset: 0 volts
Channel A connected: yes
Channel B connected: yes

Column 1   time (seconds)
Column 2   channel A voltage
Column 3   channel B voltage
```

| Time               | Channel A  | Channel B   |
|--------------------|------------|-------------|
| 0.000000000000e+00 | 0.0000e+00 | 0.0000e+00  |
| 3.600000000000e-10 | 0.0000e+00 | 3.7647e-07  |
| 7.200000000000e-10 | 0.0000e+00 | 6.8293e-07  |
| 1.440000000000e-09 | 0.0000e+00 | 1.1069e-06  |
| 2.880000000000e-09 | 0.0000e+00 | 6.1366e-07  |
| 5.760000000000e-09 | 0.0000e+00 | -6.3501e-06 |

Рис. П.6

чения текущего времени, во втором и третьем – мгновенные значения напряжений на входах каналов осциллографа. Созданный симулятором файл следует открыть в текстовом редакторе (Блокнот, WordPad и т.п.) и удалить первые 17 строк (комментарий), затем сохранить с расширением ".prn". Внимание! Обработку файла можно полностью автоматизировать, используя авторскую программу "Self-excited oscillator.exe", следующим образом: активировать программу, выбрать в окне необходимый файл, нажать кнопку "Обработать файл".

Данные из файла (на рис. П.5 с именем "Self.prn") считываются в матрицу "A" размерности  $3 \times N$ , где  $N$  – число временных отсчетов и соответствующих отсчетов напряжений. Значения первого (в MathCAD – нулевого) столбца матрицы "A" определяют матрицу-вектор моментов времени "t", значения третьего столбца (по умолчанию напряжение с выхода автогенератора поступает на второй канал осциллографа) – матрицу-вектор "s" мгновенных значений колебания. В подпрограмме "B" сначала определяются моменты времени, для которых текущее мгновенное значение колебания  $s_i$  и последующее  $s_{i+1}$

отличаются знаком:  $s_i \cdot s_{i+1} < 0$ . Очевидно, что в промежутке между моментами  $t_i$  и  $t_{i+1}$  берет свое начало новая полуволна колебания, соответствующая половине его периода. Для уточнения временного положения нулевого мгновенного значения колебания используется линейная интерполяция: истинное поведение колебания между моментами  $t_i$  и  $t_{i+1}$  заменяется линейной функцией (рис. П.7) и на основе простейших геометрических соотношений определяется абсцисса точки пересечения прямой с осью времени. Итак, все моменты времени  $\tau_j$  ( $j=1, 2, \dots$ ) начала полупериодов колебания определены. Если теперь рассчитать величины, обратные разностям моментов времени  $\tau_{j+2}$  и  $\tau_j$  (через один нуль колебания), то получим значения текущей частоты  $f_j$ , соответствующие моментам времени  $\tau_{j+1}$ . Далее в программе выводится график зависимости текущей частоты колебания. Используя режим трассировки, можно определить значение частоты в любой момент времени.

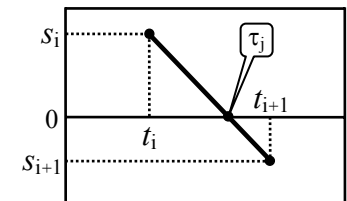


Рис. П.7

Для примера на рис. П.8 представлен график зависимости частоты автоколебаний при одновременном старте автогенератора и синхронизирующего внешнего источника. Частота автоколебаний автономного генератора около 200 кГц, частота внешнего источника 203 кГц, соотношение между амплитудами источника и автоколебаний на базе транзистора составляет примерно единицу. Из графика видно, что частота выходных колебаний автогенератора сложным образом изменяется, однако, спустя примерно 0.25 мс устанавливается равной частоте синхронизирующего источника, что свидетельствует о захвате частоты. Интересно, что временная зависимость частоты автоколебаний при старте внешнего источника в условиях работающего автогенератора уже несколько иная. Читателю предлагается исследовать это самостоятельно.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
2. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов / И.С. Гоноровский. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
3. **Радиотехнические** цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / Д.В. Васильев, М.Р. Витоль, Ю.Н. Горшенков и др.; под ред. К.А. Самойло. – М.: Радио и связь, 1982. – 528 с.
4. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по спец. "Радиотехника" / С.И. Баскаков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988. – 448 с.
5. **Зернов Н.В.** Теория радиотехнических цепей / Н.В. Зернов, В.Г. Карпов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1972. – 816 с.
6. **Андреев В.С.** Теория нелинейных электрических цепей: учеб. пособие для вузов / В.С. Андреев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.
7. **Токарев А.Б.** Нелинейные радиотехнические цепи и цепи с переменными параметрами: учеб. пособие / А.Б. Токарев. – Воронеж: ВГТУ, 1999. – 100 с.
8. **Карлащук В.И.** Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И. Карлащук. – М.: Солон-Р, 2001. – 726 с.
9. **Останков А.В.** Радиотехнические сигналы и линейные цепи для их обработки: исследование на основе имитационного моделирования: учеб. пособие / А.В. Останков. – Воронеж: ГОУВПО "ВГТУ", 2008. – 161 с.
10. **СТП ВГТУ 62-2007.** Текстовые документы (курсовые работы (проекты), рефераты, отчеты по лабораторным работам, контрольные работы). Правила оформления. – Воронеж: ГОУВПО "Воронеж. государственный техн. ун-т, 2007. – 44 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|   |    |
|---|----|
| Введение .....  | 3  |
| 1. Нелинейное резонансное усиление и умножение частоты.....   | 4  |
| 1.1. Цель работы .....  | 4  |
| 1.2. Краткие теоретические сведения .....   | 4  |
| 1.3. Описание виртуальной лабораторной установки.....   | 12 |
| 1.4. Подготовительное расчетное задание .....   | 13 |
| 1.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению .....   | 17 |
| Исследование формы импульсов выходного напряжения нелинейного усилителя при резистивной и резонансной нагрузках ..... | 17 |
| Исследование колебательных характеристик нелинейного резонансного усилителя .....                                     | 20 |
| Исследование зависимости коэффициента усиления нелинейного усилителя от амплитуды входного напряжения .....           | 22 |
| Исследование удвоителя частоты.....   | 22 |
| Исследование утроителя частоты .....  | 24 |
| Задания для пытливых .....  | 25 |
| 1.6. Контрольные вопросы к защите работы .....  | 26 |
| 1.7. Литература .....   | 28 |
| 2. Амплитудная модуляция смещением .....  | 29 |
| 2.1. Цель работы .....  | 29 |
| 2.2. Краткие теоретические сведения .....   | 29 |
| 2.3. Описание виртуальной лабораторной установки.....   | 34 |
| 2.4. Подготовительное расчетное задание .....   | 36 |
| 2.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению .....   | 37 |
| Исследование статических модуляционных характеристик модулятора .....   | 37 |
| Определение условий обеспечения линейной модуляции.....   | 39 |

|  |    |
|--|----|
| Исследование динамической модуляционной характеристики модулятора.....                                       | 41 |
| Задания для пытливых .....   | 42 |
| 2.6. Контрольные вопросы к защите работы .....   | 43 |
| 2.7. Литература .....  | 44 |
| 3. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов .....   | 45 |
| 3.1. Цель работы .....   | 45 |
| 3.2. Краткие теоретические сведения .....  | 45 |
| 3.3. Описание виртуальной лабораторной установки .....   | 51 |
| 3.4. Лабораторные задания и указания по их выполнению .....  | 52 |
| Исследование влияния постоянной времени RC-фильтра на линейные искажения выходного колебания детектора ..... | 52 |
| Исследование детекторных характеристик диодного детектора.....   | 55 |
| Исследование режимов линейного и квадратичного детектирования .....  | 57 |
| Исследование зависимости входного сопротивления детектора от режима его работы и величины нагрузки .....     | 60 |
| Задания для пытливых .....   | 62 |
| 3.5. Контрольные вопросы к защите работы .....   | 62 |
| 3.6. Литература .....  | 63 |
| 4. Детектирование высокочастотных колебаний с угловой модуляцией .....                                       | 64 |
| 4.1. Цель работы .....   | 64 |
| 4.2. Краткие теоретические сведения .....  | 64 |
| 4.3. Лабораторные задания и указания по их выполнению .....  | 71 |
| Исследование частотного детектора на расстроенных контурах .....   | 71 |
| Исследование балансного фазового детектора .....   | 79 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.4. Контрольные вопросы к защите работы .....   | 85  |
| 4.5. Литература .....  | 86  |
| 5. Автогенерация гармонических колебаний .....   | 87  |
| 5.1. Цель работы .....   | 87  |
| 5.2. Краткие теоретические сведения .....  | 87  |
| 5.3. Описание виртуальной лабораторной установки.....                                  | 94  |
| 5.4. Подготовительное расчетное задание .....  | 97  |
| 5.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению .....                            | 103 |
| Исследование условий самовозбуждения .....   | 103 |
| Исследование мягкого и жесткого режимов самовозбуждения автогенератора .....           | 105 |
| Исследование процесса установления автоколебаний... ..                                 | 108 |
| Исследование влияния внешнего гармонического воздействия на автогенератор.....         | 110 |
| 5.6. Контрольные вопросы к защите работы .....   | 112 |
| 5.7. Литература .....  | 114 |
| 6. Параметрическое усиление и генерация колебаний .....                                | 115 |
| 6.1. Цель работы .....   | 115 |
| 6.2. Краткие теоретические сведения .....  | 115 |
| 6.3. Описание виртуальной лабораторной установки.....                                  | 122 |
| 6.4. Подготовительное расчетное задание .....  | 124 |
| 6.5. Лабораторные задания и указания по их выполнению .....                            | 127 |
| Исследование параметрического генератора колебаний .....                               | 127 |
| Исследование частотных характеристик параметрического усилителя .....                  | 131 |
| Исследование амплитудных характеристик параметрического усилителя .....                | 135 |
| Исследование синхронного и асинхронного режимов работы параметрического усилителя..... | 137 |
| 6.6. Контрольные вопросы к защите работы .....   | 139 |
| 6.7. Литература .....  | 140 |



|   |     |
|---|-----|
| Заключение .....  | 141 |
| Приложение 1. Аппроксимация ВАХ нелинейного<br>сопротивления кусочно-линейной функцией.....                           | 142 |
| Приложение 2. Численный расчет спектра отклика<br>нелинейного сопротивления на воздействие<br>произвольной формы..... | 147 |
| Приложение 3. Численная оценка частоты колебаний<br>автогенератора при его синхронизации внешним<br>источником .....  | 150 |
| Библиографический список .....  | 154 |

Учебное издание

Останков Александр Витальевич

**НЕЛИНЕЙНЫЕ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ:  
ИССЛЕДОВАНИЕ НА ОСНОВЕ  
ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ**

В авторской редакции

Подписано в печать 09.02.2009.

Формат 60×84/16. Бумага для множительных аппаратов.

Усл. печ. л. 9,9. Уч.-изд. л. 9,7. Тираж 250 экз.

Заказ № .

ГОУВПО "Воронежский государственный технический  
университет"

394026 Воронеж, Московский просп., 14