

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Факультет инфокоммуникаций

Кафедра защиты информации

**В. Г. Басов, А. Л. Гурский**

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ  
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию  
в области информатики и радиоэлектроники  
для специальности 1-36 04 02  
«Промышленная электроника»  
в качестве пособия*

Минск БГУИР 2018

УДК 621.317:621.391.8(076.5)  
ББК 32.842-5я73+32.811я73  
Б27

Рецензенты:

кафедра связи учреждения образования «Военная академия  
Республики Беларусь» (протокол №14 от 21.03.2016);

доцент кафедры ядерной физики Белорусского государственного университета,  
кандидат технических наук М. В. Комар

**Басов, В. Г.**

Б27 Теоретические основы информационно-измерительной техники.  
Лабораторный практикум : пособие / В. Г. Басов, А. Л. Гурский. – Минск :  
БГУИР, 2018. – 79 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-309-6.

Включены четыре лабораторные работы, в которых приведены краткие теоретические сведения по спектрам видео- и радиосигналов, рассматриваются условия прохождения указанных сигналов через линейные и нелинейные цепи, изучаются физические процессы, происходящие в модуляторах и демодуляторах измерительных сигналов. Указаны цели работ, описана методика их выполнения с применением ПЭВМ.

УДК 621.317:621.391.8(076.5)  
ББК 32.842-5я73+32.811я73

ISBN 978-985-543-309-6

© Басов В. Г., Гурский А. Л., 2018  
© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2018

## СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа №1

<b>ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ</b> .....	5
1.1 Краткие теоретические сведения.....	5
1.1.1 Временные и спектральные характеристики видеосигналов.....	5
1.1.2 Временные и спектральные характеристики радиосигналов.....	11
1.2 Краткие сведения о программе SAS.....	16
1.3 Порядок выполнения работы.....	17
1.3.1 Анализ временных и спектральных характеристик видеосигналов.....	18
1.3.2 Анализ временных и спектральных характеристик радиосигналов.....	21
1.4 Контрольные вопросы.....	24
Литература .....	24

Лабораторная работа №2

<b>ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ</b> .....	25
2.1 Краткие теоретические сведения.....	25
2.1.1 Прохождение прямоугольных видео- и радиоимпульсов через дифференцирующие и интегрирующие цепи.....	25
2.1.2 Прохождение амплитудно-модулированного сигнала через узкополосную резонансную цепь.....	30
2.1.3 Прохождение сигнала с линейной частотной модуляцией через узкополосную резонансную цепь.....	33
2.2 Порядок выполнения работы.....	35
2.2.1 Анализ прохождения прямоугольного видеоимпульса через дифференцирующую цепь.....	35
2.2.2 Анализ прохождения прямоугольного видеоимпульса через интегрирующую цепь.....	36
2.2.3 Анализ прохождения амплитудно-модулированного сигнала через параллельный резонансный контур.....	37
2.2.4 Анализ прохождения прямоугольного радиоимпульса через параллельный резонансный контур.....	39
2.2.5 Анализ прохождения линейно-частотно-модулированного сигнала через параллельный резонансный контур.....	39
2.3 Контрольные вопросы.....	40
Литература .....	41

Лабораторная работа №3

<b>ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ</b> .....	42
3.1 Краткие теоретические сведения.....	42
3.1.1 Аппроксимация характеристик нелинейных четырехполюсников.....	42
3.1.2 Прохождение «слабого» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь.....	43
3.1.3 Прохождение «сильного» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь.....	46
3.2 Порядок выполнения работы.....	50
3.2.1 Анализ прохождения «слабого» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь (транзисторный каскад).....	50
3.2.2 Анализ прохождения двух «слабых» гармонических сигналов через безынерционную нелинейную цепь (транзисторный каскад).....	52
3.2.3 Анализ прохождения «сильного» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь (транзисторный каскад).....	52
3.3 Контрольные вопросы.....	54
Литература .....	54

Лабораторная работа №4

<b>ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ</b> .....	55
4.1 Краткие теоретические сведения.....	55
4.1.1 Назначение устройств модуляции.....	55
4.1.2 Амплитудная модуляция и способы ее получения.....	56
4.1.3 Схемы построения модуляторов АМ-колебаний.....	57
4.1.4 Модуляторы ЧМ-сигналов.....	60
4.1.5 Демодуляторы.....	61
4.1.6 Детектирование сигналов с частотной модуляцией.....	67
4.2 Порядок выполнения работы.....	70
4.2.1 Анализ работы базового модулятора на нелинейном резонансном усилителе.....	70
4.2.2 Анализ схемы балансного амплитудного модулятора.....	71
4.2.3 Анализ работы частотного модулятора.....	72
4.2.4 Анализ работы последовательного АМ-детектора.....	72
4.2.5 Анализ работы фазочастотного дискриминатора.....	73
4.3 Контрольные вопросы.....	75
Литература .....	75
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А</b> .....	76
<b>ПОРЯДОК РАБОТЫ С ПРОГРАММОЙ МСАР-5</b> .....	76

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

**Цель работы:** изучить временные и спектральные характеристики основных видов электрических измерительных видео- и радиосигналов путем моделирования на ПЭВМ.

### 1.1 Краткие теоретические сведения

**Измерительным сигналом (ИС)** называется материальный носитель информации, представляющий собой некоторый физический процесс, содержащий количественную информацию об измеряемой физической величине.

ИС в виде тока и/или напряжения, изменяющихся во времени, называется **электрическим сигналом  $S(t)$** . Условно электрические сигналы подразделяются на **видеосигналы** и **радиосигналы**.

ИС, полученные с помощью разнообразных преобразователей (датчиков) сигналов неэлектрической природы, называются **первичными**, или **видеосигналами**, и они, как правило, могут передаваться только проводным линиям связи.

Для передачи ИС в виде видеосигнала на большие расстояния без проводников его преобразуют в **радиосигнал** (материальный носитель – электромагнитные волны).

**Радиосигналы** представляют собой модулированные видеосигналом по амплитуде (АМ), частоте (ЧМ) либо фазе (ФМ) **высокочастотные колебания**, называемые сигналами-переносчиками, или несущими сигналами. Один из параметров радиосигнала, который функционально связан с видеосигналом (измеряемой физической величиной), называется **информативным**.

Свойства видео- и радиосигналов, связанные с возможностями передачи информации и прохождения их через различные электрические цепи, удобно изучать, рассматривая их в виде **суммы гармонических составляющих** (гармоник), называемой его **спектром**. Спектр ИС изучают в виде зависимости амплитуд (**спектр амплитуд**) и начальных фаз его гармоник (**спектр фаз**) от частоты.

Следовательно, для изучения свойств ИС используется как **временной**, так и **спектральный** (частотный) анализ.

#### 1.1.1 Временные и спектральные характеристики видеосигналов

*Временные и спектральные характеристики периодических сигналов*

Сигналы, **бесконечные** во времени, для которых выполняется условие

$$S(t)=S(t + n \cdot T), \quad (1.1)$$

где  $n = \pm 1, \pm 2 \dots$ ;

$T$  – период повторения сигнала, называются **периодическими**. Физически сигнал может рассматриваться как периодический, если время его существования во много раз превышает его период повторения  $T$ . Если условие (1.1) не выполняется, то такие сигналы являются **непериодическими** (в частности **одиночными**).

Разложение периодического сигнала  $S(t)$  на гармонические составляющие называется **спектральным анализом** и осуществляется в виде **ряда Фурье**, который в тригонометрической форме может быть записан как

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t - \psi_n). \quad (1.2)$$

Коэффициенты ряда (амплитуды и фазы гармоник) определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} - \text{модуль амплитуды гармоник;} \\ \psi_n &= \arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right) - \text{фаза гармоник,} \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) dt - \text{постоянная составляющая;} \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos(n\omega_1 t) dt - \text{амплитуды косинусоидальных гармоник;} \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \sin(n\omega_1 t) dt - \text{амплитуды синусоидальных гармоник.} \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

Совокупность коэффициентов  $a_n, b_n$  или  $A_n$  образует амплитудный спектр и имеет **размерность напряжения или тока**, а  $\varphi_n$  – фазовый спектр сигнала в **радианах**.

Рассмотрим во времени функцию сигнала (рисунок 1.1, а), представляющую собой периодическое гармоническое колебание (одну гармонику), записанное в виде

$$S(t) = U_m \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \varphi_0), \quad (1.5)$$

где  $U_m$  – амплитуда;

$\omega_1 = 2 \cdot \pi / T$  – круговая частота ( $T$  – период);

$\varphi_0 = \omega_1 \cdot \Delta t$  – начальная фаза колебания ( $\Delta t$  – временной сдвиг относительно точки отсчета  $t = 0$ ).

Этот сигнал в частотном диапазоне представляет собой **одну спектральную линию** как в спектре амплитуд (рисунок 1.1, б), так и в спектре фаз (рисунок 1.1, в).

В общем случае периодический сигнал  $S(t)$  (рисунок 1.2, а) содержит в спектре амплитуд (рисунок 1.2, б, в, з) и в спектре фаз (рисунок 1.2, д) **бесконечное** количество спектральных линий.

За **ширину спектра** принимают частотный интервал  $\Delta\omega_c$ , в пределах которого содержится энергия сигнала не меньше некоторого наперед заданного уровня.

Поэтому чаще всего интересуются амплитудным спектром, который позволяет судить о количественном вкладе тех или иных гармоник в энергию периодического сигнала.

Поскольку точка временного отсчета функции сигнала при анализе его спектра может выбираться **произвольно**, получаемые фазовые спектры  $\varphi_n$  для одного и того же сигнала будут **отличаться** на величину **начального** фазового сдвига  $\varphi_0$ , а модули амплитудных спектров  $A_n$  будут одинаковыми.

Таким образом, спектр периодического сигнала  $S(t)$  является **дискретным (линейчатым)**, то есть состоит из спектральных линий, соответствующих частотам  $0, \omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots, n\omega_1$ . Каждая гармоника переносит долю энергии сигнала на **частотах, кратных** частоте следования сигнала  $\omega_1$ .

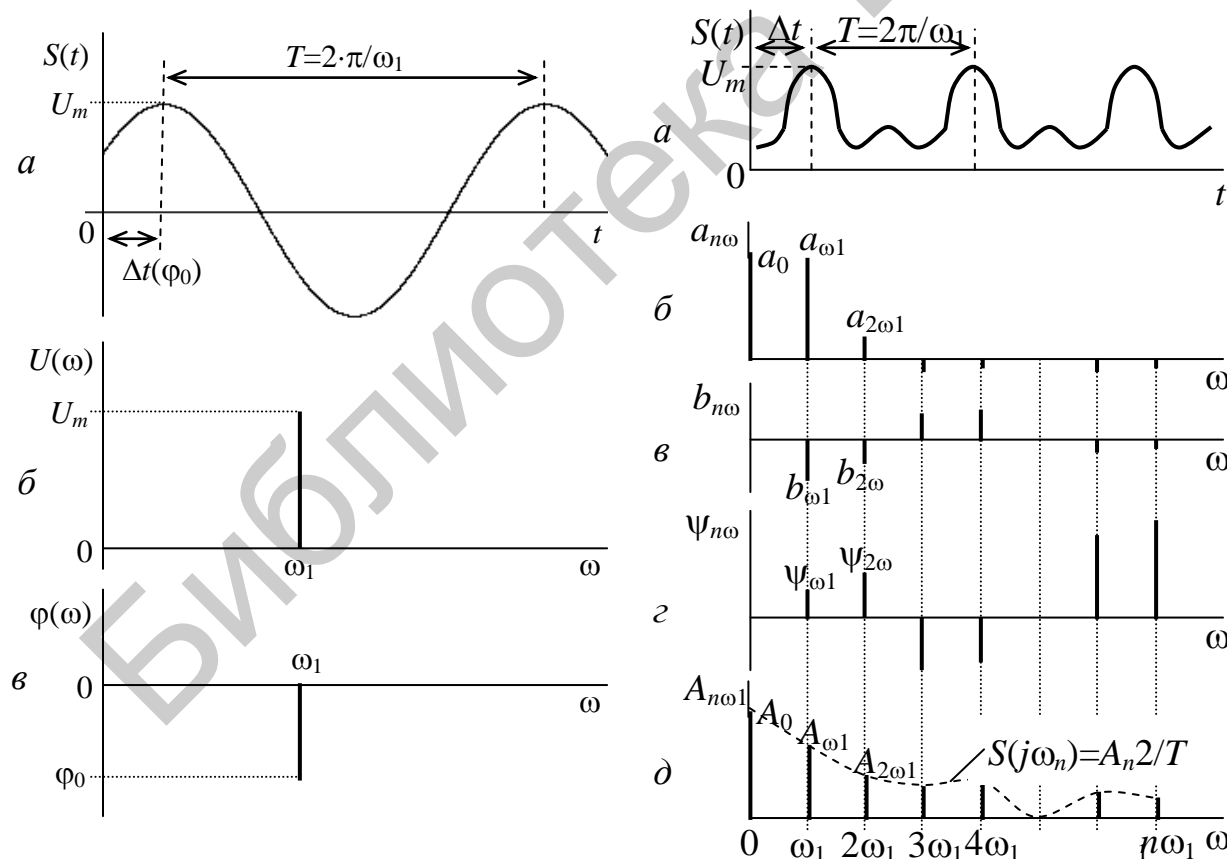


Рисунок 1.1

Рисунок 1.2

Для анализа прохождения сигналов через цепи используем запись ряда Фурье в **комплексной** форме:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j(n\omega_1 t - \psi_n)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n e^{jn\omega_1 t}, \quad (1.6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \dot{C}_n = C_n e^{-j\psi_n} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) e^{-jn\omega_1 t} dt; \\ \psi_n = \arctg\left(\frac{\text{Im}[\dot{C}_n]}{\text{Re}[\dot{C}_n]}\right), \quad C_n = \frac{A_n}{2} \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

### комплексные амплитуды и фазы гармоник.

При изменении в (1.5) знака числа  $n$  получаем изменение знака частоты, потому что векторы  $\dot{C}_n e^{jn\omega_1 t}$  и  $\dot{C}_n e^{-jn\omega_1 t}$  отличаются противоположным направлением вращения, однако, складываясь, эти две комплексные величины образуют вещественное число. Поэтому отрицательная частота – понятие не физическое, а математическое.

Множество коэффициентов  $C_n$  комплексного ряда Фурье, рассматриваемых как функция частоты, называется **комплексным спектром сигнала**, являющимся **двусторонним, или теоретическим** (рисунок 1.3, а).

Графически периодический сигнал можно представить в виде бесконечной суммы векторов, вращающихся при изменении времени (рисунок 1.3, б), а на комплексной плоскости – суммарным вектором, где при изменении частоты от 0 до  $\infty$  точка конца суммарного вектора будет описывать траекторию, называемую **годографом** (рисунок 1.3, в).

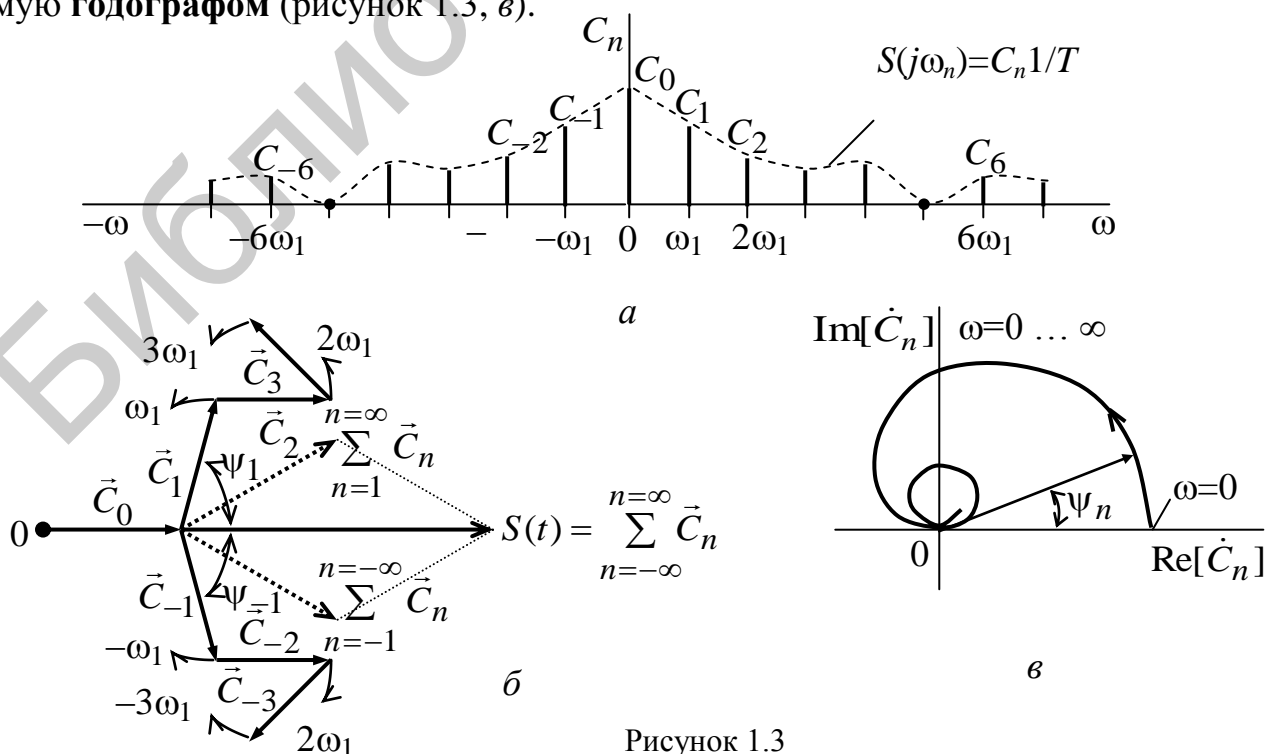


Рисунок 1.3



*Пример спектрального представления периодического сигнала*

Рассмотрим разложение в ряд Фурье видеосигнала в виде периодической последовательности прямоугольных импульсов (рисунок 1.4, а) с длительностью  $\tau$ , периодом повторения  $T$ , амплитудой  $E$  и отношением  $q = T/\tau$ , называемым **скважностью**. При выбранной точке времени начала отсчета функция сигнала  $U(t)$  (в вольтах) на отрезке времени  $T$  записывается в виде

$$U(t) = \begin{cases} E & \text{при } -\tau/2 \leq t \leq \tau/2; \\ 0 & \text{при } -\tau/2 < t \leq -T/2 \text{ и } \tau/2 < t \leq T/2. \end{cases} \quad (1.8)$$

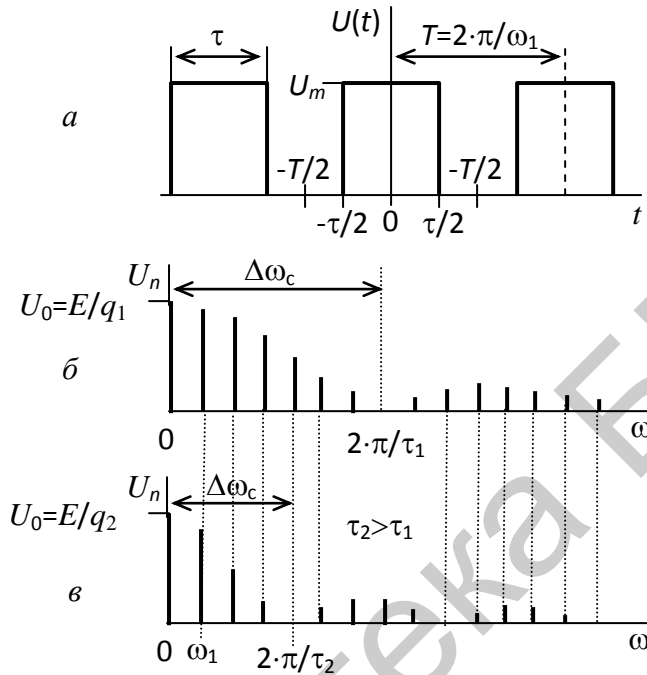


Рисунок 1.4

Так как функция  $U(t)$  четная, то как следует из (1.3), коэффициенты  $b_n=0$ . По формулам (1.3) с учетом (1.4) находим постоянную составляющую:

$$U_0 = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{-\tau/2}^{\tau/2} E \cdot dt = \frac{E \cdot \tau}{T} = \frac{E}{q} \quad (\text{В}) \quad (1.9)$$

и амплитуды  $n$ -х гармоник с учетом, что  $\omega_1=2\cdot\pi/T$ :

$$\begin{aligned} U_n = a_n &= \frac{2}{T} \cdot \int_{-\tau/2}^{\tau/2} E \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t) dt = \frac{2 \cdot E}{T \cdot n \cdot \omega_1} \cdot \sin(n \cdot \omega_1 \cdot t) \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = \\ &= \frac{2 \cdot E}{q} \cdot \frac{\sin(n \cdot \pi / q)}{n \cdot \pi / q} \quad (\text{В}). \end{aligned} \quad (1.10)$$

Таким образом, для последовательности прямоугольных видеоимпульсов разложение в ряд Фурье будет в следующем виде:

$$U(t) = \frac{E}{q} \cdot \left[ 1 + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n \cdot \pi / q)}{n \cdot \pi / q} \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t) \right] \quad (\text{В}). \quad (1.11)$$

Амплитудный спектр сигнала  $U_n$  показан на рисунке 1.4, б, в для двух значений длительности импульса  $\tau_1$  и  $\tau_2$  в предположении, что период повторения импульсов  $T$  одинаков.

Обычно для прямоугольного видеоимпульса **ширина спектра**  $\Delta\omega_c$  ограничивается верхней частотой спектра  $\omega_b$ , соответствующей первому нулю огибающей спектра гармоник. Тогда

$$\Delta\omega_c = \omega_b = 2 \cdot \pi / \tau, \quad (1.12)$$

то есть **ширина спектра** зависит **только от длительности импульса**, причем **чем меньше** длительность импульса, **тем шире** спектр.

### *Спектральные характеристики непериодических сигналов*

Разложение (1.2) периодической функции  $S(t)$  в тригонометрический ряд может быть обобщено и на случай непериодической функции  $S(t)$ , если применить **предельный переход**, полагая, что **период  $T$  стремится к бесконечности**. Тогда частота  $\omega_1 = 2\pi/T$ , определяющая интервал между соседними гармониками (см. рисунок 1.2, б), стремится к бесконечно малому приращению  $d\omega$ , а величина  $n\omega_1 = nd\omega$  становится непрерывно изменяющейся частотой  $\omega$ , то есть спектр сигнала становится **сплошным**. При этом интеграл (1.6) для  $C_n$

$$\dot{C}_n(n\omega_1) = \frac{1}{T} \int S(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (1.13)$$

при  $T \rightarrow \infty$  преобразуется к виду

$$C(j\omega) = \frac{d\omega}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.14)$$

Из (1.14) следует, что непериодический сигнал можно представить в виде бесконечного количества гармонических колебаний **с бесконечно малыми амплитудами**, что неудобно на практике. Поэтому спектр непериодического сигнала рассматривают в виде функции **спектральной плотности**, показывающей, какое напряжение приходится на единицу полосы частот:

$$S(j\omega) = C(j\omega) \frac{2\pi}{d\omega} = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{В} / \text{Гц}). \quad (1.15)$$

Выражение (1.15) преобразуется к виду

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{В}). \quad (1.16)$$

Функция частоты  $S(j\omega) = S(\omega) \cdot e^{j \cdot \varphi(\omega)}$ , где  $S(\omega)$  – модуль спектральной плотности (функция четная), называемый **амплитудным спектром**, а  $\varphi(\omega)$  – ее **фазовый спектр** (функция нечетная). Соотношения (1.15) и (1.16), связывающие временную функцию  $S(t)$  и ее спектральную плотность  $S(j\omega)$ , соответственно называются **прямым и обратным преобразованиями Фурье**.

Между спектральной плотностью  $S(j\omega)$  непериодического (одиночного) сигнала и коэффициентами ряда Фурье для этого же, но периодического сигнала существует связь

$$\dot{C}_n = S(j\omega_n) \cdot \frac{2}{T} \text{ (В)} \text{ или } S(j\omega_n) = \dot{C}_n \cdot \frac{T}{2} \text{ (В/Гц)}, \quad (1.17)$$

причем  $S(j\omega_n)$  с точностью до множителя  $1/T$  или множителя  $2/T$  является огибающей дискретной последовательности  $C_n$  или  $A_n$  (см. рисунок 1.2, д).

### 1.1.2 Временные и спектральные характеристики радиосигналов

#### Однотональная амплитудная модуляция (АМ)

В этом случае высокочастотное (ВЧ) колебание (несущее)  $U_H(t) = U_{mH} \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi_0)$  (рисунок 1.5, а) модулируется сигналом (видеосигналом), изменяющимся по гармоническому закону:

$$U_M(t) = U_{mM} \cdot \cos(\Omega_M \cdot t + \psi_0),$$

где  $U_{mM}$  – амплитуда;

$\Omega_M$  – частота;

$\psi_0$  – начальная фаза (рисунок 1.5, б).

Изменение амплитуды ВЧ-колебания можно записать в виде

$$U_{mH}(t) = U_{mH} \cdot [1 + m \cdot \cos(\Omega_M \cdot t + \psi_0)], \quad (1.18)$$

где  $m = b \cdot \frac{U_{mM}}{U_{mH}}$  – коэффициент модуляции ( $b$  – коэффициент пропорциональности).

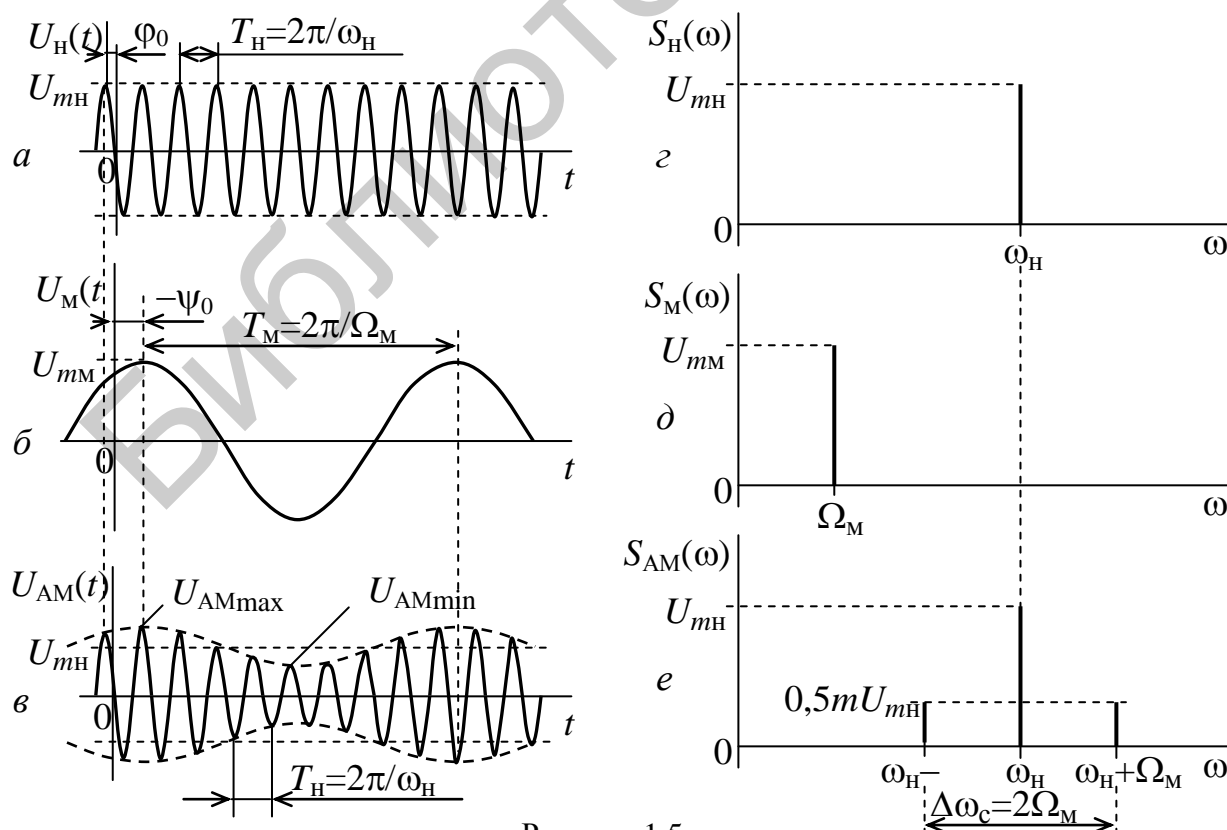


Рисунок 1.5

Тогда временная функция АМ-сигнала записывается как

$$U_{AM}(t) = U_{mн} \cdot [1 + m \cdot \cos(\Omega_M \cdot t + \psi_0)] \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi_0). \quad (1.19)$$

На рисунке 1.5, в показана временная диаграмма АМ-сигнала, построенная по формуле (1.19).

Наблюдение АМ-сигнала на экране осциллографа позволяет измерить коэффициент модуляции  $m$  по формуле

$$m = (U_{AMmax} - U_{AMmin}) / (U_{AMmax} + U_{AMmin}). \quad (1.20)$$

Для нахождения спектра АМ-сигнала преобразуем (1.19), используя тригонометрические формулы, к виду

$$U_{AM}(t) = U_{mн} \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi_0) + 0,5 \cdot m \cdot U_{mн} \cdot \cos[(\omega_H + \Omega_M) \cdot t + \varphi_0 + \psi_0] + 0,5 \cdot m \cdot U_{mн} \cdot \cos[(\omega_H - \Omega_M) \cdot t + \varphi_0 - \psi_0]. \quad (1.21)$$

Первое слагаемое в (1.21) представляет собой немодулированное ВЧ-колебание с частотой  $\omega_H$ . Второе и третье слагаемые с частотами  $(\omega_H + \Omega_M)$  и  $(\omega_H - \Omega_M)$  называются соответственно **нижней** и **верхней** боковыми составляющими, амплитуды которых одинаковы и равны

$$U_{mБ} = 0,5 \cdot m \cdot U_{mн}. \quad (1.22)$$

Спектры ВЧ-колебания, модулирующего сигнала и АМ-сигнала соответственно показаны на рисунке 1.5, з, д, е. Из спектральной диаграммы (спектрограммы) видно, что ширина спектра АМ-сигнала равна удвоенной частоте модулирующего сигнала:

$$\Delta\omega_c = 2 \cdot \Omega_M. \quad (1.23)$$

#### Многотональный АМ-сигнал

Если спектр модулирующего сигнала  $S_M(\omega)$  содержит ряд гармонических составляющих с различными частотами (рисунок 1.6, а), то каждое из них в спектре АМ-сигнала создает соответственно верхнюю и нижнюю боковые составляющие, образующие **нижнюю** и **верхнюю боковые полосы** (рисунок 1.6, б).

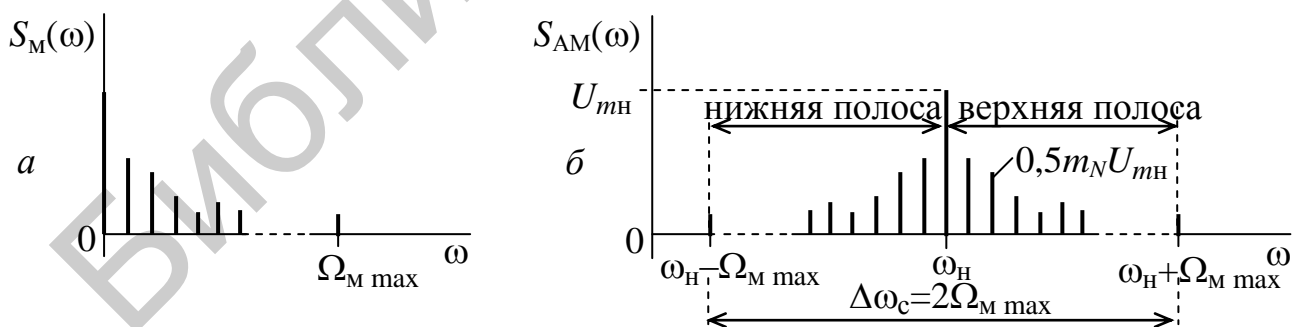


Рисунок 1.6

Из рисунка 1.6, б видно, что ширина спектра АМ-сигнала  $S_{AM}(\omega)$  зависит от  $\Omega_{M \max}$  – **максимального** значения частоты составляющей в спектре модулирующего сигнала – и равна

$$\Delta\omega_c = 2 \cdot \Omega_{M \max}. \quad (1.24)$$

Амплитуды боковых составляющих многотонального АМ-сигнала определяются как

$$U_{BN}=0,5 \cdot m_N \cdot U_{mH}, \quad (1.25)$$

где  $m_N$  – парциальный коэффициент модуляции, который согласно (1.22) зависит от амплитуды  $N$ -й составляющей модулирующего сигнала.

#### Фазо- и частотно-модулированные сигналы

Фазо- и частотно-модулированные сигналы (ФМ и ЧМ) характеризуются тем, что в несущем ВЧ-колебании  $U_H(t) = U_{mH} \cdot \cos(\omega_H \cdot t + \varphi)$  при постоянной амплитуде  $U_{mH}$  соответственно **изменяется текущая фаза  $\varphi$  либо мгновенная частота  $\omega_H$**  (рисунок 1.7, а). Поскольку  $\Psi(t) = \omega_H \cdot t + \varphi$  определяет текущее значение фазового угла, называемое полной фазой, то оба вида модуляции называют угловой модуляцией, то есть

$$U_{УМ}(t) = U_{mH} \cdot \cos[\Psi(t)]. \quad (1.26)$$

При ФМ

$$U_{ФМ}(t) = U_{mH} \cdot \cos[\omega_H \cdot t + k_{\varphi} \cdot U_M(t)], \quad (1.27)$$

где  $k_{\varphi}$  – коэффициент пропорциональности для ФМ;

$\omega_H$  – частота ВЧ-колебания без модуляции.

Предельное значение  $\pm \Psi_d = \pm U_{M \max}(t) \cdot k_{\varphi}$  называется девиацией фазы. Так

как мгновенная частота  $\omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt}$ , то текущая фаза

$$\Psi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(t) dt + \text{const}. \quad (1.28)$$

При ЧМ изменяется **мгновенная частота** как  $\omega(t) = \omega_H + k_{\omega} \cdot U_M(t)$ , и ее предельное значение  $\pm \Delta\omega_d = \pm U_{M \max}(t) \cdot k_{\omega}$  называется **девиацией частоты** ( $k_{\omega}$  – коэффициент пропорциональности для ЧМ).

Если  $U_M(t)$  – плавно изменяющийся сигнал, то нет внешних различий между сигналами ФМ и ЧМ.

#### Однотональный ЧМ-сигнал

В этом случае мгновенная частота ЧМ-сигнала изменяется по гармоническому закону (см. рисунок 1.7, а):

$$\omega(t) = \omega_H + \Delta\omega_d \cdot \cos(\Omega_M \cdot t). \quad (1.29)$$

Подставив (1.29) в (1.28), получим

$$\Psi(t) = \omega_H(t) + \beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t + \psi_0), \quad (1.30)$$

где  $\beta = \Delta\omega_d / \Omega$  – индекс частотной модуляции;

$\psi_0$  – начальная фаза (константа интегрирования).

Подставив (1.30) в (1.26), получим выражение для ЧМ-сигнала в виде

$$U_{ЧМ}(t) = U_{mH} \cdot \cos[\omega_H \cdot t + \beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t) + \psi_0]. \quad (1.31)$$

Представим (1.31) при  $\psi_0 = 0$  в виде суммы гармонических составляющих:

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{mH} \cdot \cos[\beta \cdot \sin(\Omega_M t)] \cos(\omega_H \cdot t) - U_{mH} \cdot \sin[\beta \cdot \sin(\Omega_M t)] \sin(\omega_H \cdot t). \quad (1.32)$$

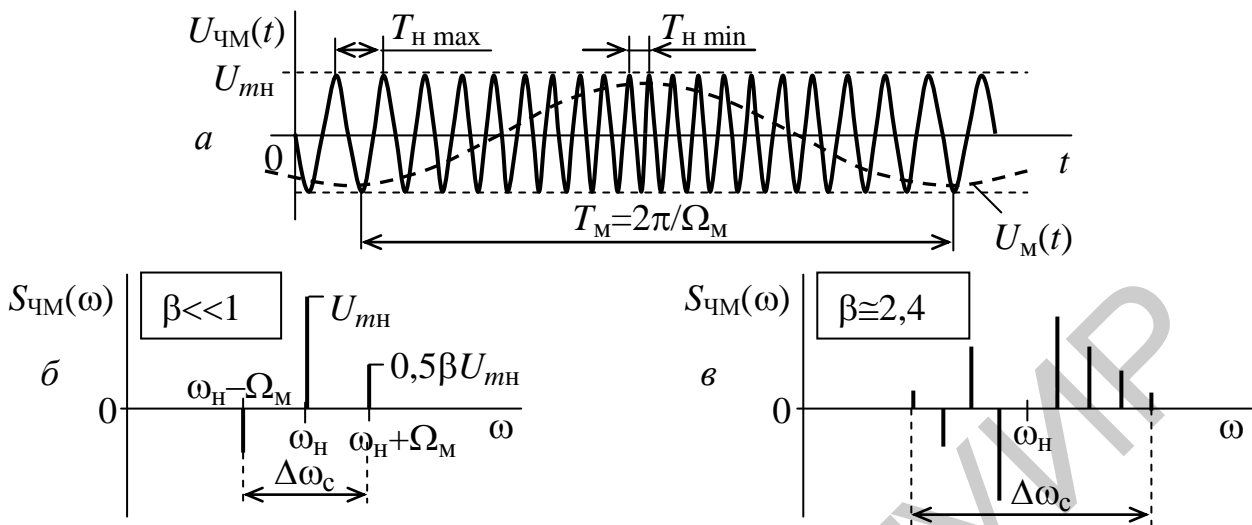


Рисунок 1.7

В случае  $\beta \ll 1$  можно считать, что  $\sin[\beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t)] \cong \beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t)$  и  $\cos[\beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t)] \cong 1$ , тогда

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{mH} \cdot \cos(\omega_H \cdot t) - \beta \cdot U_{mH} \cdot \sin[\beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t)] \cdot \sin(\omega_H \cdot t) = U_{mH} \cdot \cos(\omega_H \cdot t) + 0,5 \cdot \beta \cdot U_{mH} \cdot \cos(\omega_H + \Omega_M) \cdot t - 0,5 \cdot \beta \cdot U_{mH} \cdot \cos(\omega_H - \Omega_M) \cdot t. \quad (1.33)$$

Следовательно, при  $\beta \ll 1$  спектр ЧМ-сигнала содержит колебание с частотой  $\omega_H$  и две боковые составляющие на частотах  $(\omega_H + \Omega_M)$  и  $(\omega_H - \Omega_M)$ , то есть ширина спектра равна

$$\Delta\omega_c = 2\Omega_M. \quad (1.34)$$

Сравнение спектров однотонального сигнала  $U_{\text{ЧМ}}(t)$  (формула (1.33)) с  $U_{\text{АМ}}(t)$  (формула (1.21)) показывает, что спектр ЧМ-сигнала отличается только фазой минус  $180^\circ$  для нижней боковой составляющей. Индекс  $\beta$  играет ту же роль, что и коэффициент  $m$ .

При  $\beta > 1$  необходимо пользоваться соотношениями

$$\cos[\beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t)] = J_0(\beta) + 2 \cdot J_2(\beta) \cdot \cos(2 \cdot \Omega_M \cdot t) + 2 \cdot J_4(\beta) \cdot \cos(4 \cdot \Omega_M \cdot t) + \dots; \quad (1.35)$$

$$\sin[\beta \cdot \sin(\Omega_M \cdot t)] = 2 \cdot J_1(\beta) \cdot \cos(\Omega_M \cdot t) + 2 \cdot J_3(\beta) \cdot \cos(3 \cdot \Omega_M \cdot t) + \dots,$$

где  $J_n(\beta)$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка от аргумента  $\beta$ .

С учетом (1.35) соотношение (1.32) можно преобразовать к виду

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{mH} \cdot J_0(\beta) \cdot \cos(\omega_H \cdot t) + U_{mH} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta) \cdot \cos(\omega_H + n \cdot \Omega_M) \cdot t + U_{mH} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_n(\beta) \cdot \cos(\omega_H - n \cdot \Omega_M) \cdot t. \quad (1.36)$$

Из (1.36) следует, что при  $\beta > 1$  спектр однотонального ЧМ-сигнала содержит **бесконечное** число гармонических составляющих (ширина спектра бесконечна) с частотами  $(\omega_H + n \cdot \Omega_M)$  и  $(\omega_H - n \cdot \Omega_M)$ , симметрично расположен-

ными относительно частоты несущего колебания  $\omega_n$ , и для нечетных значений  $n$ , имеющих фазу минус  $180^\circ$ . Амплитуда  $n$ -й боковой составляющей равна

$$U_n = J_n(\beta) \cdot U_{mn}, \quad (1.37)$$

однако начиная с  $n = \beta + 1$  боковые составляющие можно не учитывать, так как их амплитуды становятся весьма малыми и ими можно пренебречь. Поэтому можно считать, что однотоновый ЧМ-сигнал занимает полосу частот

$$\Delta\omega_c = 2 \cdot \Omega_m \cdot (\beta + 1), \quad (1.38)$$

а если  $\beta \gg 1$ , то можно допустить, что

$$\Delta\omega_c \cong 2 \cdot \Omega_m \cdot \beta = 2 \cdot \Delta\omega_d, \quad (1.39)$$

то есть ширина спектра приблизительно равна удвоенной девиации частоты.

На рисунке 1.7, б, в показаны спектры ЧМ-сигналов при различных индексах  $\beta$ . Графики функций Бесселя различного порядка  $n$  приведены на рисунке 1.8.

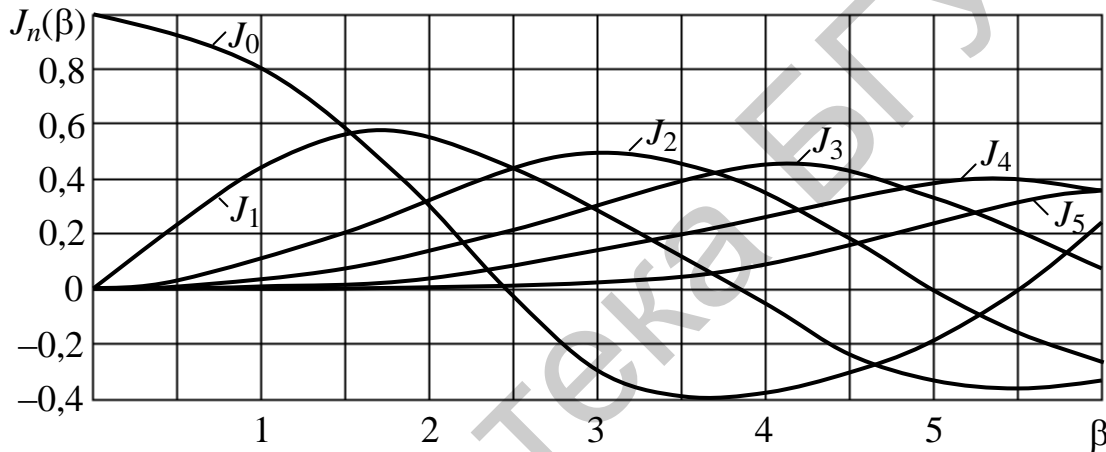


Рисунок 1.8

Из графиков функций Бесселя видно, что при  $\beta \approx 2,4$  функция  $J_0(\beta)$  проходит через нуль, то есть будет **отсутствовать** несущее колебание, а при  $\beta \approx 3,8$  функция  $J_1(\beta)$  равна нулю, что указывает на **отсутствие** в спектре первой пары боковых составляющих. При дальнейшем увеличении индекса  $\beta$  в спектре будут **появляться** и **исчезать** соответствующие гармонические составляющие, что связано с перераспределением энергии между ними. **Чем выше порядок функции Бесселя, тем протяженнее** участок увеличения  $\beta$ , где она имеет малые значения.

**Следовательно, при одинаковом однотоновом модулирующем сигнале спектр ЧМ- и ФМ-сигналов сложнее спектра АМ-сигналов.**

#### Многотональный ЧМ-сигнал

Особенностью многотональных ЧМ- и ФМ-сигналов является то, что кроме частот  $(\omega_n \pm n \cdot \Omega_{mN})$  в них присутствуют составляющие с **комбинационными** частотами вида  $(\omega_n \pm \Omega_{1M} \pm \Omega_{2M})$ , амплитуды которых  $(U_k = U_{mn} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 / 2)$  зависят от произведения парциальных индексов модуляции  $\beta_1$  и  $\beta_2$  соответствующих гармоник модулирующего сигнала. Следовательно, в спектре воз-

можно составляющие с частотами ( $\omega_n \pm n_1 \cdot \Omega_{1M} \pm \dots \pm n_N \cdot \Omega_{NM}$ ), где  $n_1, \dots, n_N$  – целые числа, включая нуль.

Таким образом, при одинаковом многотональном модулирующем сигнале спектры ЧМ- и ФМ-сигналов **значительно** сложнее спектра АМ-сигнала.

## 1.2 Краткие сведения о программе SAS

Программа SAS предназначена для временного и спектрального анализа, а также спектрального (гармонического) синтеза сигналов.

**Окно программы содержит два поля:** левое и правое.

На рисунке 1.9 приведено окно программы с указанием номеров позиций, используемых для ввода и измерения параметров временных и спектральных характеристик сигналов, а также для установки режимов анализа.

Для получения справки нажмите клавишу «Н».

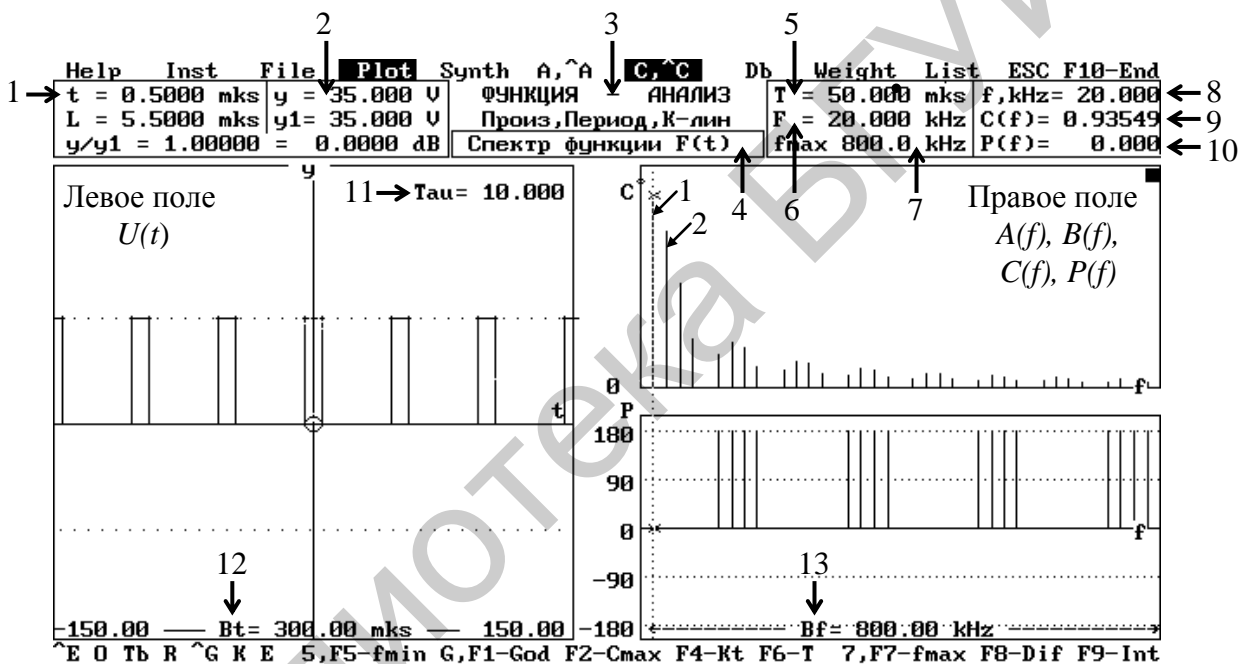


Рисунок 1.9

### Левое поле

Оно представляет собой экран виртуального цифрового осциллографа и предназначено для наблюдения, построения, изменения и измерения параметров временных характеристик сигналов  $U(t)$ .

Для построения, изменения и измерения параметров в контролируемой точке временных характеристик сигналов используется **измерительная линия с маркером** (перекрестие).

**Перемещение измерительной линии по оси времени** осуществляется нажатием клавиш «←» (влево) и «→» (вправо), а с **меньшим шагом** – при удерживании клавиши «Ctrl».



**Установка маркера по оси напряжения** осуществляется нажатием клавиш «↑» (вверх) и «↓» (вниз), а с **меньшим шагом** – нажатием клавиш «PageUp» (вверх) и «PageDown» (вниз), при удерживании клавиши «Ctrl».

**Для установки маркера измерительной линии в заданную точку координат:** нажать клавишу «Т» и ввести координату времени (см. рисунок 1.9, позиция 4), затем нажать «Enter»; нажать клавишу «У» и ввести координату напряжения (позиция 4), затем нажать «Enter».

**Стирание** временных характеристик осуществляется нажатием клавиши «Ctrl + E».

Знак «O» отображает контролируемый или вводимый узел функции  $U(t)$ .

#### *Правое поле*

Оно представляет собой условно экран виртуального цифрового спектроанализатора и предназначено для наблюдения, изменения и измерения параметров спектральных характеристик сигналов  $S(j\omega)$ .

Измерительная линия **автоматически** появляется в этом поле после нажатия клавиши «А» (или «С»), включающей режим спектрального анализа сигнала.

**Перемещение измерительной линии по оси частот** осуществляется нажатием клавиш «←» (влево) и «→» (вправо), а с **меньшим шагом** – при удерживании клавиши «Ctrl».

**Переход с правого поля на левое и обратно** осуществляется клавишей «Tab» или нажатием клавиш «А», «С» и «Р».

При необходимости повторным нажатием клавиш «Р», «А», «С», «S» и «O» можно **обновлять** наблюдаемые графики.

#### **Программа SAS позволяет:**

- строить, рассчитывать, наблюдать, изменять и измерять временные функции периодических и непериодических видео- и радиосигналов;
- рассчитывать, наблюдать, изменять и измерять действительную и мнимую части, модуль и фазу спектра периодических и непериодических видео- и радиосигналов;
- рассчитывать, наблюдать, изменять и измерять спектры производных и интегралов от функции сигнала;
- наблюдать и измерять распределение энергии в спектре сигналов (теорема Парсеваля);
- наблюдать годографы спектров на плоскости и в пространстве, а также динамику их изменения в заданном частотном диапазоне спектра;
- осуществлять синтез сигналов по спектру, наблюдать, измерять и сравнивать сигналы, синтезированные по заданным частотным полосам (вплоть до отдельных гармоник) или изменениям исходных спектров.

### **1.3 Порядок выполнения работы**

Работа выполняется в соответствии с заданным вариантом. Запишите требуемые для его выполнения данные, приведенные в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Варианты данных для выполнения

Но- мер вари- анта	$U_T(t)$	$U_{VI}(t)$		$U_{AM}(t)$	$U_{RI}(t)$	$U_{ЧМ}(t)$
	Имя файла	Имя файла	$K_t$ , раз	Имя файла	Имя файла	Имя файла
1	M125K	VI10K10	1,2	AM40K20	RI10K10	FM20B0'3
2	M20K	VI10K5	1,4	AM40K90	RI10K5	FM20B0'4
3	M250K	VI20K10	0,8	AM80K20	RI20K10	FM20B1'5
4	M25K	VI20K5	1,2	AM80K90	RI20K5	FM20B2'4
5	M320K	VI10K5	0,8	AM40K20	RI10K10	FM20B3'8
6	M32K	VI10K10	1,4	AM40K90	RI10K5	FM40B0'3
7	M40K	VI20K10	1,2	AM80K20	RI20K10	FM40B1'5
8	M50K	VI20K5	1,4	AM80K90	RI20K5	FM40B2'4
9	M100K	VI10K10	0,8	AM40K20	RI10K10	FM40B3'8
10	M10K	VI20K10	1,4	AM40K90	RI20K5	FM20B0'3

*Смысловое значение имени файла*

M20K – гармонический сигнал с частотой 20 кГц.

VI10K5 – видеоимпульсы с частотой 10 кГц и длительностью 5 мкс.

AM40K20 – амплитудно-модулированный сигнал с частотой модуляции 40 кГц и коэффициентом модуляции  $m = 20\%$ .

RI10K5 – радиоимпульсы с частотой 10 кГц и длительностью 5 мкс.

FM20B2'4 – частотно-модулированный сигнал с частотой модуляции 20 кГц и индексом модуляции  $\beta = 2,4$ .

*Запуск программы*

Запустите программу SAS с помощью ярлыка «СпектрИС» из папки «Часть1», находящейся в папке «ИСиФУиО».

### **1.3.1 Анализ временных и спектральных характеристик видеосигналов**

*Анализ характеристик периодического гармонического (однотонального) сигнала*

Для доступа к библиотеке DATA, содержащей файлы с данными сигналов, нажмите «F». На экране появится подменю работы с файлами данных и содержание библиотеки DATA. Для вызова анализируемого сигнала нажмите «2» и наберите заданное имя файла для  $U_T(t)$ .

#### **Примечания**

1 Для исправления ошибок при наборе имени файла используйте клавишу «←» – стирание символа слева от курсора. Нажмите «Enter» и ждите появления сообщения «Файл имя.DAT вызван».

2 При ошибочном вызове другого или отсутствующего файла повторите вызов нажатием «2» и набором имени требуемого файла.

Для возврата в основное меню нажмите «5», а затем для наблюдения осциллограммы (графика) временной функции сигнала нажмите «Р». На поле осциллографа появится изображение сигнала  $U_{\Gamma}(t)$  и измерительная линия с маркером.

Зарисуйте график сигнала.

Измерьте амплитуду сигнала  $U_m$ . Для этого, перемещая маркер клавишами «↑ ↓» и «← →», установите его в точку, соответствующую амплитуде  $U_m$  функции сигнала, запишите полученное значение (позиция 2).

Для анализа комплексного спектра сигнала нажмите клавишу «А». На поле спектроанализатора появятся спектрограммы (графики) в виде спектральных линий (гармоник) напряжения: верхний график – действительной, нижний – мнимой составляющей спектра. Измерительная линия автоматически перемещается на поле спектроанализатора.

Для наблюдения спектра в положительной (физической) области частот нажмите клавишу буквы «О» и зарисуйте наблюдаемые графики.

Нажмите клавишу «С». Отобразится график спектра модуля амплитуд напряжения гармоник (верхний) и спектра их фаз (нижний). Зарисуйте наблюдаемые графики. Запишите значения периода  $T$  (позиция 5) и частоты  $F$  (позиция 6) сигнала  $U_{\Gamma}(t)$ .

Перемещая измерительную линию (маркер) клавишами «←» и «→», установите её на наблюдаемую спектральную линию (гармонику). Запишите ее частоту  $f$  (позиция 8), относительную амплитуду  $C(f)$  (позиция 9) и фазу  $P(f)$  (позиция 10).

Нажмите клавишу «F2», запишите напряжение  $C_{\max}$  (позиция 4).

Учитывая, что спектр комплексный и содержит составляющие на частотах плюс и минус  $f$ , определите амплитуду напряжения гармоники как

$$U_m(f) = 2 \cdot C_{\max}. \quad (1.40)$$

Нанесите измеренные временные параметры сигнала и его спектра на соответствующие рисунки графиков. Сравните значение  $U_m(f)$  с  $U_m$ . Объясните полученные результаты.

Нажатием клавиши «Р» перейдите на поле сигнала.

*Анализ характеристик полигармонического (многотонального) сигнала в виде периодической последовательности и одиночного прямоугольных импульсов*

Для вызова анализируемого сигнала нажмите «F», затем «2». Наберите имя заданного файла  $U_{v\Gamma}(t)$  и нажмите «Enter». После вызова требуемого файла сигнала нажмите «5», а затем «Р». Зарисуйте график сигнала.

Измерьте амплитуду импульсов  $U_m$ . Для этого установите маркер клавишами «↑», «↓» и «←», «→» в точку, соответствующую амплитуде  $U_m$  функции сигнала, запишите полученное значение (позиция 2).

Измерьте длительность импульсов  $\tau_{и}$ . Для этого, устанавливая маркер клавишами «←», «→» в точку начала  $t_{н}$  и конца  $t_{к}$  любого импульса, снимите

показания в позиции 1. Рассчитайте значение  $\tau_{и} = t_{к} - t_{н}$  и сравните с выводимым в позиции 11. Рассчитайте ширину спектра сигнала, определяемую по первому нулю в огибающей спектра, как  $\Delta f_{с} = 1/\tau_{и}$ .

Для анализа действительной и мнимой частей спектра сигнала нажмите «А», затем буквенную клавишу «О». Зарисуйте наблюдаемые графики.

Для анализа спектра модуля амплитуд и спектра фаз нажмите «С». Зарисуйте наблюдаемые графики. Запишите значения периода  $T$  (позиция 5) и частоты  $F$  (позиция 6) сигнала  $U_{v}(t)$ .

Перемещая маркер клавишами «←», «→», измерьте и запишите частоты первой  $f_1$  и второй  $f_2$  гармоник спектра (позиция 8). Рассчитайте значение частотного интервала между гармониками спектра  $\Delta F = f_2 - f_1$ .

Измерьте ширину спектра сигнала  $\Delta f_{с}$ , ограниченную верхней частотой  $f_{в}$ . Для этого установите маркер на частоту, соответствующую первому обращению в нуль огибающей амплитуд гармоник, запишите значение  $f_{в}$  (позиция 8). Ширина спектра сигнала  $\Delta f_{с} = f_{в}$ , сравните ее с рассчитанным значением через  $\tau_{и}$ .

Нажмите клавишу «F2», запишите напряжение  $C_{max}$  (позиция 4) – максимальное значение составляющей спектра.

Определите абсолютное значение постоянной составляющей спектра  $U_0$ :

$$U_0 = C_{max} \cdot C(f=0), \quad (1.41)$$

где  $C(f=0)$  – относительное значение составляющей на частоте  $f=0$ .

Измерьте величину полной энергии сигнала  $E$ , а также энергию  $E(f_{в})$ , содержащуюся в полосе частот от 0 до  $f_{в}$ . Для этого нажмите «Е», на правом поле отобразится график распределения по спектру относительного значения энергии сигнала  $E(f)/E$ . Установите маркер на частоту  $f_{в}$  и запишите значение  $E_{в}(f)/E$  (позиция 4). Нажмите «F2» и запишите значение полной энергии сигнала  $E$  (позиция 4). Рассчитайте абсолютное значение энергии сигнала в полосе частот от 0 до  $f_{в}$  как  $E(f_{в}) = E \cdot [E(f_{в})/E]$ .

Нанесите измеренные временные параметры сигнала и его спектра на соответствующие рисунки графиков. Объясните полученные результаты.

Нажатием клавиши «Р» перейдите на поле сигнала. Измените длительность импульсов  $\tau_{и}$  данного сигнала. Для этого нажмите «F4», введите в позицию 4 заданное значение  $K_t$  и нажмите «Enter». Нажмите «Р». Запишите значение  $\tau_{и}$ , равное  $T_{au}$  в позиции 11. Рассчитайте ширину спектра сигнала, определяемую по первому нулю в огибающей спектра как  $\Delta f_{с} = 1/\tau_{и}$ .

Для анализа спектра сигнала нажмите «С».

Измерьте ширину спектра сигнала  $\Delta f_{с}$  и величину полной энергии сигнала  $E$ , а также энергию  $E(f_{в})$ , содержащуюся в полосе частот от 0 до  $f_{в}$ , ограниченную частотой  $f_{в}$ , как делали для исходного сигнала.

Сравните параметры измененного сигнала и его спектра с параметрами, полученными для исходного сигнала. Объясните полученные результаты.

Нажатием клавиши «Р» перейдите на поле сигнала. Выполните синтез сигнала по спектру, заданному в полосе частот от 0 до частоты  $f_B$ , которая соответствует первому обращению в нуль огибающей амплитуд гармоник. Для этого нажмите «S», затем «С». Установите маркер на частоту  $f_B$ , нажмите «2» (белая полоса показывает заданную полосу частот спектра) и затем «Enter». На левом поле появляется синтезированный сигнал, совмещенный с исходным сигналом.

Зарисуйте графики сигналов.

Сравните временные и спектральные параметры синтезированного и исходного сигналов. Объясните полученные результаты.

Нажатием клавиши «Р» перейдите на поле сигнала. Преобразуйте данный сигнал в непериодический (одиночный импульс) последовательным нажатием клавиш «I», «F2» и «Р». Это изменение отображается в позиции 3. Зарисуйте график сигнала.

Для анализа спектральной плотности напряжения действительной и мнимой частей спектра сигнала нажмите «А». Зарисуйте наблюдаемые графики спектральной плотности.

Для анализа спектральной плотности модуля напряжения и фазы нажмите «С». Зарисуйте наблюдаемые графики.

Измерьте ширину спектра сигнала  $\Delta f_c$ , ограниченную частотой  $f_B$ . Для этого установите маркер на частоту, соответствующую первому минимуму спектральной плотности модуля напряжения, запишите значение  $f_B$  (позиция 8). Ширина спектра сигнала  $\Delta f_c = f_B$ .

Нажмите клавишу «F2», запишите значение спектральной плотности  $C_{\max}$  (позиция 4). Рассчитайте соответствующее ей напряжение постоянной составляющей  $U_0$  для случая периодического сигнала как

$$U_0 = 2 \cdot C_{\max} / T, \quad (1.42)$$

сравните его с полученным значением  $U_0$  в предыдущем случае.

Измерьте величину полной энергии сигнала  $E$ . Для этого нажмите «Е», а затем «F2» и запишите значение  $E$  (позиция 4).

Сравните временные и спектральные параметры одиночного импульса с параметрами периодической последовательности импульсов. Объясните полученные результаты. Нажатием клавишу «Р» и перейдите на поле сигнала.

### **1.3.2 Анализ временных и спектральных характеристик радиосигналов**

#### *Анализ характеристик однотонального АМ-сигнала*

Для вызова анализируемого сигнала нажмите «F», затем «2». Наберите имя заданного файла  $U_{AM}(t)$  и нажмите «Enter». После вызова требуемого файла сигнала нажмите «5», а затем «Р». Зарисуйте график сигнала.

Определите значение коэффициента модуляции  $m$ . Для этого, перемещая маркер клавишами «↑», «↓» и «←», «→», совместите его с точкой максималь-

ной  $U_{\max}$  и затем минимальной  $U_{\min}$  амплитуды сигнала, запишите полученные значения (позиция 2). Рассчитайте значение коэффициента модуляции как

$$m = (U_{\max} - U_{\min}) / (U_{\max} + U_{\min}). \quad (1.43)$$

Для анализа действительной и мнимой частей спектра сигнала нажмите «А», затем буквенную клавишу «О». Зарисуйте наблюдаемые графики.

Для анализа спектра модуля амплитуд и спектра фаз нажмите «С». Зарисуйте наблюдаемые графики. Запишите значения периода  $T$  (позиция 5) и частоты  $F$  (позиция 6) огибающей амплитуды  $U_{AM}(t)$  (модулирующего сигнала).

Перемещая маркер клавишами «←» и «→», измерьте и запишите частоты несущего колебания  $f_0$ , нижней  $f_{н.б}$  и верхней  $f_{в.б}$  боковых составляющих (позиция 8), а также их относительные амплитуды  $C(f_0)$ ,  $C(f_{н.б})$  и  $C(f_{в.б})$  (позиция 9). Нажмите «F2», запишите напряжение  $C_{\max}$  (позиция 4) – максимальное значение составляющей спектра.

Рассчитайте значение частотного интервала между гармониками спектра  $\Delta F = f_0 - f_{н.б}$  и ширины спектра сигнала  $\Delta f_c = f_{в.б} - f_{н.б}$ . Рассчитайте по составляющим спектра значение коэффициента модуляции как

$$m = 2 \cdot C(f_{в.б}) / C(f_0) \quad (1.44)$$

и сравните его с рассчитанным выше значением по временной функции.

Нанесите измеренные временные параметры сигнала и его спектра на соответствующие рисунки графиков. Объясните полученные результаты.

Нажатием клавиши «Р» перейдите на поле сигнала.

*Анализ характеристик многотонального АМ-сигнала (периодической последовательности радиоимпульсов)*

Для вызова анализируемого сигнала нажмите «F», затем «2». Наберите имя заданного файла  $U_{RI}(t)$  и нажмите «Enter». После вызова требуемого файла сигнала нажмите «5», а затем «Р». Зарисуйте график сигнала.

Измерьте амплитуду импульсов  $U_m$ . Для этого установите маркер клавишами «↑», «↓» и «←», «→» в точку, соответствующую амплитуде  $U_m$  функции сигнала, запишите полученное значение (позиция 2).

Измерьте длительность импульсов  $\tau_{и}$ . Для этого, устанавливая маркер клавишами «←» и «→» сначала в точку начала  $t_{н}$  и конца  $t_{к}$  любого импульса, снимите показания в позиции 1. Рассчитайте значение  $\tau_{и} = t_{к} - t_{н}$  и сравните с выводимым в позиции 11. Рассчитайте ширину спектра сигнала, определяемую между левым и правым нулями огибающей центрального «лепестка» спектра как  $\Delta f_c = 2/\tau_{и}$ .

Для анализа спектра модуля амплитуд и спектра фаз нажмите «С», затем «О». Зарисуйте наблюдаемые графики. Запишите значения периода  $T$  (позиция 5) и частоты  $F$  (позиция 6) импульсного сигнала  $U_{RI}(t)$ .

Перемещая маркер клавишами «←» и «→», измерьте и запишите частоты составляющих спектра: несущего колебания  $f_0$  (центральная), первой составля-

ющей от  $f_0$  слева ( $f_{1H}$ ) и справа ( $f_{1B}$ ) (позиция 8), а также их относительные амплитуды  $C(f_0)$ ,  $C(f_{1H})$  и  $C(f_{1B})$  (позиция 9). Нажмите «F2», запишите напряжение  $C_{\max}$  (позиция 4) – максимальное значение составляющей спектра.

Определите значение частотного интервала между гармониками спектра  $\Delta F = f_0 - f_{1H}$ .

Измерьте ширину спектра сигнала, ограниченную частотами левого  $f_{H.б}$  и правого  $f_{B.б}$  нулей огибающей центрального «лепестка» спектра.

Для этого установите маркер клавишами «←» и «→» в соответствующие точки спектра и запишите значения  $f_{H.б}$  и  $f_{B.б}$  (позиция 8). Ширина спектра сигнала  $\Delta f_c = f_{B.б} - f_{H.б}$ , сравните с рассчитанным выше значением через  $\tau_i$ .

Нанесите измеренные временные параметры сигнала и его спектра на соответствующие рисунки графиков. Объясните полученные результаты. Сравните спектры сигналов  $U_{RI}(t)$  и  $U_{VI}(t)$ , сделайте вывод.

Нажатием клавиши «P» перейдите на поле сигнала.

#### *Анализ характеристик однотонального ЧМ-сигнала*

Для вызова анализируемого сигнала нажмите «F», затем «2». Наберите имя заданного файла  $U_{ЧМ}(t)$  и нажмите «Enter». После вызова требуемого файла сигнала нажмите «5», а затем «P». Зарисуйте график сигнала.

Измерьте амплитуду сигнала  $U_m$ . Для этого установите маркер клавишами «↑», «↓» и «←», «→» в точку, соответствующую амплитуде  $U_m$  функции сигнала, запишите полученное значение (позиция 2).

Определите значение минимального текущего периода ЧМ-сигнала. Для этого нажмите клавишу «j», наберите в позиции 4 значение  $j = 2$  и нажмите «Enter». Запишите значение  $t(2)$  (позиция 8 или 1).

Для анализа действительной и мнимой частей спектра сигнала нажмите «A», затем «O». Зарисуйте наблюдаемые графики.

Запишите значения периода  $T$  (позиция 5) и частоты  $F$  (позиция 6) модулирующего сигнала. Для анализа спектра модуля амплитуд и спектра фаз нажмите «C».

Перемещая маркер клавишами «←» и «→», измерьте и запишите частоты и фазы всех составляющих спектра с относительной амплитудой  $C(f)$  не менее 0,1 (позиция 9):  $f_{H.б}$  (нижних боковых),  $f_0$  (несущего колебания – центрального) и  $f_{B.б}$  (верхних боковых) в позиции 8, а также  $P(f_{H.б})$ ,  $P(f_0)$  и  $P(f_{B.б})$  в позиции 10.

Определите следующие значения: частотного интервала  $\Delta F$  между соседними гармониками спектра; девиации частоты  $\Delta f_d = [0,5 / t(2)] - f_0$ ; индекса модуляции  $\beta = \Delta f_d / F$ ; ширины спектра сигнала  $\Delta f_c = 2F(\beta + 1)$  и  $\Delta f_c = f_{B.б} - f_{H.б}$ , где  $f_{B.б}$  и  $f_{H.б}$  – частоты, соответствующие значению  $C(f) \approx 0,1$  (позиция 9). Сравните полученные значения  $\Delta f_c$ .

Нанесите измеренные временные параметры сигнала и его спектра на соответствующие рисунки графиков. Объясните полученные результаты.

## 1.4 Контрольные вопросы

- 1 Что такое спектр сигнала, какие у него характеристики и параметры?
- 2 Чем отличаются спектры периодических сигналов от спектров непериодических? Объяснить принцип работы спектроанализатора.
- 3 От чего зависят расстояния между спектральными линиями и ширины спектра сигналов?
- 4 В чем различие спектров видео- и радиосигналов?
- 5 От чего зависит ширина центрального «лепестка» в спектре прямоугольного радиоимпульса?
- 6 Какие спектры у однотонового и многотонового АМ-сигнала, чем они отличаются и как определяется их ширина?
- 7 Какой показатель зависит от коэффициента модуляции во временной функции и в спектре АМ-сигнала?
- 8 Что такое девиация частоты и как определяется индекс частотной модуляции?
- 9 От чего зависит ширина спектра ЧМ-сигнала, как она определяется при индексе модуляции  $\beta \ll 1$ ,  $\beta > 1$  и  $\beta \gg 1$ ?
- 10 При каком индексе модуляции в спектре ЧМ-колебания с тональной модуляцией отсутствуют несущая и первая пара боковых частот?
- 11 Чем отличаются спектры однотонового и многотонового ЧМ-сигнала?

### Литература

- 1 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. В 3 ч. Ч. 1 : Измерительные сигналы : учеб.-метод. пособие / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 2013. – С. 11–46, 53–58, 60–70.
- 2 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 2010. – С. 16–109, 423–444.
- 3 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2005. – С. 16–135.



## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

**Цель работы:** изучить условия прохождения видео- и радиосигналов через линейные цепи и возникающие при этом искажения.

### 2.1 Краткие теоретические сведения

Передача измерительной информации на сравнительно небольшие расстояния осуществляется с помощью видеосигналов различной формы (прямоугольные, треугольные и т. д.). В случае передачи информации на большие расстояния используются радиосигналы с различными видами модуляции (амплитудной, частотной и т. д.). Для передачи перечисленных сигналов применяются линейные цепи, состоящие из сочетания линейных элементов: резисторов ( $R$ ), конденсаторов ( $C$ ), индуктивностей ( $L$ ), образующих  $RC$ -,  $RL$ -цепи или  $LC$ -колебательный контур. В зависимости от того, какие из перечисленных цепей применяются для передачи информации, в них возникают те или иные искажения сигналов. Зная условия прохождения измерительных сигналов через указанные цепи, можно устранить или существенно снизить уровень этих искажений.

Во многих измерительных цепях можно выделить простейшие цепи, называемые *дифференцирующими* и *интегрирующими*.

#### 2.1.1 Прохождение прямоугольных видео- и радиоимпульсов через дифференцирующие и интегрирующие цепи

Рассмотрим  $RC$ -цепь (рисунок 2.1, *a*), в которой выходным сигналом  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  является напряжение на резисторе  $R$ .



Рисунок 2.1

Дифференциальное уравнение для такой цепи можно записать в виде

$$Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = U_{\text{ВХ}}(t). \quad (2.1)$$

Из (2.1) напряжение  $U_{\text{ВХ}}(t) = Ri(t)$  будет равно

$$\tau_0 U_{\text{ВЫХ}}(t) + \int U_{\text{ВЫХ}}(t) dt = \tau_0 U_{\text{ВХ}}(t), \quad (2.2)$$

где  $\tau_0 = RC$  – постоянная времени  $RC$ -цепи.

При условии, что  $\tau_0$  мало, в (2.2) можно пренебречь первым слагаемым. Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) \cong \tau_0 \frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt}. \quad (2.3)$$

Из (2.3) следует, что при условии малости  $\tau_0$  напряжение на резисторе  $R$  пропорционально производной входного сигнала, то есть при малой величине  $\tau_0 = RC$  данная цепь является **дифференцирующей**.

Выполнение условия (2.3) зависит не только от параметров цепи, но и от характеристик входного сигнала, для чего воспользуемся частотным методом анализа.

Согласно теоремам о преобразовании спектров сигналов имеем:

– для дифференцирующей цепи

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = S_{\text{ВХ}}(j\omega)\tau_0 j\omega, \quad \text{то есть } K(j\omega) = \tau_0 j\omega; \quad (2.4)$$

– для интегрирующей цепи

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = S_{\text{ВХ}}(j\omega)(1/\tau_0 j\omega), \quad \text{то есть } K(j\omega) = 1/\tau_0 j\omega, \quad (2.5)$$

где  $S_{\text{ВЫХ}}(j\omega)$ ,  $S_{\text{ВХ}}(j\omega)$  – соответственно спектры сигналов  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  и  $U_{\text{ВХ}}(t)$ ;

$K(j\omega)$  – коэффициент передачи цепи.

Для дифференцирующей цепи (см. рисунок 2.1, а) коэффициент передачи цепи равен

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{U_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + 1/(j\omega\tau_0)}. \quad (2.6)$$

Из (2.6) следует, что амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики определяются как

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(\omega \cdot \tau_0)^2}} - \text{АЧХ}; \quad (2.7)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{1}{\omega \cdot \tau_0}\right) - \text{ФЧХ}. \quad (2.8)$$

На рисунке 2.2 показаны графики АЧХ (рисунок 2.2, а) и ФЧХ (рисунок 2.2, б) для дифференцирующей цепи. Граничная частота полосы пропускания  $RC$ -цепи  $\omega_{\text{ГР}}$  по уровню 0,707 равна  $\omega_{\text{ГР}} = 1/\tau_0$ .

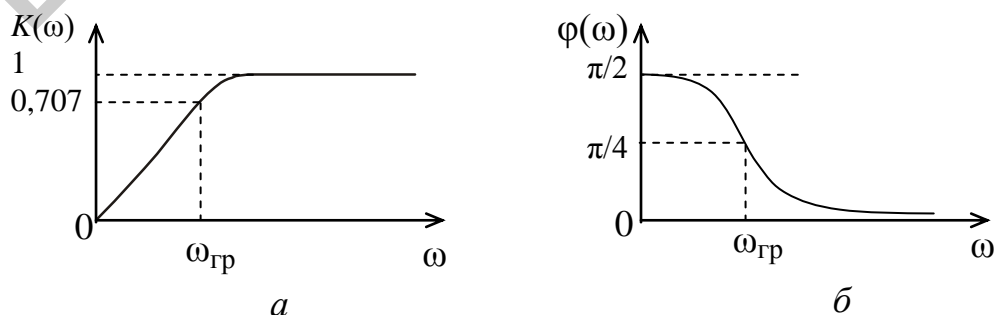


Рисунок 2.2

Анализ выражения (2.6) показывает, что если  $\tau_0 \omega \ll 1$ , то  $K(j\omega) \cong \tau_0 j\omega$ , что соответствует коэффициенту передачи дифференцирующей цепи (2.4) в той области частот, где сосредоточена основная доля энергии сигнала. В этом случае верхняя частота в спектре сигнала  $f_B \ll f_{гр}$ , а  $f_{гр} = 1/(2\pi\tau_0)$ .

Интегрирующая RC-цепь имеет электрическую схему, показанную на рисунке 2.3, а.

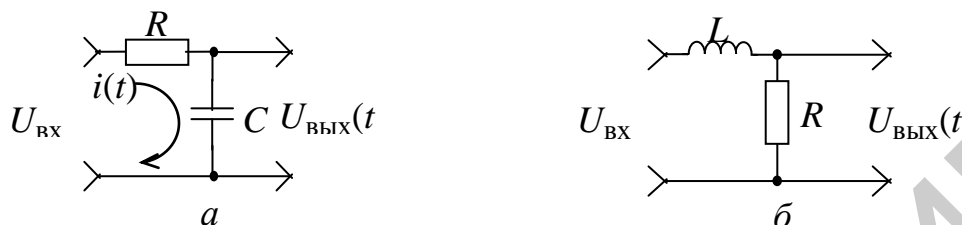


Рисунок 2.3

В этом случае дифференциальное уравнение имеет вид

$$\tau_0 \frac{dU_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt} + U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t). \quad (2.9)$$

Если в (2.9)

$$\tau_0 \frac{dU_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt} \gg U_{\text{ВЫХ}}(t),$$

то

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) \cong \frac{1}{\tau_0} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt \quad (2.10)$$

и такая цепь называется **интегрирующей**.

Для интегрирующей цепи (см. рисунок 2.3, а)

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{U_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_0}. \quad (2.11)$$

Тогда из (2.11) следует, что

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_0)^2}}, \quad \varphi(\omega) = -\text{arctg}(\omega\tau_0). \quad (2.12)$$

На рисунке 2.4 показаны соответственно графики АЧХ (рисунок 2.4, а) и ФЧХ (рисунок 2.4, б).

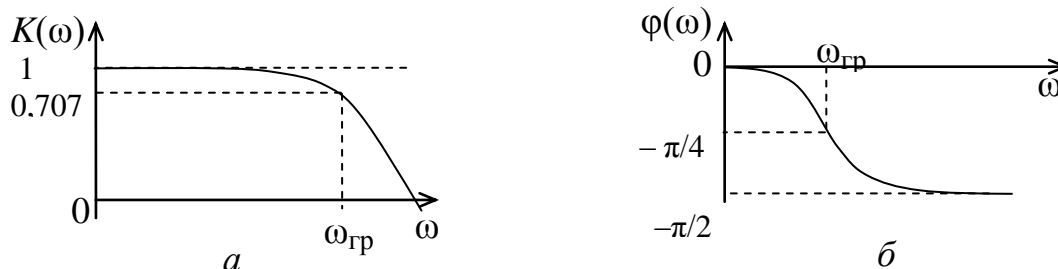


Рисунок 2.4

Из выражения (2.11) следует, что при  $\tau_0 \omega \gg 1$   $K(j\omega) \cong 1/(j\tau_0 \omega)$ , что соответствует процессу интегрирования (2.5). Приближенное интегрирование выполняется тем точнее, чем значительнее относительная доля высокочастотных компонент в спектре входного сигнала, то есть необходимо, чтобы выполнялось условие  $f_B \gg f_{Гр}$ .

Как известно, напряжения на элементах  $RC$ -цепи изменяются следующим образом:

$$U_R(t) = E e^{-t/\tau_0}, U_C(t) = E \left(1 - e^{-t/\tau_0}\right). \quad (2.13)$$

Графики их зависимостей показаны на рисунке 2.5, из которого следует, что время нарастания напряжения на конденсаторе  $t_H = 2,3\tau_0$ .

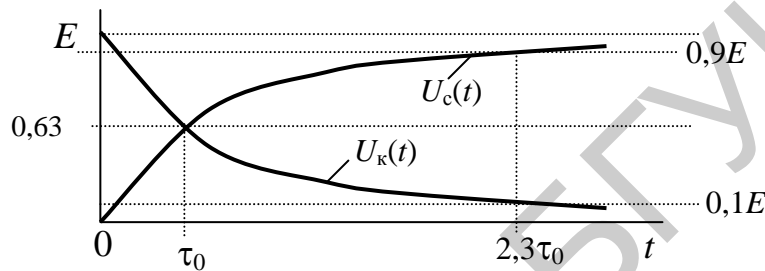


Рисунок 2.5

Представим входной прямоугольный импульс в виде (рисунок 2.6, а)

$$U(t) = E[1(t) - 1(t - t_H)]. \quad (2.14)$$

Из теории цепей известно, что импульсная характеристика (ИХ) для дифференцирующей  $RC$ -цепи равна

$$h(t) = \delta(t) - \frac{1}{\tau_0} e^{-t/\tau_0} 1(t). \quad (2.15)$$

Поскольку выходной сигнал  $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_C(t)$ , то в соответствии с методом интеграла Дюамеля

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(t) &= \int_0^t U_{\text{ВХ}}(\tau) h(t - \tau) d\tau = E \int_0^t [1(\tau) - 1(\tau - t_H)] \left[ \delta(t - \tau) - \frac{1}{\tau_0} e^{-(t-\tau)/\tau_0} \right] d\tau = \\ &= E e^{-t/\tau_0} 1(t) - E e^{-(t-t_H)/\tau_0} 1(t - t_H). \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$U_R(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ E e^{-t/\tau}, & 0 < t < t_H; \\ E e^{-t/\tau} - E e^{-(t-t_H)/\tau}, & t > t_H. \end{cases}$$

Результаты для трех значений  $\tau_0$  показывают (рисунок 2.6, б), что форма сигнала на выходе дифференцирующей  $RC$ -цепи тем ближе к производной от входного сигнала, чем меньше значение  $\tau_0$  в сравнении с  $t_H$  или когда  $f_B = 1/t_H$ ,  $\tau_0 \ll 1/(2\pi f_B)$ . Эта цепь как бы «укорачивает» импульсный сигнал. При  $f_B \gg f_{Гр}$  цепь не оказывает влияния на сигнал за исключением устранения постоянной составляющей и используется в качестве разделительной цепи по постоянному току.

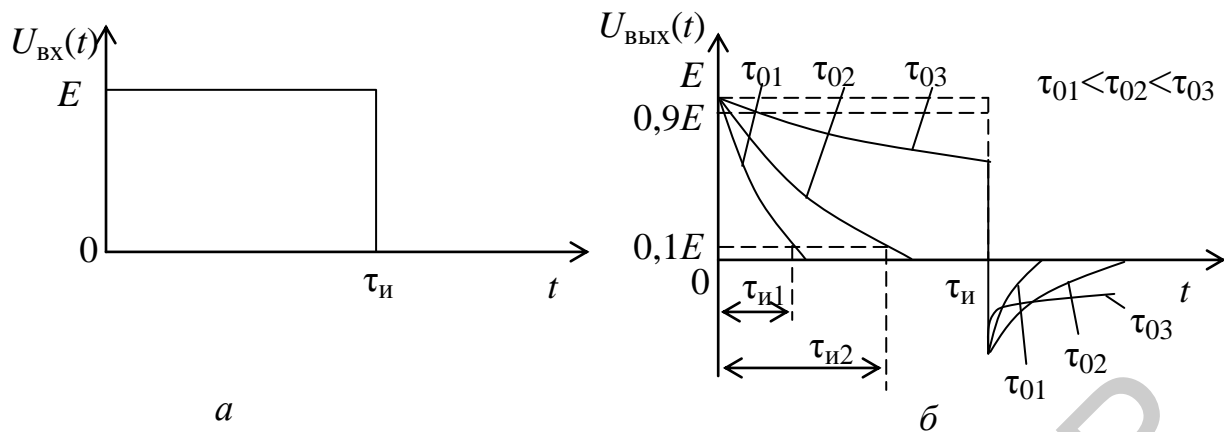


Рисунок 2.6

Для интегрирующей  $RC$ -цепи

$$h(t) = \frac{1}{\tau_0} e^{-t/\tau_0} 1(t); \quad (2.17)$$

$$U_{\text{вых}}(t) = E \int_0^t [1(\tau) - 1(\tau - t_{\text{и}})] \left[ \frac{1}{\tau_0} e^{-t/\tau_0} \right] d\tau = \quad (2.18)$$

$$= E(1 - e^{-t/\tau_0}) 1(t) - E(1 - e^{-(t+t_{\text{и}})/\tau_0}) 1(t - t_{\text{и}}).$$

$$U_C(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ E(1 - e^{-t/\tau}), & 0 < t < t_{\text{и}}; \\ E(1 - e^{-t/\tau}) - E(1 - e^{-(t-t_{\text{и}})/\tau}), & t > t_{\text{и}}. \end{cases}$$

Результаты для трех значений  $\tau_0$  показывают (рисунок 2.7, б), что форма сигнала на выходе интегрирующей  $RC$ -цепи тем ближе к интегралу от входного сигнала, чем больше значение  $\tau_0$  в сравнении с  $t_{\text{и}}$  или когда  $f_{\text{в}} = 1/t_{\text{и}}$   $\tau_0 \gg 1/(2\pi f_{\text{в}})$ . Эта цепь как бы «удлиняет» импульсный сигнал. При  $f_{\text{в}} \ll f_{\text{гр}}$  ( $\tau_0/t_{\text{и}} < 0,03$ ) выходной сигнал близок к входному

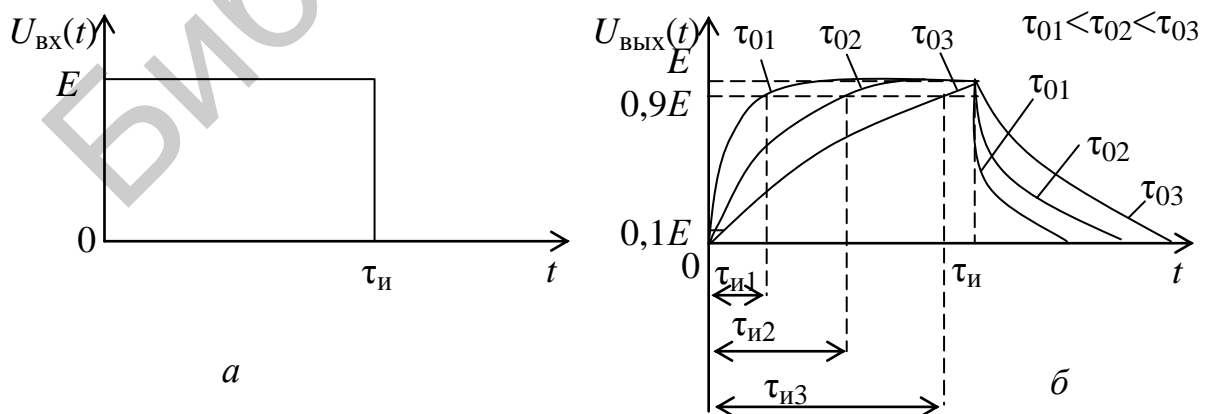


Рисунок 2.7

Аналогичные результаты можно получить, используя  $RL$ -цепи. Так, заменяя  $C$  на  $L$  (рисунки 2.1, б и 2.3, б) соответственно, получим интегрирующую и дифференцирующую  $RL$ -цепи.

При прохождении АМ-сигнала с прямоугольной огибающей (прямоугольные радиоимпульсы) форма его огибающей на выходе изменяется в соответствии с формой прямоугольного видеоимпульса в случае прохождения его через интегрирующую  $RC$ -цепь.

### 2.1.2 Прохождение амплитудно-модулированного сигнала через узкополосную резонансную цепь

Узкополосной резонансной цепью является колебательный контур (рисунок 2.8, а), который характеризуется отношением  $2\Delta\omega \ll \omega_p$ , где  $2\Delta\omega$  – полоса пропускания резонансной цепи на уровне 0,707;  $\omega_p$  – резонансная частота колебательного контура (рисунок 2.9, а).

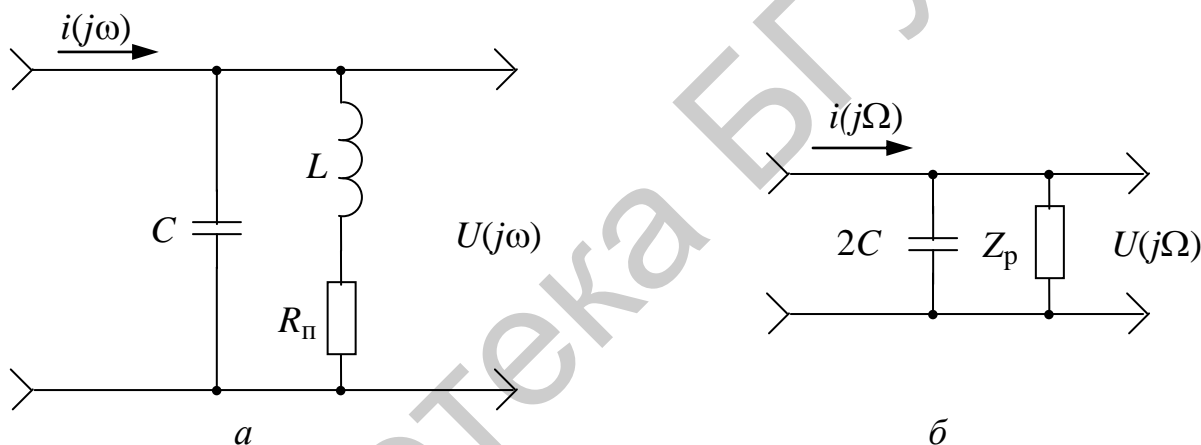


Рисунок 2.8

Для анализа прохождения АМ-сигналов используется метод «огибающей», который позволяет использовать приближенный анализ прохождения комплексной огибающей сигнала через эквивалентную низкочастотную  $RC$ -цепь (рисунок 2.8, б). Чем уже спектр входного сигнала, тем точнее такой анализ.

Сопротивление резонансной цепи в виде *параллельного LC*-контура

$$Z(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{i(j\omega)} = \frac{Z_p}{1 + j(\omega - \omega_p)\tau_k}, \quad (2.19)$$

где  $Z_p = \frac{\rho^2}{R_{\Pi}} = \frac{L}{R_{\Pi}C}$  – активное резонансное сопротивление;

$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  – резонансная частота;

$\tau_k = 2Q/\omega_p = 2CZ_p$  – постоянная времени контура;

$Q = \rho / R_{\Pi} = \omega_p L / R_{\Pi} = \omega_p / 2\Delta\omega$  – добротность колебательного контура;

$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  – характеристическое (волновое) сопротивление контура.

Фазочастотная характеристика определяется как

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}(\xi Q), \quad (2.20)$$

где  $\xi = \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}$  – обобщенная расстройка.

Обозначая  $\omega - \omega_p = \Omega$ , можно записать  $Z(j\Omega) = \frac{Z_p}{1 + j\Omega\tau_k}$ .

Тогда амплитудно-частотная характеристика

$$Z(\Omega) = \frac{Z_p}{\sqrt{1 + (\Omega\tau_k)^2}}; \quad (2.21)$$

а ФЧХ

$$\varphi(\Omega) = -\text{arctg}(\Omega\tau_k). \quad (2.22)$$

АЧХ и ФЧХ резонансного колебательного контура показаны на рисунке 2.9, б.

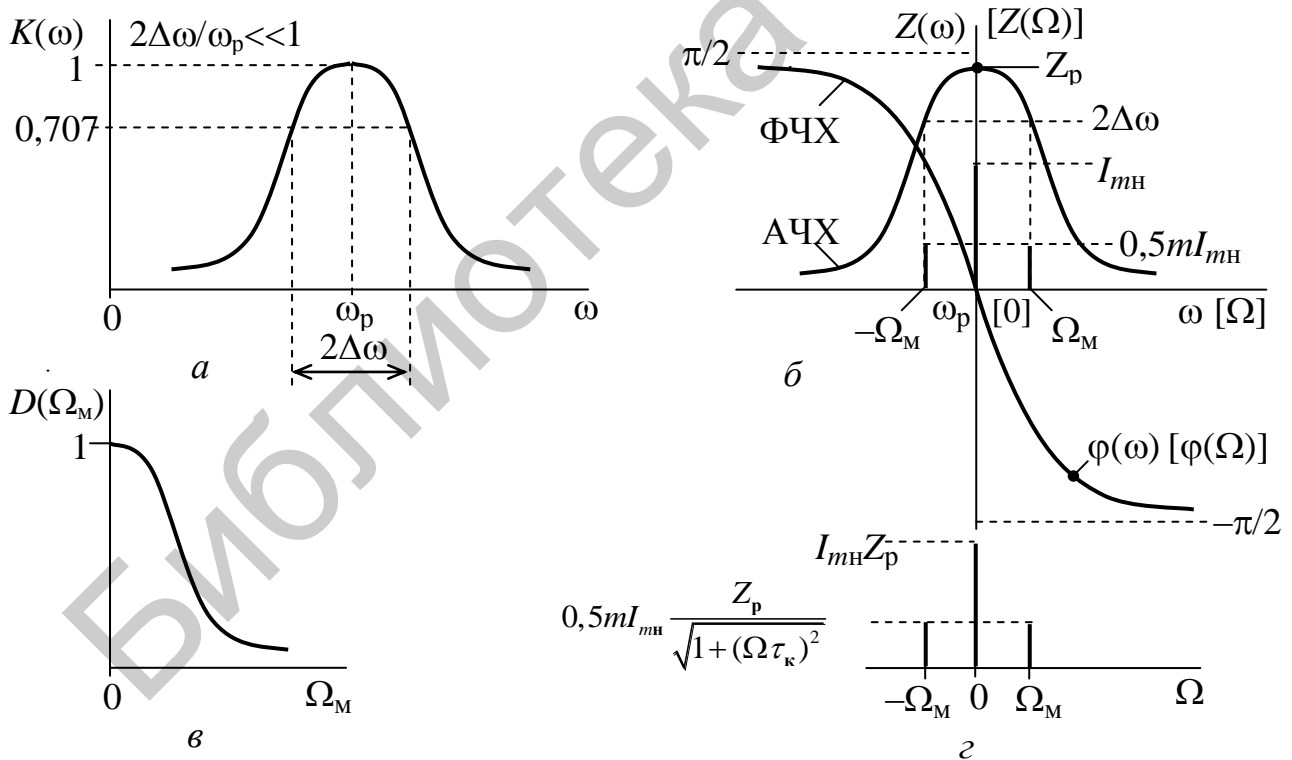


Рисунок 2.9

Из соотношений (2.21) и (2.22) следует, что низкочастотным аналогом LC-контура является RC-цепь фильтра низких частот (ФНЧ) с постоянной времени  $\tau_0 = \tau_k$ , схема которого показана на рисунке 2.8, б.

Представим входной АМ-сигнал как

$$i(t) = I_{mн} [1 + m \cos(\Omega_M t)] \cos(\omega_H t) = I_{mн} \cos(\omega_H t) + 0,5mI_{mн} \cos[(\omega_H + \Omega_M)t] + 0,5mI_{mн} \cos[(\omega_H - \Omega_M)t], \quad (2.23)$$

где  $I_{mн}$  – амплитуда тока несущего колебания;

$m$  – коэффициент модуляции;

$\omega_H$  и  $\Omega_M$  – соответственно частоты несущего и модулирующего сигналов.

Для анализа применим метод огибающей с использованием низкочастотного (НЧ) аналога  $LC$ -контур в виде  $RC$ -цепи (см. рисунок 2.8, б). Примем  $\omega_H = \omega_p$ , то есть контур настроен точно на несущую частоту АМ-сигнала (см. рисунок 2.9, б).

Для выходного АМ-сигнала получим значения несущей  $U_{mн} = I_{mн} Z_p$  и боковых составляющих  $U_{mб}(\Omega_M) = 0,5mI_{mн} \frac{Z_p}{\sqrt{1 + (\Omega_M \tau_K)^2}}$ . Глубина модуляции

выходного сигнала равна  $m_{вых}(\Omega_M) = \frac{m}{\sqrt{1 + (\Omega_M \tau_K)^2}}$  и меньше, чем на входе (рисунок 2.9, г). Относительное уменьшение глубины модуляции

$$D(\Omega_M) = \frac{m_{вых}(\Omega_M)}{m} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega_M \tau_K)^2}} \quad (2.24)$$

называется **коэффициентом демодуляции**, повторяет правую ветвь кривой АЧХ сопротивления  $LC$ -контур и определяет частотные искажения АМ-сигнала (рисунок 2.9, в).

Огибающая амплитуды сигнала несущей частоты на выходе отстает по фазе от огибающей на входе на угол  $\varphi(\Omega) = -\arctg(\Omega \tau_K)$ , то есть имеет место время задержки выходного сигнала:

$$t_3 = \left| \frac{d\varphi}{d\Omega} \right| = \left| \frac{d(\arctg(2\Omega Q / \omega_p))}{d\Omega} \right| = \frac{1}{1 + (2\Omega Q / \omega_p)^2} (2Q / \omega_p), \quad (2.25)$$

которое в пределах полосы пропускания контура  $2\Delta\omega$  (где  $\varphi(\Omega)$  близка к линейной и производная берется в точке  $\Omega = 0$ ) равно

$$t_3 = 2Q / \omega_p = \tau_K. \quad (2.26)$$

В случае неточной настройки ( $\omega_H \neq \omega_p$ ) на выходе дополнительно возникает асимметрия значений амплитуд и фаз боковых составляющих (рисунок 2.10), что приводит к паразитной фазовой модуляции и к изменению закона огибающей (перемодуляции), а при детектировании АМ-сигнала – к нелинейным искажениям.



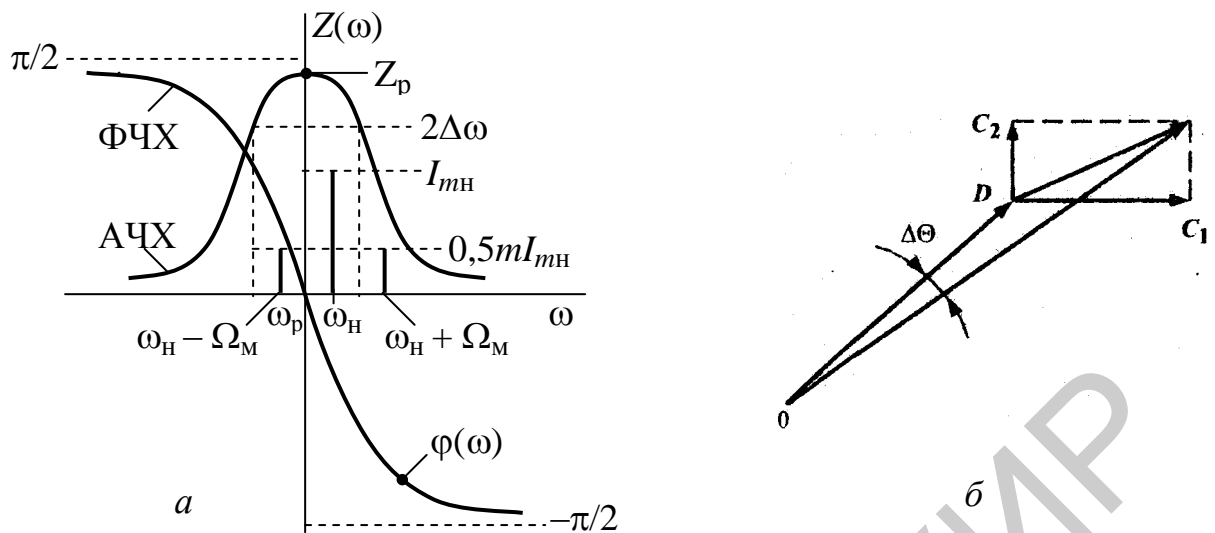


Рисунок 2.10

### 2.1.3 Прохождение сигнала с линейной частотной модуляцией через узкополосную резонансную цепь

При прохождении ЧМ-сигнала через узкополосную резонансную цепь, которой является параллельный  $LC$ -контур (рисунок 2.11. а), необходимо учесть влияние переходного процесса в линейной цепи на изменение частоты. Для существенного упрощения анализа разработан приближенный метод, который называется методом «мгновенной» частоты. Он основан на допущении, что установление стационарного режима в цепи происходит практически одновременно (мгновенно) с изменением частоты ЧМ-сигнала.

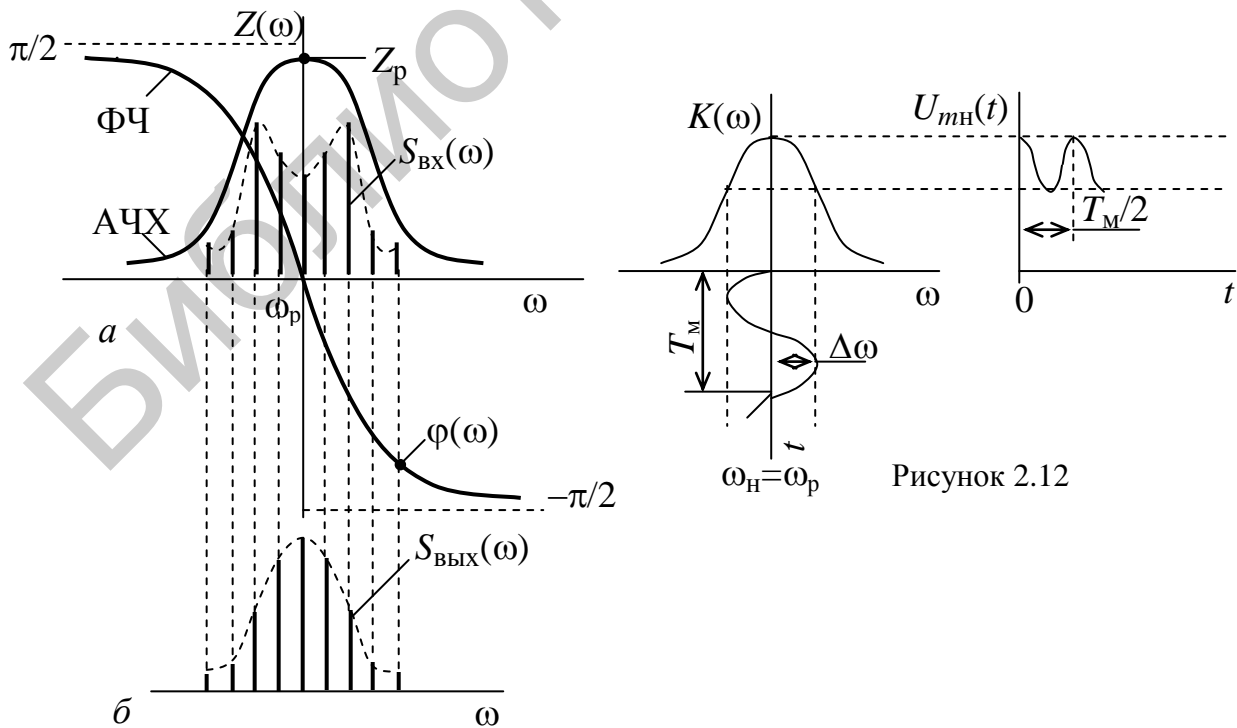


Рисунок 2.11

Рисунок 2.12

Такое допущение накладывает условия на применимость метода:

1 Период  $T_M$  для максимальной частоты спектра  $F_M$  должен быть значительно больше постоянной времени контура:  $T_M \gg \tau_K$ .

2 Девиация частоты  $\Delta f_d$  должна удовлетворять условию  $2\Delta f_d \ll 2\Delta f$ .

Результат прохождения ЧМ-сигнала при  $\beta \ll 1$  можно легко получить спектральным методом, как и для АМ-сигнала.

При  $\beta > 1$  в спектре ЧМ-сигнала (см. рисунок 2.11, а) учитывается  $(\beta + 1)$  пара боковых составляющих, и в этом случае используется метод «мгновенной» частоты.

Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{МН}} K_{\omega(t)} \cos[\omega_H t + \beta \sin(\Omega_M t) + \varphi_{\omega(t)}], \quad (2.27)$$

где  $K_{\omega(t)}$  – частотный коэффициент передачи цепи;

$\beta = 2\Delta\omega_d/\Omega_M$  – индекс частотной модуляции;

$\varphi_{\omega(t)}$  – текущая фаза.

Из (2.27) следует, что амплитуда выходного сигнала

$$U_{\text{МН.ВЫХ}}(t) = U_{\text{МН}} K_{\omega(t)} = U_{\text{МН}} K_{[(\omega_H + \Delta\omega_d \cos(\Omega_M t))]} \quad (2.28)$$

изменяется в соответствии с законом изменения  $K_{\omega(t)}$ , а мгновенная частота

$$\begin{aligned} \omega_{\text{Н.ВЫХ}}(t) &= \frac{d[\omega_H t + \beta \sin(\Omega_M t)]}{dt} + \frac{d[\varphi_{\omega(t)}]}{dt} = \\ &= \omega_{\text{Н.ВХ}}(t) + \Delta\omega_d \cos(\Omega_M t) + \frac{d[\varphi_{\omega(t)}]}{dt}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

При  $\omega_H = \omega_p U_{\text{МН}}(t)$  изменяется с удвоенной частотой  $2\Omega_M$  (рисунок 2.12):

$$\beta_{\text{ВЫХ}} = \frac{\beta}{\sqrt{1 + (\Omega_M \tau_K)^2}}, \quad \Delta\omega_{\text{д.ВЫХ}} = \frac{\Delta\omega_d}{\sqrt{1 + (\Omega_M \tau_K)^2}}. \quad (2.30)$$

Таким образом, входной ЧМ-сигнал претерпевает следующие изменения:

- нарушается исходный закон изменения частоты за счет влияния ФЧХ цепи;
- появляется дополнительная (паразитная) амплитудная модуляция сигнала вследствие неравномерности АЧХ цепи;
- уменьшается девиация частоты, что приводит к уменьшению индекса частотной модуляции  $\beta$ . Это связано с ограничением спектра выходного сигнала полосой пропускания LC-контура (рисунок 2.11, б).

Из рассмотренного можно сделать следующий вывод: для уменьшения искажений при передаче АМ- и ЧМ-сигналов необходимо применять цепи с возможно более постоянной АЧХ и линейной ФЧХ в пределах эффективной ширины спектра  $\Delta f_{\text{эф}}$  сигнала.

## 2.2 Порядок выполнения работы\*

### 2.2.1 Анализ прохождения прямоугольного видеопульса через дифференцирующую цепь

2.2.1.1 Для доступа к библиотеке ISiFUiO, содержащей файлы схем, установить курсор на пункт File строки главного меню и нажать левую кнопку мыши. Выделить курсором в появившемся меню опцию Open и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне «Открытие файла», пользуясь полосой прокрутки, найти имя файла схемы **DC\_RC.CIR**, установить на него курсор и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

2.2.1.2 Выполнить анализ АЧХ, ФЧХ и ПХ звена дифференцирующей RC-цепи. Вначале выполнить анализ для  $C = 4,7$  нФ (в программе обозначено 4,7 nF), используя модель S1 генератора источника сигнала (ГИС).

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши; выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis... и щелкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать RUN.

На появившихся графиках после выполнения расчетов отображаются результаты заданных характеристик: верхний график – АЧХ (по оси Y – коэффициент передачи  $DB (V(U_{out})/V(In))$  в децибелах (дБ)), нижний график – ФЧХ (по оси Y – фаза  $PHV(U(out))$  в градусах). На графиках по оси X обозначена частота  $F$  в логарифмическом масштабе.

Согласно пункту А.4.3 приложения А измерить частоту  $f_{гр}$  для уровня минус 3 дБ (0,707 раза) и значение фазы на частоте  $f_{гр}$  (см. рисунок 2.4). Зарисовать или скопировать полученные графики для вставки в отчет.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

Получить ПХ цепи, для этого установить курсор на пункт Analysis строки главного меню и нажать левую кнопку мыши; выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать RUN.

На графиках, появившихся после выполнения расчетов, отображаются результаты расчета заданных характеристик. Верхний график показывает временную зависимость сигналов на входе (скачок напряжения)  $U_{вх}(t)$  и выходе  $U_{вых}(t)$  (переходная характеристика) для времени  $T$  от 0 до 20 мкс. По оси Y обозначены напряжения входного  $V(U_{in})$  и выходного  $V(U_{out})$  сигналов в вольтах, по оси X – время в микросекундах. Нижний график показывает амплитудный

---

\*Лабораторная работа выполняется при помощи программы MСАР-5, сведения о которой представлены в приложении А. Используются режимы AC Analysis и Transient Analysis.

напряжения на входе  $MAG(HARM(V(U_{in})))$  и выходе  $MAG(HARM(V(U_{out})))$  цепи в милливольтгах в зависимости от частоты  $F$  в мегагерцах. Зарисовать или скопировать полученные графики.

Для заданных значений  $R$  и  $C$  рассчитать граничную частоту  $f_{гр}$  и сравнить с измеренным значением. Нажать клавишу F3.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.1.3 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.1.2 для  $C = 4,7$  пФ. Для этого необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению конденсатора, в появившемся окне задать значение емкости: в поле VALUE ввести 4,7 pF; нажать кнопку ОК. Зарисовать полученные графики.

Для заданных значений  $R$  и  $C$  рассчитать граничную частоту  $f_{гр}$  и сравнить с измеренным значением. Нажать клавишу F3.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.1.4 Выполнить анализ для  $C = 4,7$  нФ (в программе обозначается пФ), используя модель S2 источника сигнала ГИС. Для этого необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению источника сигнала, в появившемся окне выбрать модель S2: нажав кнопку Models, выбрать из списка S2, нажать кнопку ОК.

2.2.1.5 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.1.4 для  $C = 4,7$  пФ. Установить значение  $C$  согласно подпункту 2.2.1.3. Зарисовать или скопировать полученные графики. Нажать клавишу F3.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

## **2.2.2 Анализ прохождения прямоугольного видеопульса через интегрирующую цепь**

2.2.2.1 Загрузить файл **IC\_RC.CIR**. Зарисовать (скопировать) схему цепи.

2.2.2.2 Выполнить анализ АЧХ, ФЧХ и ПХ звена интегрирующей RC-цепи согласно подпункту 2.2.1.2. Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.2.3 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.1.2 для  $C = 4,7$  пФ. Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.2.4 Выполнить анализ для  $C = 4,7$  нФ согласно подпункту 2.2.1.4. Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.2.5 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.1.4 для  $C = 4,7$  пФ. Зарисовать (скопировать) полученные графики.

Для заданных значений  $R$  и  $C$  рассчитать граничную частоту  $f_{гр}$  и сравнить с измеренным значением. Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.


Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 2.2.3 Анализ прохождения амплитудно-модулированного сигнала через параллельный резонансный контур

2.2.3.1 Загрузить файл **AM\_LC.CIR**. Зарисовать (скопировать) электрическую схему цепи.

2.2.3.2 Выполнить анализ АЧХ и ФЧХ параллельного резонансного *LC*-контур для  $R_H = 10$  кОм (в программе обозначается 10 K).

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis... и щелкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC AnalysisLimits необходимые данные уже введены. Нажать RUN.

Измерить резонансную частоту  $f_0$ , на которой фазовый сдвиг  $\varphi_0 = 0^\circ$ . Для этого нажать функциональную кнопку F8 или на инструментальной панели кнопку . Поместить курсор на поле графика ФЧХ и нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Установить измерительную линию по графику с помощью мыши или клавишами «←», «→» в точку ФЧХ  $\cong 0^\circ$ . Измеряемые значения отображаются в столбце Left, в верхней строке – фаза  $\text{PHV}(U(\text{out}))$  в градусах, а в нижней – частота  $F$  в килогерцах.

На появившихся графиках после выполнения расчетов отображаются результаты расчетов заданных характеристик: верхний график – АЧХ (по оси  $Y$  – коэффициент передачи  $\text{DB}(V(U_{\text{out}})/V(I_{\text{in}}))$  в децибелах), нижний график – ФЧХ (по оси  $Y$  – фаза  $\text{PHV}(U(\text{out}))$  в градусах). На графиках по оси  $X$  обозначена частота  $F$  в логарифмическом масштабе. Зарисовать (скопировать) полученные графики.

Поместить курсор на поле графика АЧХ, установить измерительную линию на частоту  $f_0$  и измерить максимальное значение уровня АЧХ  $K(f)_{\text{max}}$  в децибелах. Записать измеренное значение частоты  $f_0$  и  $K(f)_{\text{max}}$ .

Измерить полосу пропускания  $2\Delta f$  по уровню минус 3 дБ от  $K(f)_{\text{max}}$ . Для этого поместить курсор на поле графика АЧХ и нажать левую кнопку – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Переместить курсор вправо и нажать правую кнопку мыши – на графике появится правая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой соответственно левую или правую кнопку мыши и перемещая курсор по графику (движением мыши или клавишами «←», «→»), установить измерительные линии соответственно на частоты ниже и выше резонансной  $f_0$  с уровнем  $K(f)_{\text{max}}$  минус 3 дБ. Значение  $2\Delta f$  взять из столбца Delta, показывающего разность между значениями, снимаемыми с помощью правой и левой измерительных линий.

Рассчитать эквивалентную добротность  $Q_3$  *LC*-контур (2.19).

Измерить фазовые сдвиги  $\varphi_c$  на частотах  $f_c = f_0 \pm 20$  кГц. Для этого на поле графика ФЧХ установить измерительную линию в точки ФЧХ для значений частоты  $f_0 \pm 20$  кГц (столбец Left, нижняя строка) и снять полученные значения  $\varphi_c$  в градусах (столбец Left, верхняя строка).

Записать измеренные значения фазового сдвига  $\varphi_c$  и соответствующие им частоты  $f_c$ , для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

2.2.3.3 Повторить подпункт 2.2.3.2, выполнив анализ для  $R_H = 50$  кОм.

Для этого необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению сопротивления нагрузки, в появившемся окне задать значение сопротивления: в поле VALUE ввести 50 К, нажать кнопку ОК.

Зарисовать или скопировать полученные графики.

По результатам выполнения подпунктов 2.2.3.2 и 2.2.3.3 построить график зависимости  $Q_{\Sigma}$  от  $R_H$ .

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

2.2.3.4 Выполнить анализ прохождения АМ- радиосигнала.

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню и нажать левую кнопку мыши; выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать RUN.

На появившихся графиках после выполнения расчетов отображаются результаты заданных характеристик.

Верхний график показывает временную зависимость сигналов  $U_{ВХ}(t)$  и  $U_{ВЫХ}(t)$ . По оси Y обозначены напряжения входного  $V(U_{in})$  и выходного  $V(U_{out})$  сигналов в вольтах, по оси X – время в микросекундах.

Нижний график показывает амплитудный спектр напряжения на входе  $MAG(HARM(V(U_{in})))$  и выходе  $MAG(HARM(V(U_{out})))$  цепи в вольтах, по оси X обозначена частота  $F$  в килогерцах.

Зарисовать (скопировать) полученные графики.

Измерить частоты  $f_{н.б}$ ,  $f_{в.б}$  и  $f_0$  (соответственно нижняя боковая, верхняя боковая и несущая) и соответствующие им уровни напряжения.

Измерить амплитуды  $U_{max}$  и  $U_{min}$  в соответствующих точках АМ-сигналов  $U_{ВХ}(t)$  и  $U_{ВЫХ}(t)$ , период огибающей  $T_M$  и время задержки  $t_3$  огибающей  $U_{ВЫХ}(t)$  относительно  $U_{ВХ}(t)$ .

Рассчитать коэффициент глубины модуляции для  $U_{ВХ}(t)$  и  $U_{ВЫХ}(t)$  по формуле:  $m = (U_{max} - U_{min}) / (U_{max} + U_{min}) \cdot 100$  %, частоту огибающей  $F_M = 1/T_M$  и фазовый сдвиг огибающей для  $U_{ВЫХ}(t)$   $\varphi_c = (360^\circ \cdot t_3) / T_M$ . Сравнить рассчитанное значение  $\varphi_c$  с измеренными в подпункте 2.2.3.2. Нажать клавишу F3.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.3.5 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.3.4 для  $R_H = 50$  кОм.

Для этого необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению сопротивления нагрузки, в появившемся окне задать значение сопротивления: в поле VALUE ввести 50 К, нажать кнопку ОК.

Зарисовать или скопировать полученные графики.

По данным, полученным в подпунктах 2.2.3.4 и 2.2.3.5, построить график зависимости выходного коэффициента глубины модуляции  $m_{\text{ВЫХ}}$  от добротности  $Q_{\Sigma}$ . Нажать клавишу F3.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

#### **2.2.4 Анализ прохождения прямоугольного радиоимпульса через параллельный резонансный контур**

2.2.4.1 Загрузить файл **RI\_LC.CIR**. Зарисовать электрическую схему цепи.

2.2.4.2 Выполнить анализ для  $R_{\text{H}}=10$  кОм.

В режиме Transient Analysis... снять графики рассчитанных зависимостей.

Верхний график – временная зависимость напряжения сигнала на входе  $V(U_{\text{in}})$  и выходе цепи  $V(U_{\text{out}})$  в вольтах от времени  $T$  в микросекундах.

Измерить значение напряжения установившейся амплитуды  $U_y$  выходного сигнала.

Измерить значения времени нарастания и спада амплитуды выходного сигнала по уровням 0,1 и 0,9 от установившегося  $U_y$ .

Нижний график – амплитудный спектр напряжения на входе  $\text{MAG}(\text{HARM}(V(U_{\text{in}})))$  и выходе  $\text{MAG}(\text{HARM}(V(U_{\text{out}})))$  цепи в вольтах, от частоты  $F$  в килогерцах.

Измерить значение разницы напряжений максимальных составляющих центрального и первого правого бокового «лепестка» спектра выходного сигнала.

2.2.4.3 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.4.2 для значения  $R_{\text{H}}=50$  кОм.

Для этого необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению сопротивления нагрузки, в появившемся окне задать значение сопротивления: в поле VALUE ввести 50 К, нажать кнопку ОК.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

Нажать клавишу F3.

#### **2.2.5 Анализ прохождения линейно-частотно-модулированного сигнала через параллельный резонансный контур**

2.2.5.1 Загрузить файл **FM\_LC.CIR**. Зарисовать (скопировать) электрическую схему цепи.

2.2.5.2 Выполнить анализ для  $R_{\text{H}}=10$  кОм.

В режиме Transient Analysis... снять графики зависимостей.

Верхний график – временная зависимость напряжения сигнала на входе  $V(U_{\text{in}})$  и выходе  $V(U_{\text{out}})$  цепи в вольтах от времени  $T$  в микросекундах.

Измерить значения частот входного и выходного сигналов, соответствующих началу и концу входного линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) импульса и разность частот между двумя спектральными линиями.

Нижний график – амплитудный спектр напряжения на входе  $MAG(HARM(V(U_{in})))$  и выходе  $MAG(HARM(V(U_{out})))$  цепи в милливольтгах, от частоты  $F$  в килоггерцах. Зарисовать (скопировать) полученные графики.

С помощью данных по расшифровке обозначений в формуле (2.27) рассчитать индекс частотной модуляции для входного и выходного сигналов. Нажать клавишу F3.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

2.2.5.3 Повторить анализ согласно подпункту 2.2.5.2 для значения  $R_H = 50$  кОм.

Для этого необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению сопротивления нагрузки, в появившемся окне задать значение сопротивления: в поле VALUE ввести 50 К, нажать кнопку ОК.

Зарисовать или скопировать полученные графики.

Рассчитать индекс частотной модуляции  $\beta$  для входного и выходного сигналов.

Используя результаты расчетов, полученные в подпунктах 2.2.5.2 и 2.2.5.3, построить график зависимости  $\beta$  от добротности контура  $Q_3$ . Нажать клавишу F3.

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

## 2.3 Контрольные вопросы

1 Как влияют дифференцирующая и интегрирующая цепи на прохождение спектра сигнала?

2 При каких условиях фильтр верхних частот является дифференцирующей цепью, а фильтр нижних частот – интегрирующей?

3 Каков должен быть коэффициент передачи цепи, чтобы она выполняла дифференцирование или интегрирование входного сигнала?

4 Как изменяется прямоугольный видеоимпульс на выходе: а) дифференцирующей цепи; б) интегрирующей цепи. От чего это зависит?

5 Как изменяется форма модулированного прямоугольным импульсом радиосигнала на выходе узкополосной резонансной цепи и почему это происходит?

6 Почему изменяется коэффициент глубины модуляции АМ-сигнала при прохождении его через узкополосную резонансную цепь?

7 К чему приводит расстройка несущей частоты АМ-сигнала относительно резонансной частоты колебательного контура и от чего это зависит?

8 Какие изменения происходят в ЛЧМ-сигнале при индексе частотной модуляции  $\beta > 1$  в случае прохождения его через узкополосную избирательную цепь?



## Литература

1 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. В 3 ч. Ч. 1 : Измерительные сигналы : учеб.-метод. пособие / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 2013. – С.102–118.

2 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 2010. – С. 221–228, 238–244, 251–256.

3 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2005. – С. 252, 253, 256–258, 292–296.

Библиотека БГУИР

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

**Цель работы:** изучить условия прохождения гармонических измерительных сигналов через безынерционные нелинейные четырехполюсники в режимах «слабого» и «сильного» сигналов и возникающие при этом искажения.

### 3.1 Краткие теоретические сведения

Четырехполюсники и цепи, содержащие элементы, параметры которых являются функциями напряжений и токов, называются *нелинейными*. Связь между током  $i$  и напряжением  $u$  устанавливается нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ), вид которой определяется в каждом конкретном случае экспериментально.

В нелинейных цепях (НЦ) происходит обогащение спектра сигналов, поэтому область применения их шире, чем линейных. С помощью НЦ можно осуществлять ряд важнейших радиотехнических преобразований сигналов, таких как генерирование колебаний, модуляция, детектирование, преобразование частоты и т. д.

#### 3.1.1 Аппроксимация характеристик нелинейных четырехполюсников

При анализе и расчете реальную ВАХ конкретного нелинейного элемента, имеющего, как правило, весьма сложный характер, приближенно представляют аналитической зависимостью. Такая замена называется *аппроксимацией* характеристики. При выборе вида аппроксимирующей функции руководствуются соображениями точности и простоты последующего анализа и расчета.

Наиболее часто для целей аппроксимации используются следующие функции:

– кусочно-линейная :

$$i = a_0 + a_1u; \quad (3.1)$$

– степенной полином :

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + \dots + a_nu^n; \quad (3.2)$$

– тригонометрический полином :

$$i = A_0 + A_1\cos(a_1u) + A_2\cos(a_2u) + \dots + A_n\cos(a_nu); \quad (3.3)$$

– экспоненциальный полином:

$$i = A_1e^{a_1u} + A_2e^{a_2u} + \dots + A_n e^{a_nu}; \quad (3.4)$$

– различные специальные функции (Бесселя и др.),

где  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n; A_0, A_1, A_2, \dots, A_n$  – коэффициенты аппроксимации.

Точность аппроксимации ВАХ реальных нелинейных элементов при использовании полиномов будет тем выше, чем большее число членов они содержат.

На выбор аппроксимирующих функций влияют:

- 1) режим работы НЭ: различают режим «слабых» и «сильных» сигналов;
- 2) желаемая простота расчетных формул;
- 3) требуемая точность аппроксимации.

### 3.1.2 Прохождение «слабого» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь

Рассмотрим прохождение гармонического сигнала через нелинейный элемент (НЭ), в качестве которого может быть транзистор, и ВАХ которого задана графически в виде гладкой кривой (рисунок 3.1, а), при этом положение рабочей точки А задано напряжением смещения  $U_0$  в начальном участке характеристики.

На вход НЭ подается гармонический сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_m \cos(\omega_1 t), \quad (3.5)$$

где  $U_m$  – амплитуда гармонического колебания;

$\omega_1$  – частота гармонического колебания.

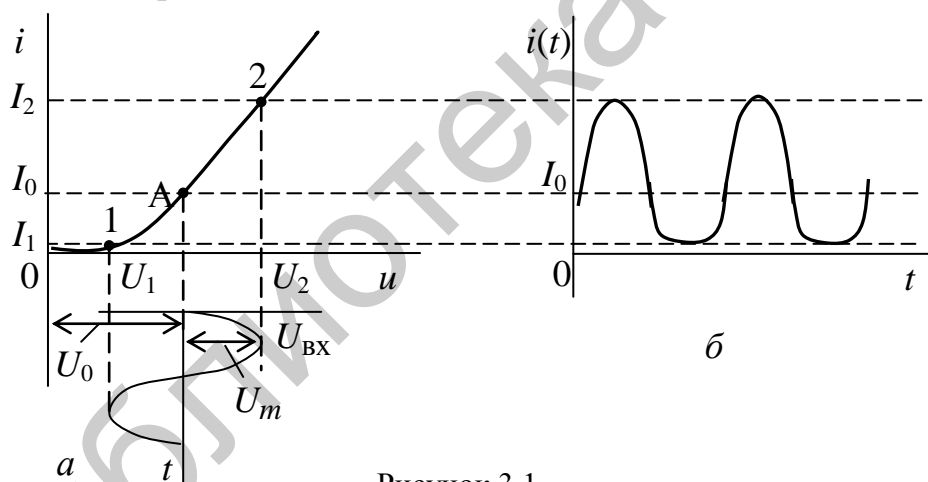


Рисунок 3.1

Если амплитуда сигнала  $U_m$  находится в пределах начального участка 1–2 на ВАХ (см. рисунок 3.1, а), который имеет нелинейный характер (обычно является квадратическим), то такой режим работы НЭ называют режимом «слабых» сигналов. В этом случае применяют аппроксимацию степенным полиномом вида

$$i = a_0 + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2 + \dots + a_n(u - U_0)^n, \quad (3.6)$$

где  $U_0$  – напряжение смещения.

Форму тока на выходе НЭ можно получить путем графического построения (рисунок 3.1, б), из которого следует, что формы входного напряжения  $u_{\text{вх}}(t)$  и выходного тока  $i(t)$  различны. Причина искажений определяется тем,

что одинаковым приращениям напряжения  $\Delta u$  на входе соответствуют неодинаковые приращения тока  $\Delta i$  из-за разной крутизны ВАХ на различных ее участках.

Для нахождения коэффициентов  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  в уравнение аппроксимирующей функции (3.2) подставляют значения выбранных координат (узлов аппроксимации) заданного участка ВАХ в  $(n + 1)$  точках и получают систему из  $(n + 1)$  уравнений. Например, при аппроксимации участка ВАХ, заданного точками 1–А–2 (см. рисунок 3.1, а), полиномом второй степени

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (3.7)$$

получим систему уравнений

$$\begin{cases} I_1 = a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2; \\ I_0 = a_0 + a_1 U_0 + a_2 U_0^2; \\ I_2 = a_0 + a_1 U_2 + a_2 U_2^2, \end{cases} \quad (3.8)$$

из решения которого определяют значения коэффициентов  $a_0, a_1, a_2$ .

3.1.2.1 Прохождение через НЦ сигнала, содержащего одну гармоническую составляющую.

Зная коэффициенты аппроксимации, можно определить ток на выходе НЭ. Для этого в (3.2) необходимо подставить

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0 + U_m \cos(\omega_1 t), \quad (3.9)$$

спектр которого состоит из постоянной и гармонической составляющих (рисунок 3.2, а).

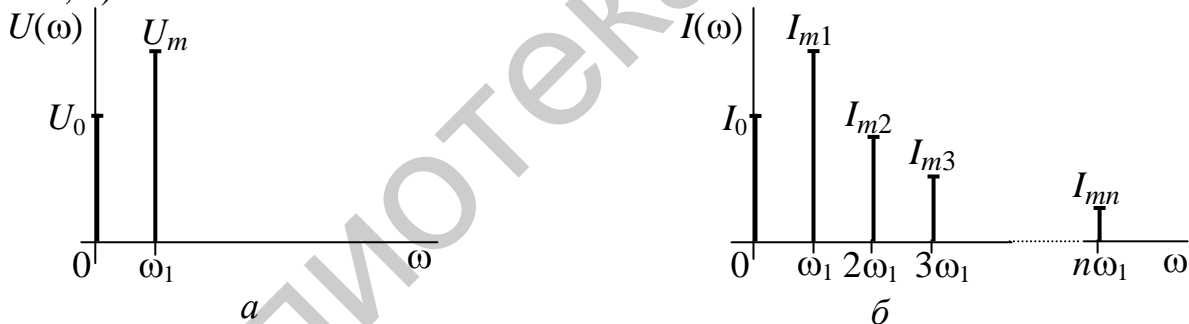


Рисунок 3.2

Подставим в выражение ВАХ в качестве напряжения значение  $u_{\text{вх}}(t)$ :

$$i(t) = a_0 + a_1 U_0 + a_1 U_m \cos(\omega_1 t) + a_2 U_0^2 + 2a_2 U_0 U_m \cos(\omega_1 t) + a_2 U_m^2 \cos^2(\omega_1 t) + \dots + a_n U_m^n \cos^n(\omega_1 t). \quad (3.10)$$

Для разложения в спектр тока НЦ применим тригонометрические формулы кратных дуг ( $\cos^n(x)$  и  $\sin^n(x)$ ). Учитывая то, что

$$\cos^2(\omega_1 t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t); \quad \cos^3(\omega_1 t) = \frac{3}{4} \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_1 t),$$

получим

$$i(t) = I_0 + I_{m1} \cos(\omega_1 t) + I_{m2} \cos(2\omega_1 t) + I_{m3} \cos(3\omega_1 t) + \dots \quad (3.11)$$

где  $I_0 = a_0 + a_1 U_0 + a_2 U_0^2 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + a_3 U_0^3 + \frac{3}{2} a_3 U_0 U_m^2 + \dots$ ;

$$I_{m1} = a_1 U_m + 2a_2 U_0 U_m + 3a_3 U_0^2 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \dots;$$

$$I_{m2} = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{3}{2} a_3 U_0 U_m^2 + \dots;$$

$$I_{m3} = \frac{1}{4} a_3 U_m^3 + \dots$$

Видно, что ток НЦ состоит из следующих составляющих (рисунок 3.2, б):

- постоянной;
- с частотой входного сигнала  $\omega_1$ ;
- с частотами, кратными частоте входного сигнала  $2\omega_1, 3\omega_1, \dots$ .

Номер наивысшей гармоники равен выбранной степени полинома. Амплитуды гармоник тока зависят от коэффициентов  $a_n$  и постоянного напряжения  $U_0$  (положения рабочей точки).

3.1.2.2 Прохождение через НЭ сигнала, содержащего две и более гармонических составляющих.

Обычно используется ВАХ, задаваемая в виде степенного полинома:  $i(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n$ . Пусть задан входной сигнал  $u(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t) + U_{m2} \cos(\omega_2 t)$ . Его спектр состоит из двух гармонических составляющих (рисунок 3.3, а). Подставим в выражение ВАХ в качестве напряжения значение  $u(t)$ , и, используя тригонометрические формулы кратных дуг и произведений синусов и косинусов, разложим выражение тока в спектр:

$$\begin{aligned} i(t) = & a_0 + a_1 U_{m1} \cos(\omega_1 t) + a_1 U_{m2} \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2 + \\ & + \frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 U_{m2}^2 + \frac{1}{2} a_2 U_{m2}^2 \cos(2\omega_2 t) + \\ & + a_2 U_{m1}^2 U_{m2}^2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + a_2 U_{m1}^2 U_{m2}^2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + \\ & + \frac{3}{4} a_3 U_{m1}^3 \cos(\omega_1 t) + \frac{3}{4} a_3 U_{m2}^3 \cos(\omega_2 t) + \\ & + \frac{3}{4} a_3 U_{m1}^2 U_{m2} \cos[(2\omega_1 \pm \omega_2)t] + \frac{3}{4} a_3 U_{m1} U_{m2}^2 \cos[(2\omega_2 \pm \omega_1)t] + \\ & + \frac{1}{3} a_3 U_{m1}^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{3} a_3 U_{m2}^3 \cos(3\omega_2 t) + \dots \end{aligned} \quad (3.12)$$

Видно, что ток НЦ состоит из следующих составляющих (рисунок 3.3, б):

- постоянной;
- с частотами входного сигнала  $\omega_1, \omega_2$ ;
- с частотами, кратными частоте входного сигнала  $2\omega_1, 2\omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2$  и т. д.;
- с комбинационными частотами  $\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1, \dots$ .

Таким образом, спектр тока будет содержать составляющие с частотами  $|\pm k\omega_1 \pm m\omega_2|$ , где  $\pm k$  и  $\pm m$  равны  $0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , причем  $|k| + |m| \leq n$ .

Когда входной сигнал состоит из гармонических составляющих с частота-

ми  $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \dots$ , то в спектре тока будут составляющие с частотами  $|\pm k\omega_1 \pm m\omega_2 \pm \ell\omega_3 \pm \dots|$ . Число  $N = (|k| + |m| + |\ell| + \dots) \leq n$  называется **порядком комбинационного колебания**.

Например, для  $\omega_1 \pm \omega_2$ , где  $|k|=1$  и  $|m|=1$ ,  $N = 1 + 1 = 2$ ; для  $2\omega_1 \pm \omega_2$ , где  $|k|=2$  и  $|m|=1$ ,  $N = 2 + 1 = 3$ ; для  $\omega_1 \pm 2\omega_2$ , где  $|k|=1$  и  $|m|=2$ ,  $N = 1 + 2 = 3$ .

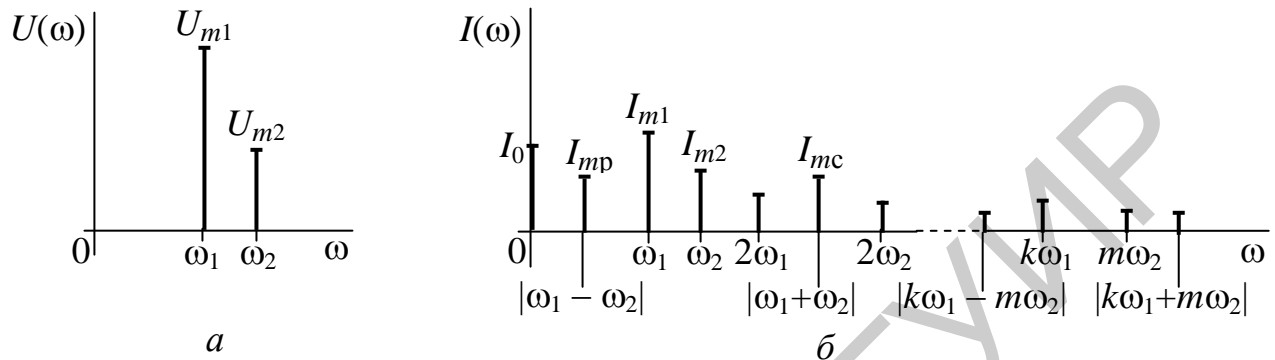


Рисунок 3.3

Используемая узловая аппроксимация по некоторым заданным точкам дает совпадение значений аппроксимирующей функции с требуемой функцией только в этих узлах. На точность аппроксимации между узлами ВАХ влияет интервал аппроксимации и протяженность аппроксимируемого отрезка. В качестве оценки точности соответственно используется критерий равномерного приближения:

$$|y(x) - y^*(x)| \leq \varepsilon \quad (3.13)$$

и среднего квадратического:

$$\sqrt{\frac{1}{b-a} \int_a^b |y(x) - y^*(x)|^2 dx} \leq \gamma, \quad (3.14)$$

где  $y^*(x)$  – среднее значение;

$a$  и  $b$  – границы аппроксимируемого участка ВАХ.

### 3.1.3 Прохождение «сильного» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь

Если амплитуда входного сигнала  $U_m$  сравнима или больше протяженности участка аппроксимации  $\Delta U$ , то в этом случае имеем режим «сильных» сигналов. В этом режиме чаще всего используется аппроксимация отрезками линий (кусочно-линейная). Как правило, аппроксимируемая кривая ВАХ разбивается на участки, заменяемые уравнениями отрезков трех прямых 1, 2, 3 (рисунок 3.4). Рабочий участок ВАХ записывается в виде

$$i = I_0 + Su, \quad (3.15)$$

где  $I_0$  – постоянная составляющая тока;

$S = I_H / (U_H - E_3)$  – крутизна участка ВАХ;

$I_H$  – ток насыщения;

$E_3$  – напряжение запирающего или отсекающего тока НЭ;

$I_0$  и  $S$  являются коэффициентами аппроксимации, определяющими положение прямой 2.

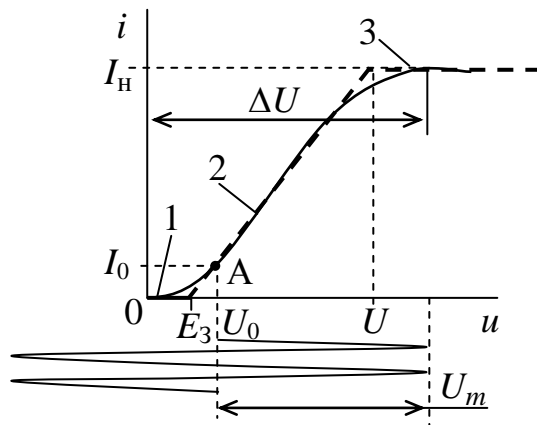


Рисунок 3.4

В целом ВАХ записывается в виде

$$i(u) = \begin{cases} 0 & \text{при } u \leq E_3; \\ S(u - E_3) & \text{при } E_3 < u < U_H; \\ I_H & \text{при } u \geq U_H. \end{cases} \quad (3.16)$$

В режиме «сильного» сигнала обычно работают диоды в выпрямителях и детекторах, а также транзисторы в каскадах усиления мощности. Погрешность такой аппроксимации составляет 10–20 %.

3.1.3.1 Анализ прохождения гармонического сигнала через НЦ при кусочно-линейной аппроксимации (метод А. И. Берга).

В этом случае анализируется только простейшее воздействие  $U(t) = U_0 + U_m \cos(\omega t)$ .

При анализе усилителей мощности гармонических сигналов, умножителей частоты, выпрямителей, детекторов и других приборов ВАХ нелинейного элемента можно аппроксимировать двумя отрезками прямых (рисунок 3.5, а):

$$i(u) = \begin{cases} S(u - U_3) & \text{при } u > U_3; \\ 0 & \text{при } u \leq U_3. \end{cases} \quad (3.17)$$

Подставив  $u = U_{вх}(t) = U_0 + U_m \cos(\omega_1 t)$ , получим

$$i(t) = \begin{cases} S(U_0 + U_m \cos(\omega_1 t) - U_3) & \text{при } u > U_3; \\ 0 & \text{при } u \leq U_3. \end{cases} \quad (3.18)$$

Импульсы тока (рисунок 3.5, б) можно задать двумя параметрами: амплитудой импульса  $I_{\max} = S(U_m + U_0 - U_3)$  и углом отсекающего тока  $\Theta$ . Угол  $\Theta$  равен фазовому углу  $\omega_1 t$  (части периода), в пределах которого протекает ток через

НЭ, изменяясь от  $I_{\max}$  до  $I_{\min}$ . Угол отсечки  $\Theta = \omega_1 t$  может принимать значения от 0 до  $180^\circ$ .

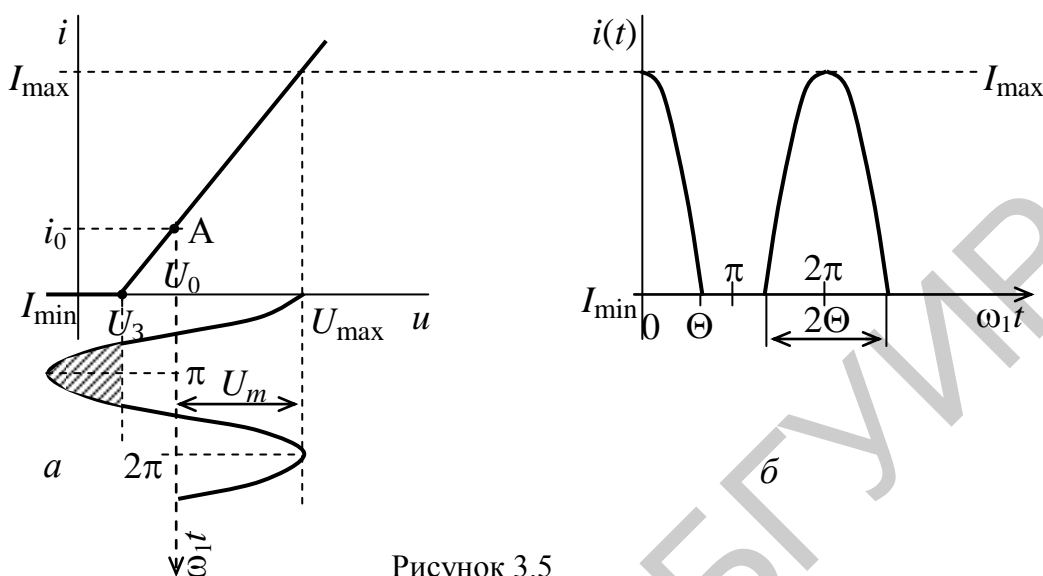


Рисунок 3.5

При  $\omega_1 t = \Theta$  ток  $i(t) = 0$ , и тогда  $S(U_0 + U_m \cos(\Theta) - U_3) = 0$ , откуда получаем

$$\cos(\Theta) = \frac{U_3 - U_0}{U_m}, \quad (3.19)$$

а  $I_{\max} = S U_m [1 - \cos(\Theta)]$ .

Для угла  $\varphi = |\omega_1 t| < \Theta$  имеем

$$i(t) = I_{\max} \frac{\cos(\omega_1 t) - \cos(\Theta)}{1 - \cos(\Theta)}. \quad (3.20)$$

Амплитуды гармоник можно определить, используя разложение в ряд Фурье периодической последовательности импульсов тока  $i(t)$ :

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^\Theta I_{\max} \frac{\cos(\omega_1 t) - \cos(\Theta)}{1 - \cos(\Theta)} \cos(n\omega_1 t) d\omega_1 t = I_{\max} \alpha_n(\Theta), \quad (3.21)$$

где  $\alpha_n(\Theta) = \frac{2[\sin(n\Theta)\cos(\Theta) - n\cos(n\Theta)\sin(\Theta)]}{[n\pi(n^2 - 1)(1 - \cos(\Theta))]}$  – коэффициенты гармоник (ко-

эффициенты Берга), которые обычно представляются в виде графика (рисунок 3.6).

Существует так называемый оптимальный угол:

$$\Theta_{\text{опт}} = \frac{120^\circ}{n}, \quad (3.22)$$

при котором амплитуда тока  $n$ -й гармоники будет максимальной (на рисунке 3.6 выделено полужирным шрифтом). При  $\Theta = 180^\circ$  будут только постоянная составляющая и гармоника основной частоты (первая гармоника), а при  $\Theta = 90^\circ$  – нечетные гармоники начиная с третьей проходят через нуль. При  $\Theta \rightarrow 0$  отноше-



ние  $\alpha_1(\Theta)/\alpha_0(\Theta) \rightarrow 2$ , то есть коэффициент полезного действия (КПД) усилителя мощности

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} \cong \frac{\alpha_1}{2\alpha_0} \rightarrow 100\% , \quad (3.23)$$

где  $P_1$  – мощность первой гармоники;

$P_0$  – мощность, потребляемая от источника питания.

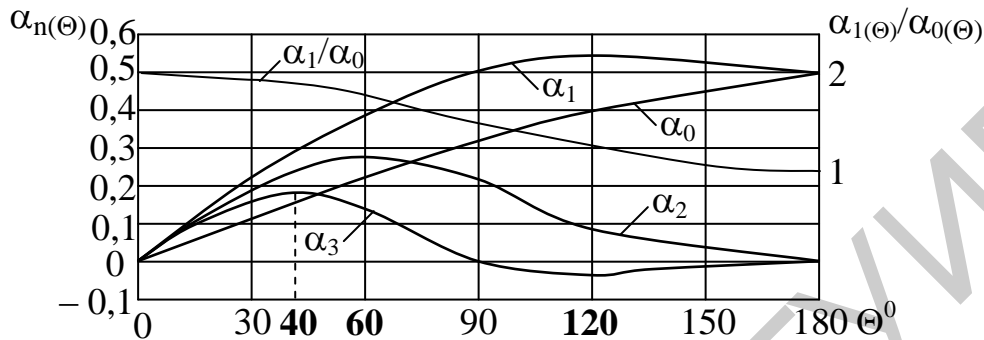


Рисунок 3.6

Однако, когда  $\Theta \rightarrow 0$  и  $\alpha_{1(\Theta)} \rightarrow 0$ , то есть  $P_1 \rightarrow 0$ , используют  $\Theta \cong 90^\circ$  и тогда  $\eta \cong 78,5\%$ .

### 3.1.3.2 Оценка нелинейных искажений.

Сигнал гармонической формы при прохождении через НЦ как в режиме «слабых», так и в режиме «сильных» сигналов искажается за счет появления в выходном токе ((3.11) и (3.21)) гармоник кратных частот. Эти искажения проявляются в отличии формы выходного сигнала от гармонической формы входного сигнала и оцениваются коэффициентами гармоник (коэффициентами нелинейных искажений) по току или напряжению. Последние определяются по формулам

$$k_{rI} = k_{н.ИТ} = \frac{\sqrt{I_{2\omega_1}^2 + I_{3\omega_1}^2 + \dots + I_{n\omega_1}^2}}{I_{\omega_1}} 100\% ; \quad (3.24)$$

$$k_{н.ИУ} = \frac{\sqrt{U_{2\omega_1}^2 + U_{3\omega_1}^2 + \dots + U_{n\omega_1}^2}}{U_{\omega_1}} 100\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{n\omega_1}^2}}{U_{\omega_1}} 100\% , \quad (3.25)$$

где  $U_{\omega_1}$  и  $U_{n\omega_1}$  – амплитуды 1-й и  $n$ -й гармоники на выходе НЦ соответственно.

Коэффициент гармоник может принимать значения от 0 и более. При измерениях  $k_r$  оценивают как

$$k'_r = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{n\omega_1}^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_{n\omega_1}^2}} \text{ и } k_r = \frac{k'_r}{\sqrt{1 - k'^2_r}} . \quad (3.26)$$

В этом случае  $k'_r$  изменяется от 0 до 1.

## 3.2 Порядок выполнения работы\*


### 3.2.1 Анализ прохождения «слабого» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь (транзисторный каскад)

3.2.1.1 Для доступа к библиотеке ISiFUio, содержащей файлы схем, установить курсор мыши на пункт File строки главного меню и нажать левую кнопку мыши. Выделить курсором в появившемся меню опцию Open и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне «Открытие файла», пользуясь полосой прокрутки, найти имя файла схемы **NC\_1SL.CIR**, установить на него курсор и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи.

Зарисовать (скопировать) схему цепи.

#### 3.2.1.2 Проанализировать проходную ВАХ транзистора.

Установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию DC Analysis... и щелкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне DC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать RUN.

Снять по точкам данные полученного графика проходной ВАХ транзистора  $I_k = f(U_{б.э})$  в пределах изменения  $U_{б.э}$  [Vbe] от 0,5 до 0,7 В с шагом 0,02 В. Для этого нажать функциональную клавишу F8 или на инструментальной панели кнопку . Поместить курсор на поле графика ВАХ и нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами «←», «→», установить ее последовательно в требуемые значения  $U_{б.э}$  [Vbe] и снять соответствующие значения  $I_k$  [ $I_c$ ]. Измеряемые значения отображаются в столбце Left: в верхней строке – значения  $I_k$  в миллиамперах, в нижней –  $U_{б.э}$  [Vbe] в милливольты (для измерений пользуйтесь пунктом А. 4.3 приложения А).

Измерить и записать ток насыщения коллектора  $I_{к.н}(I_c)$  и соответствующее ему начальное напряжение насыщения  $U_{б.э.н}$  [Vbe].

Измерить крутизну  $S_0$  ВАХ вблизи рабочей точки (смещения)  $U_0 = U_{б.э} = 0,62 \pm 0,005$  В. Для этого установить левую измерительную линию с помощью мыши или клавишами «←», «→» в точку  $U_{б.э} = 0,615$  В, а затем нажать правую кнопку мыши, перемещая правую измерительную линию по графику движением мыши, установить ее в точку  $U_{б.э} = 0,625$  В. Измеряемое значение крутизны  $S_0$  отображается в верхней строке столбца Slope в миллиамперах на милливольты. Записать значение  $S_0$  в миллиамперах на вольты.

---

\*Лабораторная работа выполняется при помощи программы MCAP-5, сведения о которой представлены в приложении А. Используются режимы AC Analysis, DC Analysis и Transient Analysis.

Построить ВАХ по измеренным точкам и аппроксимировать ее степенным полиномом 2-й степени в пределах  $U_{б.э}[V_{be}]$  от 0,57 до 0,67 В, относительно среднего значения  $U_{б.э}=U_0=0,62$  В.

Построить на том же графике зависимость аппроксимирующей функции ВАХ и рассчитать погрешность аппроксимации.

**Примечание** – Для целей аппроксимации используйте любую из известных программ, допускающих подобные операции (MathCAD, MathLab, MS Excel, Origin, Mathematica и т. д.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

3.2.1.3 Проанализировать временные и спектральные характеристики «слабого» сигнала на входе и выходе НЦ.

Установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши; выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать RUN. В режиме Transient Analysis... снять графики зависимостей:

- временной зависимости входного сигнала на базе транзистора  $U_{б.э}(t)$  [Vbe] – по оси Y напряжение в милливольтгах, по оси X – время в микросекундах; измерить значения амплитуды, периода и определить частоту входного сигнала, нанести их на график;

- временной зависимости тока коллектора транзистора  $I_k(t)$  [Ic]: по оси Y – ток в миллиамперах, по оси X – время в микросекундах;

- временной зависимости выходного сигнала на коллекторе транзистора  $U_{к.э}(t)$  [Vce]: по оси Y напряжение в вольтах, по оси X – время в микросекундах;

- совмещенных спектров сигнала на базе  $U_{б.э}(t)$  и выходного сигнала на коллекторе  $U_{к.э}(t)$ : по оси Y – напряжение в логарифмическом масштабе, по оси X – частота в мегагерцах.

Измерить значения постоянных составляющих, частоты и амплитуды гармоник спектров входного и выходного сигналов и нанести их на график.

Рассчитать коэффициент гармоник.

3.2.1.4 Повторить анализ согласно подпункту 3.2.1.3 для значения амплитуды источника сигнала GIS 0,005 В.

Для изменения значения амплитуды источника сигнала GIS необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению источника, в появившемся окне задать значение амплитуды: в поле VALUE = dc 0 ac 0.1 sin **0.02** 1000K, после sin ввести **0.005**, нажать кнопку ОК.

### **3.2.2 Анализ прохождения двух «слабых» гармонических сигналов через безынерционную нелинейную цепь (транзисторный каскад)**

3.2.2.1 Согласно подпункту 3.2.1.1 загрузить файл **NC\_2SL.CIR**. Зарисовать (скопировать) электрическую схему цепи.

3.2.2.2 Проанализировать временные и спектральные характеристики «слабых» сигналов на входе и выходе НЦ. Для этого (согласно подпункту 3.2.1.3) в режиме Transient Analysis... снять графики:

– совмещенных временных зависимостей источников двух входных сигналов  $V(\text{GIS1})$  и  $V(\text{GIS2})$ : по оси  $Y$  – напряжение в милливольтгах, по оси  $X$  – время в микросекундах; измерить значения амплитуды, периода и определить частоты входных сигналов, нанести их на график;

– временной зависимости сигнала на базе транзистора  $U_{\text{б.э}}(t)$  [Vbe]: по оси  $Y$  – напряжение в милливольтгах, по оси  $X$  – время в микросекундах; измерить значение размаха сигнала и нанести его на график;

– временной зависимости выходного сигнала на коллекторе транзистора  $U_{\text{к.э}}(t)$  [Vce]: по оси  $Y$  – напряжение в вольтах, по оси  $X$  – время в микросекундах;

– совмещенных спектров сигнала на базе  $U_{\text{б.э}}(t)$  и выходного сигнала на коллекторе  $U_{\text{к.э}}(t)$ : по оси  $Y$  – напряжение в логарифмическом масштабе, по оси  $X$  – частота в мегагерцах.

Измерить значения постоянных составляющих, частоты и амплитуды гармоник спектров входного и выходного сигналов и нанести их на график.

Проанализировать полученные результаты и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **3.2.3 Анализ прохождения «сильного» гармонического сигнала через безынерционную нелинейную цепь (транзисторный каскад)**

3.2.3.1 Согласно подпункту 3.2.1.1 загрузить файл **NC\_1SH.CIR**. Зарисовать электрическую схему цепи.

3.2.3.2 Проанализировать проходную ВАХ транзистора.

Согласно подпункту 3.2.1.2 в режиме DC Analysis... снять по точкам данные полученного графика проходной ВАХ транзистора VT1  $I_{\text{к}} = f(U_{\text{б.э}})$  в пределах изменения  $U_{\text{б.э}}$  [Vbe] от 0,6 до 1 В с шагом 0,05 В (при  $E_{\text{п}} = 9$  В). Для этого нажать функциональную клавишу F8. Поместить курсор на поле графика ВАХ и нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами «←», «→», установить ее последовательно в требуемые значения  $U_{\text{б.э}}$  [Vbe] и снять соответствующие значения  $I_{\text{к}}$  [Ic]. Измеряемые зна-

чения отображаются в столбце Left: в верхней строке – значения  $I_k$  в миллиамперах, а в нижней –  $U_{б.э}$  [Vbe] в милливольты.

Измерить и записать ток насыщения коллектора  $I_{к.н}$  ( $I_c$ ) и соответствующее ему начальное напряжение насыщения  $U_{б.э}$  [Vbe].

Измерить крутизну  $S_0$  почти линейного рабочего участка ВАХ.

Для этого нажать левую клавишу и перемещая левую измерительную линию по графику движением мыши или клавишами «←», «→», установить ее в точку начала линейного участка ВАХ, а затем нажать правую кнопку мыши и перемещая правую измерительную линию по графику движением мыши, установить ее в точку конца линейного участка. Измеряемое значения крутизны  $S_0$  отображается в верхней строке столбца Slope в миллиамперах на милливольты. Записать значение  $S_0$  в миллиамперах на вольты.

Построить ВАХ по измеренным точкам и на этом же графике аппроксимировать ее тремя отрезками прямых линий.

Определить и указать значение напряжения запирающего (отсечки тока) транзистора  $U_{б.э} = U_3$ .

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

3.2.3.3 Проанализировать временные и спектральные характеристики «сильного» сигнала на входе и выходе НЦ.

Выполнить анализ для напряжения смещения в рабочей точке  $U_0 = 0,78$  В (по умолчанию). Для этого (согласно подпункту 3.2.1.3) в режиме Transient Analysis... снять графики зависимостей:

– временной зависимости входного сигнала на базе транзистора  $U_{б.э}(t)$  [Vbe]: по оси Y – напряжение в милливольты, по оси X – время в микросекундах; измерить значения амплитуды, периода и определить частоту входного сигнала, нанести их на график;

– временной зависимости тока коллектора транзистора  $I_k(t)$  [Ic]: по оси Y – ток в миллиамперах, по оси X – время в микросекундах.

Измерить значение длительности интервала времени  $t$ , на котором ток коллектора  $I_k(t)$  изменяется от максимального до минимального значения (точка изгиба). Определить значение угла отсечки как  $\Theta = 360^\circ \cdot t_\Theta / T_c$ ;

– временной зависимости выходного сигнала на коллекторе транзистора  $U_{к.э}(t)$  [Vce]: по оси Y – напряжение в вольтах, по оси X – время в микросекундах;

– совмещенных спектров сигнала на базе  $U_{б.э}(t)$  и выходного сигнала на коллекторе  $U_{к.э}(t)$ : по оси Y – напряжение в логарифмическом масштабе, по оси X – частота в мегагерцах.

Измерить значения постоянных составляющих, частоты и амплитуды гармоник спектров входного и выходного сигналов и нанести их на график.

Рассчитать значение коэффициента гармоник.

Используя данные подпунктов 3.2.3.2 и 3.2.3.3, по формулам (3.19) и (3.21) рассчитать угол отсечки и амплитуды наблюдаемых гармоник. Полученные значения сравнить с измеренными. Рассчитать КПД.

3.2.3.4 Повторить анализ согласно подпункту 3.2.3.3 для напряжения смещения в рабочей точке  $U_0 = 0,6$  В.

Для изменения значения напряжения рабочей точки необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по изображению источника питания  $U_0$ , в появившемся окне задать значение напряжения: в поле VALUE ввести **0.6**, нажать кнопку ОК.

### 3.3 Контрольные вопросы

1 Какие цепи являются нелинейными и какие применяются способы аппроксимации?

2 При каких условиях работы нелинейного элемента используется аппроксимация степенным полиномом и от чего зависит погрешность аппроксимации?

3 Какие составляющие тока появляются на выходе нелинейного элемента в случае, если на его вход подается: а) одна гармоническая составляющая; б) две гармонические составляющие?

4 Как аппроксимируется ВАХ нелинейного элемента в случае работы его в режиме «сильных» сигналов?

5 Что такое угол отсечки и как от него зависит: а) режим работы нелинейного элемента; б) выходной ток  $n$ -й гармоники?

6 Что характеризует оптимальный угол отсечки и как он определяется?

7 Какой вид имеют графики коэффициентов Берга?

8 В чем проявляются нелинейные искажения и как они оцениваются?

9 Как определяется КПД усилителя и от чего он зависит?

10 Нарисуйте на ВАХ нелинейного элемента графики входного и выходного сигналов в случае работы его в режимах: а) «слабого» сигнала; б) «сильного» сигнала.

### Литература

1 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. В 3 ч. Ч. 2 : Прохождение измерительных сигналов через радиоэлектронные цепи : учеб.-метод. пособие / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 2013. – С. 20–32.

2 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 2010. – С. 277–290.

3 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2005. – С. 323–332, 326–329.

## ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

**Цель работы:** изучить физические процессы, происходящие в устройствах для получения сигналов с амплитудной, частотной модуляцией, а также процессы демодуляции (детектирования).

### 4.1 Краткие теоретические сведения

#### 4.1.1 Назначение устройств модуляции

Модуляция есть процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного модулируемого колебания под воздействием относительно низкочастотного модулирующего сигнала, содержащего определенную информацию. Из выражения, описывающего высокочастотные колебания тока,

$$I(t) = I_m \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (4.1)$$

следует, что такими параметрами являются амплитуда  $I_m$ , частота  $\omega_0$  и фаза  $\varphi$ . Поэтому можно осуществлять **амплитудную, частотную** или **фазовую** модуляцию. В результате модуляции спектр управляющего сигнала переносится в область высоких частот, где передача электромагнитных сигналов в свободном пространстве посредством излучения более эффективна. Роль переносчика информации выполняет высокочастотное колебание, называемое **несущим**. Устройства, предназначенные для получения модулированных колебаний, называются **модуляторами**. Обобщенная структурная схема модулятора показана на рисунке 4.1.

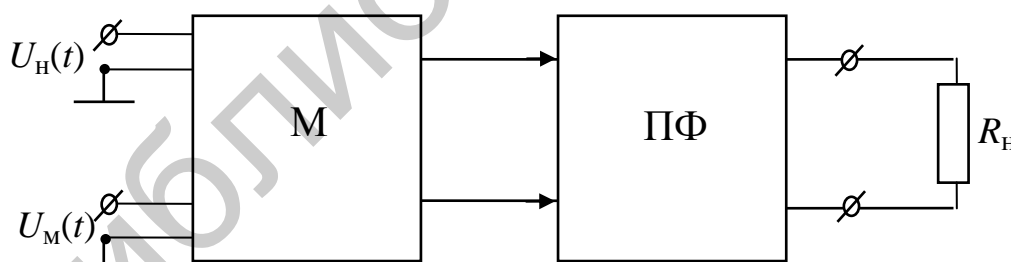


Рисунок 4.1

На вход модулятора подаются сигналы несущего колебания  $U_H(t)$  и модулирующего колебания  $U_M(t)$ . Модулирующий сигнал определенным образом воздействует на параметры модулятора (М), создавая амплитудную, частотную или фазовую модуляцию, и затем полосовым фильтром (ПФ) выделяется необходимый спектр частот для того или иного вида модуляции.

#### 4.1.2 Амплитудная модуляция и способы ее получения

Для получения амплитудной модуляции (АМ) в качестве модулятора используются нелинейные четырехполюсники, которыми на практике служат транзисторы и электронные лампы.

Рассмотрим получение АМ-колебаний в транзисторном модуляторе. Для получения неискаженной модуляции необходимо выбрать напряжение смещения  $E_0$  рабочей точки  $A$  так, чтобы она располагалась на середине квадратичного участка проходной характеристики транзистора (рисунок 4.2). В этом случае, как известно, при аппроксимации ВАХ степенным полиномом второй степени будем иметь член полинома

$$a_2 u_{\text{вх}}^2,$$

где  $a_2$  – коэффициент степенного полинома;

$u_{\text{вх}}$  – амплитуда на входе нелинейного элемента, равная

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{н}}(t) + U_{\text{м}}(t), \quad (4.2)$$

который дает необходимые составляющие для спектра АМ-колебания.

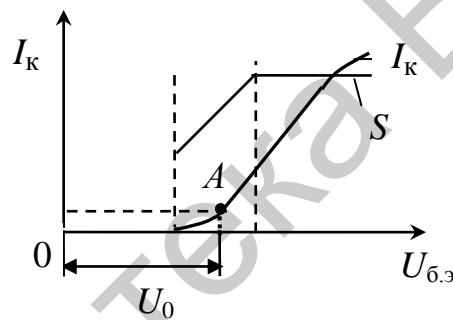


Рисунок 4.2

Одновременно нелинейный четырехполюсник можно рассматривать и как параметрический элемент, у которого крутизна  $S$  изменяется линейно под воздействием управляющего (модулирующего) напряжения  $U_{\text{м}}(t)$ . В результате, если на вход модулятора поданы несущее колебание  $U_{\text{н}}(t)$  и одностональное модулирующее напряжение  $U_{\text{м}}(t)$ , спектры которых  $S_{\text{н}}(\omega)$  и  $S_{\text{м}}(\Omega)$  показаны на рисунке 4.3, а и б соответственно, то на выходе его после ПФ (см. рисунок 4.1) получим АМ-колебания, спектр которых показан на рисунке 4.3, в.

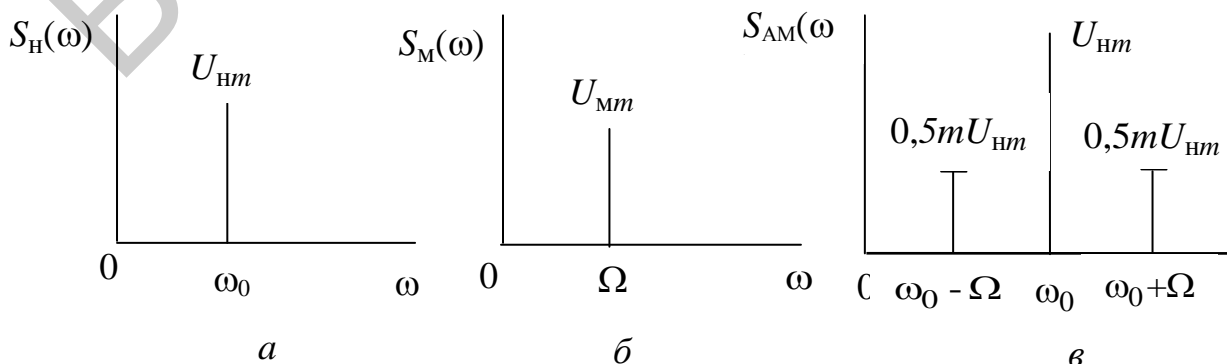


Рисунок 4.3



### 4.1.3 Схемы построения модуляторов АМ-колебаний

#### 4.1.3.1 Схема и характеристики базового модулятора.

АМ может осуществляться в задающем генераторе (ЗГ), но в основном в предоконечном или выходном каскаде генераторов передающих устройств путем изменения напряжения на одном или нескольких электродах электронного прибора. В соответствии с этим в транзисторных генераторах различают базовую, эмиттерную и коллекторную модуляции. Базовая и эмиттерная модуляция осуществляется в предварительных, а коллекторная – в предоконечных каскадах генераторов. Полученные АМ-колебания усиливаются в последующих каскадах, работающих с углом отсечки меньше  $90^\circ$ .

Схема базового модулятора приведена на рисунке 4.4 и содержит в цепи базы два трансформатора:  $Tr_1$  – высокочастотный (Вх. ВЧ), с помощью которого сигнал несущего колебания  $U_H(t)$  подается на базу транзистора  $VT$ ;  $Tr_2$  – низкочастотный (Вх. НЧ), служащий для связи с источником модулирующего сигнала  $U_M(t)$ . С помощью сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , подключенных к источнику питающего напряжения  $E_k$  через дроссель  $L_{др}$ , задается положение рабочей точки на нелинейном участке ВАХ, в результате чего осуществляется перемножение модулируемого и модулирующего сигналов. Конденсатор  $C_1$  устраняет влияние ВЧ-колебания на источник НЧ-колебания, а  $C_2$  – влияние источника модулирующего колебания на цепи смещения по постоянному току.

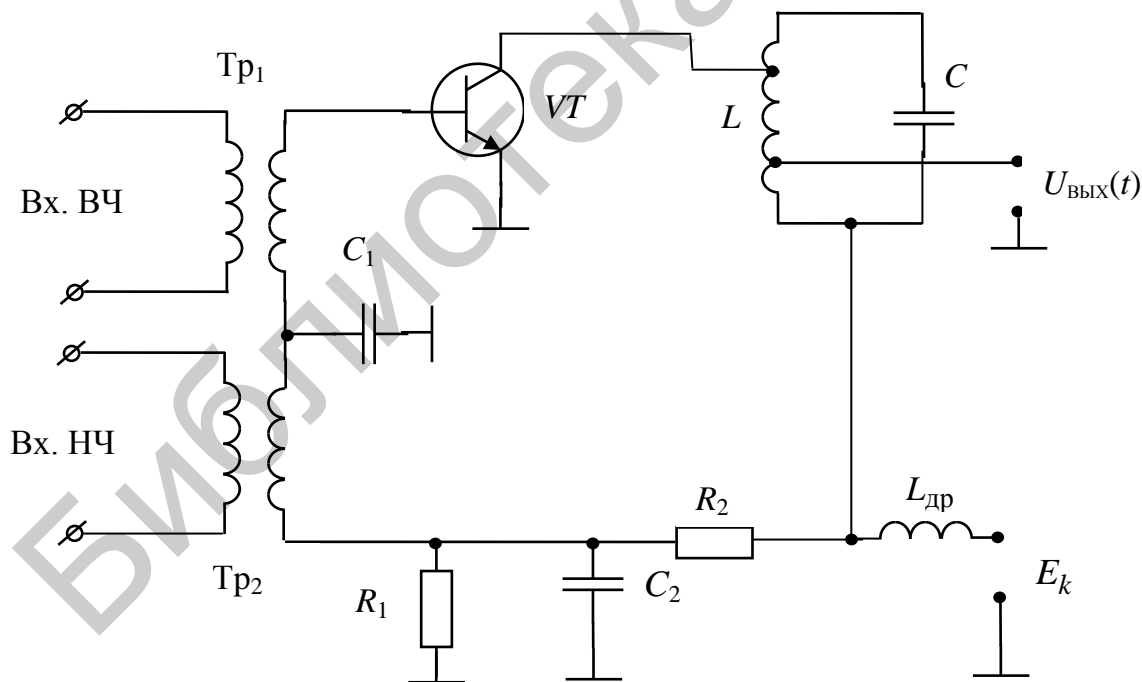


Рисунок 4.4

Для оценки качества работы АМ вводятся так называемые модуляционные характеристики: статическая, динамическая и частотная.

**Статическая модуляционная характеристика (СМХ)** представляет зависимость амплитуды выходного несущего колебания на контуре модулятора

$U_{\text{ВЫХ}}(t)$  от величины напряжения смещения на базе транзистора  $E_0$  при постоянной амплитуде несущего колебания  $U_{\text{Н}}(t) = \text{const}$  на входе модулятора, то есть  $U_{\text{ВЫХ}} = f(E_0)$  (рисунок 4.5, а).

Для работы модулятора без искажений необходимо выбрать рабочую точку  $A$  на середине линейного участка  $BC$  (рисунок 4.5, а), что соответствует середине квадратического участка ВАХ, при этом максимальная амплитуда модулирующего напряжения  $U_{\text{М max}}$  не должна выходить за пределы линейного участка. Максимальный коэффициент модуляции  $m_{\text{max}}$  АМ-сигнала в этом случае определится как

$$m_{\text{max}} = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{U_{\text{max}} + U_{\text{min}}}, \quad (4.3)$$

где  $U_{\text{max}}$  и  $U_{\text{min}}$  — максимальная и минимальная величины напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ , определяемые из рисунка 4.5, а.

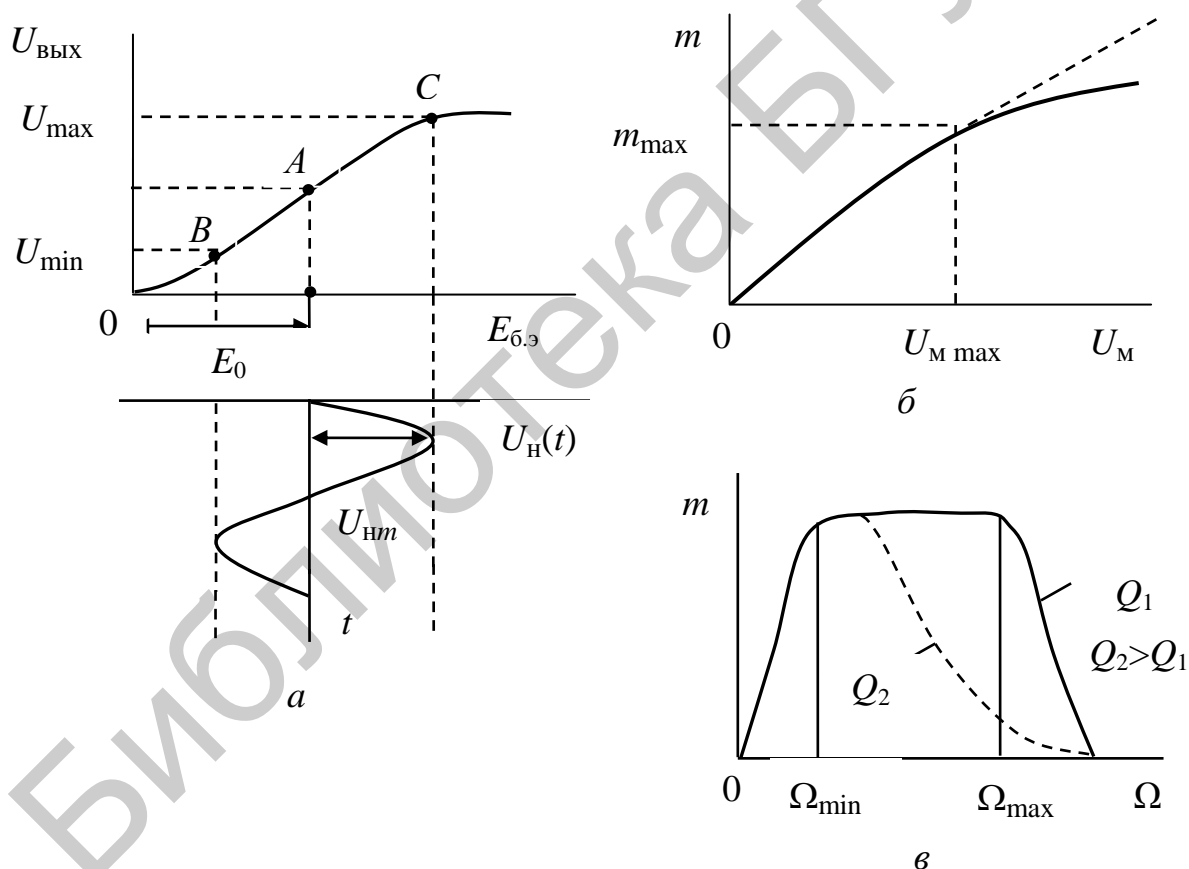


Рисунок 4.5

**Динамическая модуляционная характеристика (ДМХ)** определяет зависимость коэффициента модуляции  $m$  выходного сигнала от амплитуды модулирующего колебания  $U_{\text{М}}(t)$ , то есть  $m = f(U_{\text{М}})$  при заданных смещении  $E_0$  и амплитуде несущего колебания  $U_{\text{Н}}(t)$ . На рисунке 4.5, б показан примерный график ДМХ, из которого можно определить максимальную величину амплитуды

модулирующего колебания  $U_{M \max}$ , соответствующую линейной зависимости ДМХ. При  $U_M \leq U_{M \max}$  модуляция происходит без искажений.

**Частотная модуляционная характеристика (ЧМХ)** устанавливает зависимость коэффициента модуляции  $m$  от частоты модулирующего сигнала  $\Omega$ , то есть  $m = f(\Omega)$  (рисунок 4.5, в). Она имеет спад в области низких частот из-за свойств модуляционного трансформатора  $Tr_2$ , а в области высоких частот – избирательными свойствами колебательного контура  $LC$  (см. рисунок 4.4). При этом чем меньше добротность контура  $Q$ , тем имеем более равномерную ЧМХ. Зависимость  $m$  от частоты модулирующего напряжения определяет степень **линейных частотных искажений** модулятора.

#### 4.1.3.2 Балансный модулятор.

Как известно, в спектре АМ-сигнала амплитуда гармоники несущей частоты информации не несет и может не передаваться. АМ-сигнал с подавленной несущей содержит только сумму двух гармоник с комбинационными частотами  $\omega_H \pm \Omega_M$  (рисунок 4.6, а) и определяется соотношением

$$U_{AM}(t) = \frac{mU_{Hm}}{2} \cos(\omega_H + \Omega_M)t + \frac{mU_{Hm}}{2} \cos(\omega_H - \Omega_M)t. \quad (4.4)$$

Временная функция этого сигнала имеет вид, показанный на рисунке 4.6, б. Такой АМ-сигнал передается с меньшими энергетическими затратами.

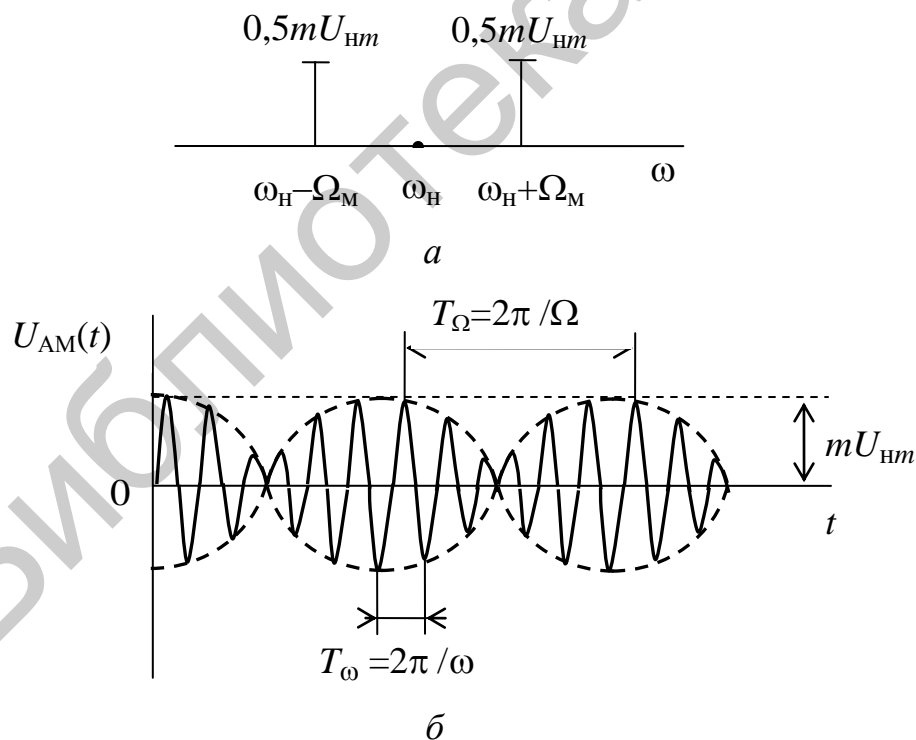


Рисунок 4.6

Для осуществления АМ-модуляции с подавленной несущей используется схема **балансного модулятора (БМ)** (рисунок 4.7), представляющая собой параллельное объединение двух обычных схем модуляторов. Балансировка схемы

на высокой частоте осуществляется изменением взаимных индуктивностей  $M_1$  и  $M_2$ , а на низкой частоте – переменным резистором  $R_1$ .

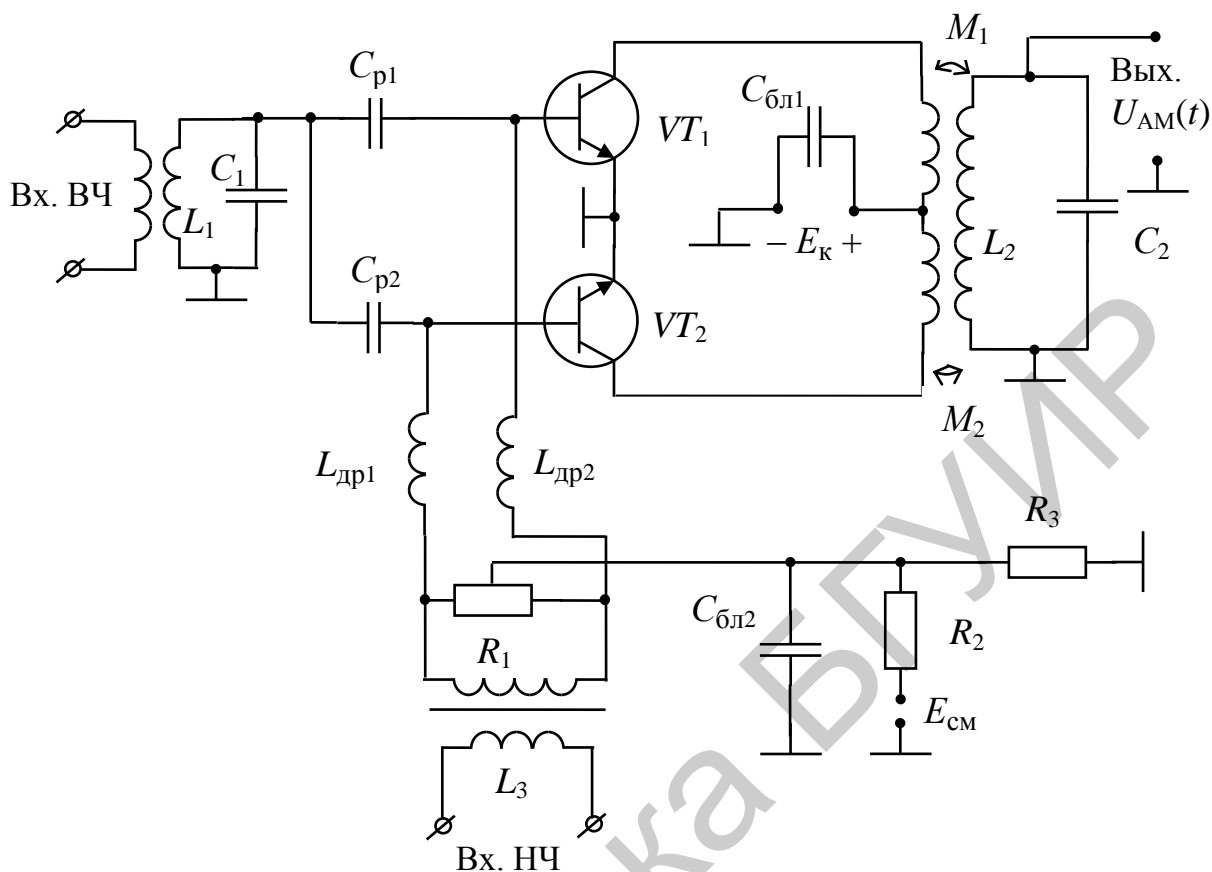


Рисунок 4.7

#### 4.1.4 Модуляторы ЧМ-сигналов

Методы осуществления частотной модуляции (ЧМ) можно разделить на две группы: прямые и косвенные. Прямой метод означает непосредственное управление частотой колебаний, генерируемых ЗГ (задающим генератором, автогенератором), а косвенные методы осуществляют преобразования фазовой модуляции (ФМ) в ЧМ.

ЧМ можно осуществить непосредственным воздействием на частоту ЗГ, изменяя индуктивность или емкость контура автогенератора. Структурная схема в этом случае (рисунок 4.8) содержит ЗГ, управляемый модулирующим сигналом  $U_M(t)$  от модулятора (М), и усилитель-ограничитель (У) для получения постоянной амплитуды ЧМ-сигнала.

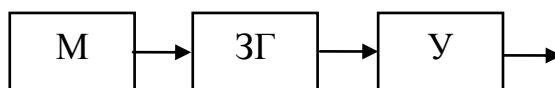


Рисунок 4.8

На рисунке 4.9 показана упрощенная схема ЗГ с частотной модуляцией. Модулирующий сигнал подается на варикап (VD), включенный в LC-контур ЗГ,

который перестраивает его резонансную частоту, за счет чего изменяется частота генерируемого несущего сигнала.

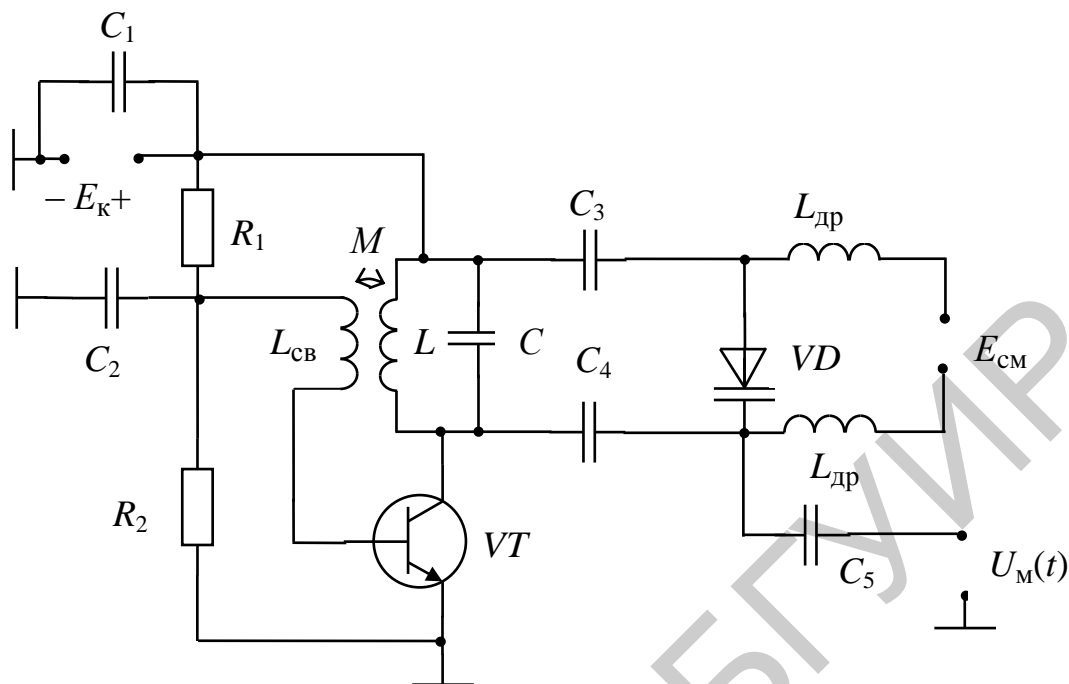


Рисунок 4.9

Емкость варикапа  $C_{\text{вар}}$  зависит от приложенного запирающего напряжения. Начальная емкость варикапа определяется постоянным запирающим напряжением  $E_{\text{см}}$  и изменяется за счет подачи модулирующего напряжения  $U_{\text{м}}(t)$  через разделяющий НЧ- и ВЧ-сигналы дроссели  $L_{\text{др}}$  (см. рисунок 4.9).

Величина емкости  $C_{\text{вар}}$  определяется соотношением

$$C_{\text{вар}} = \frac{C_{\text{н}}}{(1 + |U|/\varphi_0)^\gamma}, \quad (4.5)$$

где  $\varphi_0 = 0,5 \dots 0,7$  В (для кремния) – контактная разность потенциалов;

$\gamma = 0,5$  – коэффициент перехода;

$C_{\text{н}}$  – начальная емкость.

### 4.1.5 Демодуляторы

#### 4.1.5.1 Назначение устройств демодуляции.

Демодуляцией (детектированием) называют процесс восстановления модулирующего напряжения из модулированных колебаний, то есть процесс обратный модуляции. В зависимости от вида модуляции напряжение на выходе детектора должно воспроизводить закон изменения амплитуды, частоты или фазы детектируемого колебания. Детектирование сопровождается преобразованием спектра высокочастотного (ВЧ) сигнала, содержащего несущее колебание и колебания боковых частот. На выходе демодулятора выделяется напряжение

с низкочастотным (НЧ) спектром передаваемого сигнала. Так как при детектировании происходит трансформация частотного спектра, то такой процесс не может быть осуществлен без применения нелинейных элементов (или линейных, но с переменными параметрами), а также фильтра нижних частот (ФНЧ) для выделения необходимого спектра частот. Структурная схема демодулятора показана на рисунке 4.10.

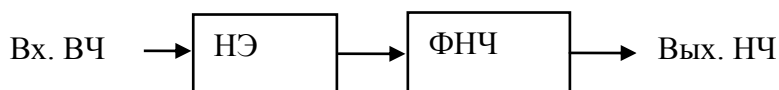


Рисунок 4.10

#### 4.1.5.2 Детектирование АМ-колебаний.

При детектировании АМ-колебаний (рисунок 4.11, *а*) необходимо получить колебания, совпадающие по форме с огибающей модулированного сигнала (рисунок 4.11, *б*). Для этого из спектра АМ-колебания (рисунок 4.12, *а*), состоящего из несущей ( $\omega_0$ ) и боковых составляющих ( $\omega_0 \pm \Omega_j$ ), необходимо выделить модулирующие частоты  $\Omega_j$  (рисунок 4.12, *б*).

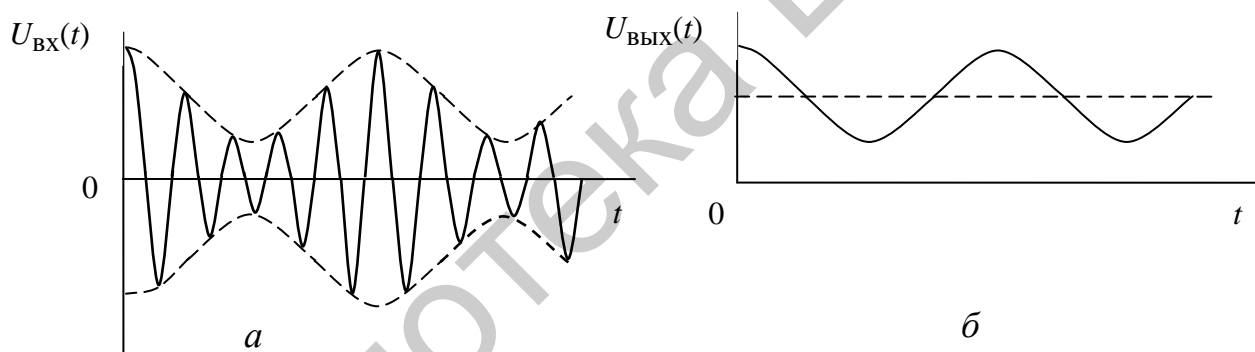


Рисунок 4.11

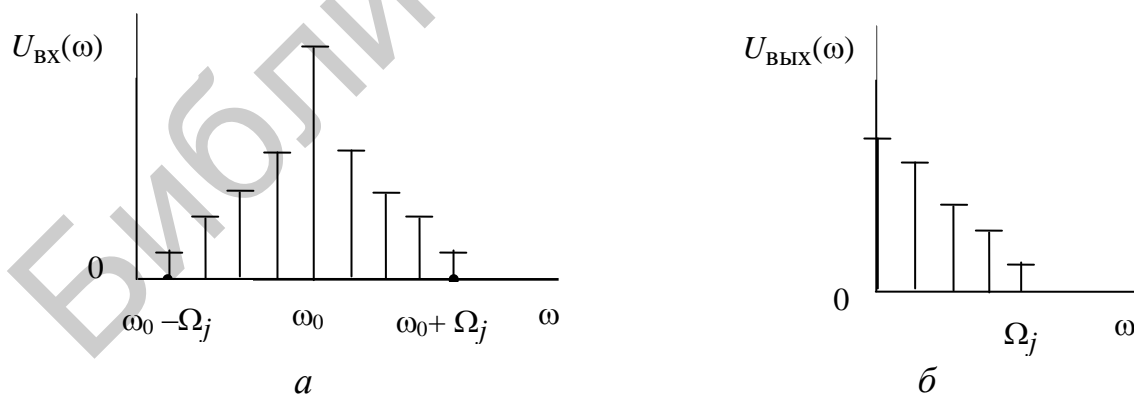


Рисунок 4.12

Элементом, в котором осуществляется преобразование частоты, может быть как управляемое (транзистор, триод), так и неуправляемое (диод) нелинейное сопротивление, а также и линейное сопротивление с переменными параметрами. В качестве фильтра используется ФНЧ в виде  $RC$ -цепи, который выделяет все составляющие протектированного сигнала и не пропускает вы-

сокочастотные составляющие. Элементы ФНЧ выбираются такие, чтобы выполнялись неравенства

$$\frac{1}{\omega_0 C} \leq R, \quad (4.6)$$

$$\frac{1}{\Omega_{j \max} C} \geq R, \quad (4.7)$$

где  $\Omega_{j \max}$  – максимальная частота модулирующего колебания;  
 $\omega_0$  – частота несущего колебания.

При выполнении неравенства (4.6) отсутствуют частотные искажения, а при выполнении неравенства (4.7) выходное напряжение не содержит высокочастотной составляющей.

#### 4.1.5.3 Диодное детектирование.

Детектирование, где нелинейным элементом (рисунок 4.13) служит диод, называется **диодным**. По способу включения различают схемы последовательного (рисунок 4.13, а) и параллельного (рисунок 4.13, б) диодного детектора. Причем схему рисунка 4.13, а называют схемой с открытым входом (по постоянному току имеем малое входное сопротивление), а схему рисунка 4.13, б – с закрытым входом (по постоянному току имеем бесконечное входное сопротивление).

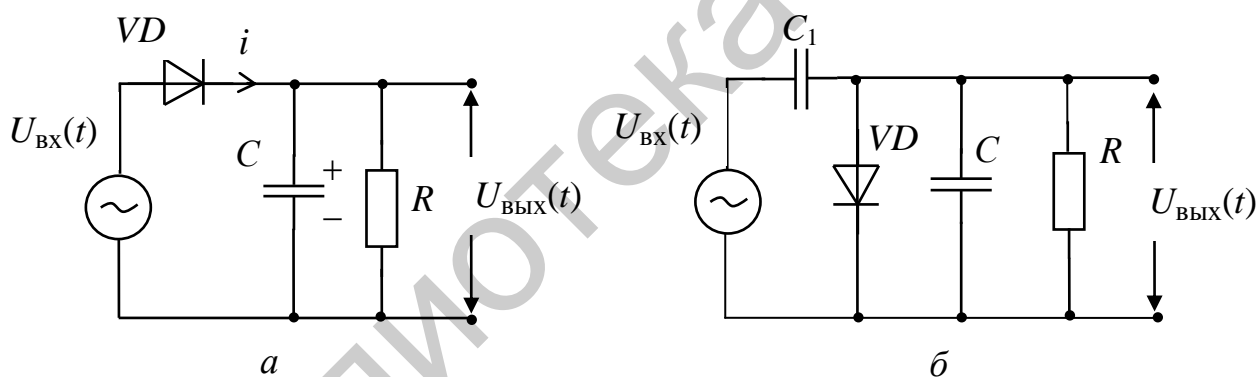


Рисунок 4.13

Последовательная схема диодного детектора применяется в том случае, когда входное напряжение не содержит постоянной составляющей. Принцип работы обеих схем почти одинаков. Рассмотрим работу последовательной схемы диодного детектора.

Такой детектор образован последовательным соединением диода  $VD$  и параллельной  $RC$ -цепи, которая выполняет роль ФНЧ. Элементы последней выбираются из условий (4.6) и (4.7). Полагаем, что диод имеет ВАХ, показанную на рисунке 4.14, а. Зависимость тока диода  $i$  от напряжения  $u$  на диоде может быть задана равенством

$$i = \begin{cases} S \cdot u & \text{при } u \geq 0; \\ 0 & \text{при } u < 0, \end{cases} \quad (4.8)$$

где  $S$  – крутизна характеристики диода.

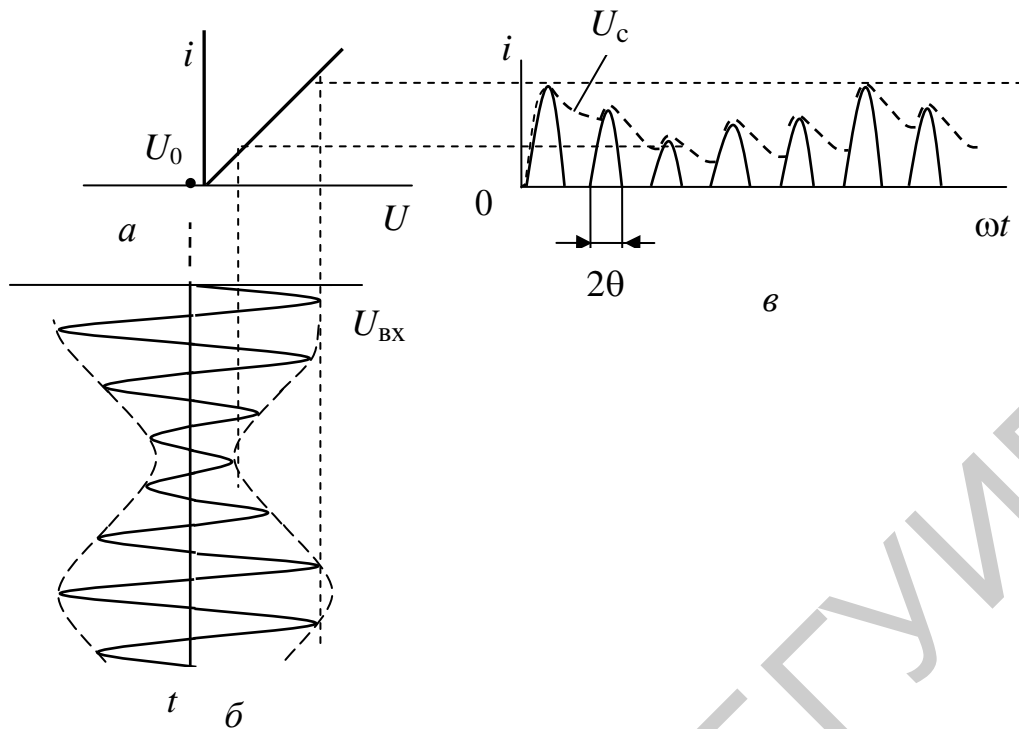


Рисунок 4.14

Пусть на диодный детектор действует модулированное высокочастотное колебание (рисунок 4.14, б). В первый момент во время положительного полупериода входного напряжения диод открыт и через него протекает ток  $i$ , заряжающий конденсатор  $C$  с постоянной времени  $\tau_3 = R_d C$ , где  $R_d$  – сопротивление открытого диода. Когда напряжение на конденсаторе  $C$  больше мгновенного значения входного напряжения, диод закрыт, ток через диод не проходит и конденсатор  $C$  разряжается через резистор  $R$  (рисунок 4.14, в). Постоянная времени разряда  $\tau_p = RC \gg \tau_3$ .

После окончания переходного процесса в схеме устанавливается режим, при котором среднее значение тока диода  $i$  равно среднему значению тока  $i_R$ . Напряжение  $U$ , приложенное к диоду, складывается из входного напряжения  $U_{вх}$  и напряжения смещения  $U_0$ , то есть

$$U = -U_0 + U_m \cos \omega t, \quad (4.9)$$

где  $U_m$  – амплитуда входного высокочастотного колебания.

При аппроксимации ВАХ диода двумя отрезками прямых (рисунок 4.14, а) постоянная составляющая тока равна

$$I_0 = (S \cdot U_m / \pi) (\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (4.10)$$

где  $\theta$  – угол отсечки (рисунок 4.14, в), который определяется из соотношения

$$\cos \theta = \frac{U_0}{U_m}. \quad (4.11)$$

Поскольку  $U_0 = I_0 R$ , то из (4.11) следует, что



$$I_0 = \frac{U_M}{R} \cos \theta. \quad (4.12)$$

Приравняв правые части в (4.10) и (4.12), получим

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{RS}. \quad (4.13)$$

Из (4.13) следует, что угол отсечки  $\theta$  определяется только сопротивлением нагрузки  $R$  и крутизной  $S$  ВАХ открытого диода  $VD$  и не зависит от амплитуды приложенного напряжения  $U_M$ .

Если в (4.12) обе части уравнения умножить на  $R$ , получим

$$U_{\text{вых}} = I_0 R = U_M \cos \theta. \quad (4.14)$$

Зависимость  $U_{\text{вых}} = f(U_M)$  называется **характеристикой детектирования**, которая является линейной.

Коэффициент передачи диодного детектора по постоянному току  $k_{д=}$  определяется отношением постоянного напряжения на выходе детектора  $U_0 = U_{\text{вых}}$  к амплитуде переменного напряжения  $U_M$  на его входе и с учетом (4.14) равен

$$k_{д=} = U_0 / U_M = \cos \theta. \quad (4.15)$$

При больших сопротивлениях нагрузки, когда  $R \gg r_d$ , угол отсечки  $\theta$  мал; при  $R \rightarrow \infty$   $k_{д=} \rightarrow 1$ .

Коэффициент передачи диодного детектора по переменному току  $k_{д\approx}$  определяется отношением

$$k_{д\approx} = \Delta U_0 / \Delta U_M, \quad (4.16)$$

при  $R \rightarrow \infty$   $k_{д\approx} \rightarrow 1$ .

Входное сопротивление  $R_{\text{вх}\approx}$  диодного детектора определяется как отношение амплитуды напряжения  $U_M$ , приложенного к детектору, к амплитуде первой гармоники тока  $I_{M1}$ , протекающего через детектор:

$$R_{\text{вх}\approx} = U_M / I_{M1}. \quad (4.17)$$

Поскольку ток первой гармоники тока определяется как

$$I_{M1} = \frac{SU_M}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta), \quad (4.18)$$

то входное сопротивление будет равно

$$R_{\text{вх}\approx} = \frac{\pi r_d}{\theta - \sin \theta \cos \theta}, \quad (4.19)$$

где  $r_d = 1/S$ .

Если угол отсечки  $\theta \ll 90^\circ$  и  $R \gg r_d$ , то

$$R_{вх} \approx R/2. \quad (4.20)$$

Рассмотренная выше работа диодного детектора с отсечкой тока является **линейным режимом**, так как характеристика детектирования является линейной, при этом амплитуда входного сигнала  $U_M$  должна быть большой и на практике выбирается  $U_M \approx 1$  В.

#### 4.1.5.4 Диодное детектирование в режиме малых сигналов.

В случае малых амплитуд  $U_M$  АМ-колебаний следует применять аппроксимацию ВАХ нелинейного элемента степенным полиномом. Это соответствует так называемому **квадратическому режиму детектирования**. В этом случае нулевая составляющая тока  $I_0$  определяется по формуле

$$I_0 = a_0 + 0,5a_2U_M^2(t). \quad (4.21)$$

При подаче на вход детектора АМ-колебания  $U_M(t)$  равно

$$U_M(t) = U_M(1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega_0 t). \quad (4.22)$$

Подставив (4.22) в (4.21), получим, что амплитуда первой гармоники частоты модуляции  $\Omega$ , которая является полезным результатом детектирования, равна

$$I_{\Omega 1} = a_2 m U_M^2, \quad (4.23)$$

а амплитуда второй гармоники частоты  $\Omega$ , которая является продуктом нелинейных искажений, равна

$$I_{\Omega 2} = 0,25 a_2 m^2 U_M^2. \quad (4.24)$$

Отношение  $I_{\Omega 2}/I_{\Omega 1}$  дает величину коэффициента нелинейных искажений при квадратическом режиме детектирования АМ-колебаний, модулированных одной частотой, который равен  $k_{н.и} = m/4$ .

При  $m=1$   $k_{н.и} = 25$  %. Наличие больших нелинейных искажений является недостатком квадратического режима детектирования.

Нелинейные искажения зависят также от выбора постоянной времени RC-фильтра. Если выполняются условия (4.6) и (4.7), то процесс детектирования осуществляется без искажений, как показано на рисунке 4.15, а.

Выбор слишком большой постоянной времени RC-фильтра для данной частоты модуляции приводит к нарушению неравенства (4.6), конденсатор  $C$  не успевает разряжаться через большое сопротивление  $R$ , напряжение  $U_0$  на RC-цепи не успевает следить за амплитудой входного сигнала (рисунок 4.14, б). При этом угол отсечки изменяется в широких пределах, так что детектирование становится нелинейным и возникают искажения.

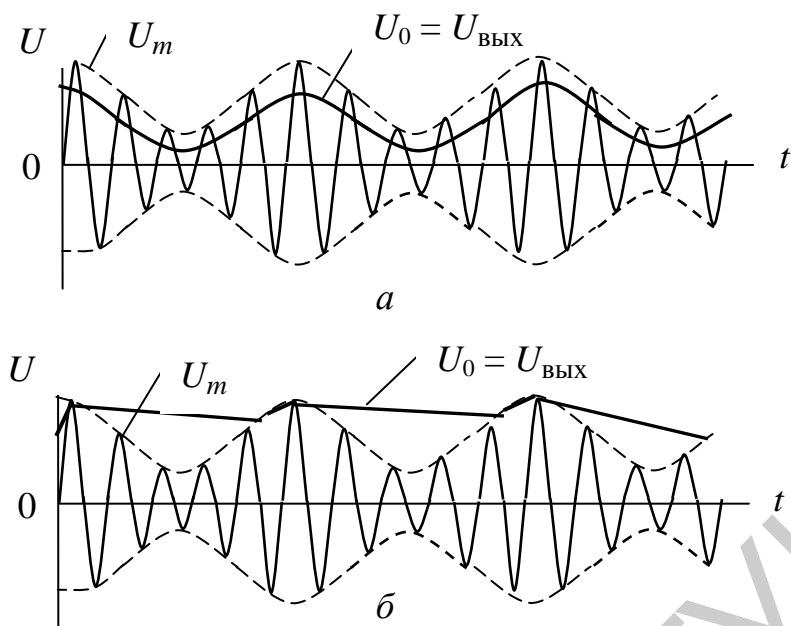


Рисунок 4.15

#### 4.1.6 Детектирование сигналов с частотной модуляцией

При детектировании ЧМ-сигналы предварительно преобразуются в колебания с неглубокой амплитудной модуляцией и затем детектируются амплитудным детектором. Подобное преобразование необходимо потому, что нелинейные элементы реагируют на изменение только амплитуды, а не частоты или фазы колебаний.

4.1.6.1 Частотные детекторы, основанные на принципе преобразования ЧМ-сигнала в АМ.

Преобразовать ЧМ-колебание в сигнал с АМ возможно, если использовать резонансный усилитель, контур которого расстроен относительно средней частоты подаваемого колебания. При этом напряжение для средней частоты  $f_0$  на

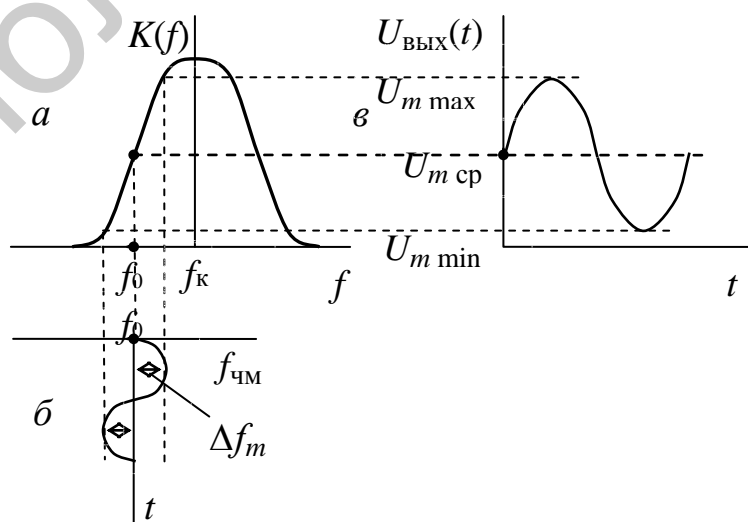


Рисунок 4.16

выходе должно быть примерно в два раза меньше напряжения на резонансной частоте  $f_k$  контура (рисунок 4.16), таким, чтобы спектр ЧМ-сигнала не выходил за пределы линейного участка склона резонансной характеристики. В этом случае выходное напряжение усилителя окажется промодулированным по амплитуде (см. рисунок 4.16).

Подав это напряжение на амплитудный детектор, получим на его выходе напряжение с частотой модулирующего сигнала. Недосток такого метода детектирования – весьма ограниченный линейный участок на склоне резонансной кривой контура, что приводит к нелинейным искажениям. Для отсутствия искажений необходимо, чтобы в пределах линейного участка склона резонансной кривой лежали не только изменения частоты, но и все существенные по амплитуде составляющие спектра ЧМ-колебания.

#### 4.1.6.2 Частотный детектор с расстроенными контурами.

Значительно лучшие результаты можно получить, если применить схему частотного детектора с расстроенными контурами (частотный дискриминатор), показанную на рисунке 4.17.

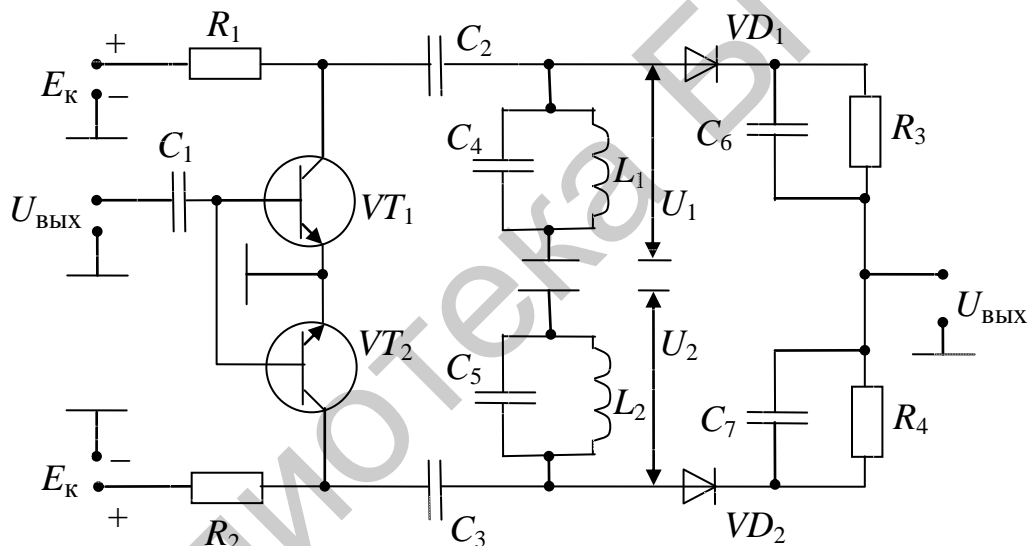


Рисунок 4.17

В этой схеме колебательные контуры  $C_4L_1$  и  $C_5L_2$  расстроены относительно средней частоты  $f_0$  ЧМ-колебания на  $\pm\Delta f$ , как показано на рисунке 4.18.

Результатирующая частотная характеристика (кривая 3) получается в результате вычитания резонансных кривых 1 и 2, сдвинутых относительно друг друга на  $\Delta f$ . Напряжение на выходе дискриминатора является разностью напряжений на колебательных контурах и определяется как

$$|U_1| - |U_2| = |Z_1| |I_{k1}| - |Z_2| |I_{k2}|, \quad (4.25)$$

где  $Z_1$  и  $Z_2$  – сопротивления колебательных контуров;

$I_{k1}$  и  $I_{k2}$  – коллекторные токи транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , протекающие через соответствующие резонансные контуры.

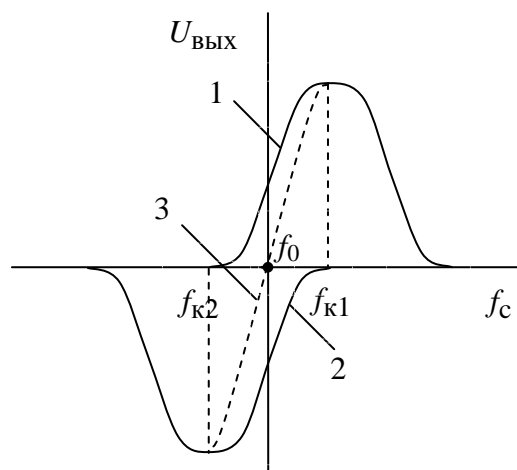


Рисунок 4.18

#### 4.1.6.3 Фазочастотный дискриминатор.

Частотные детекторы, использующие зависимость фазового сдвига от частоты, называемые фазочастотными дискриминаторами, строятся по схеме, показанной на рисунке 4.19.

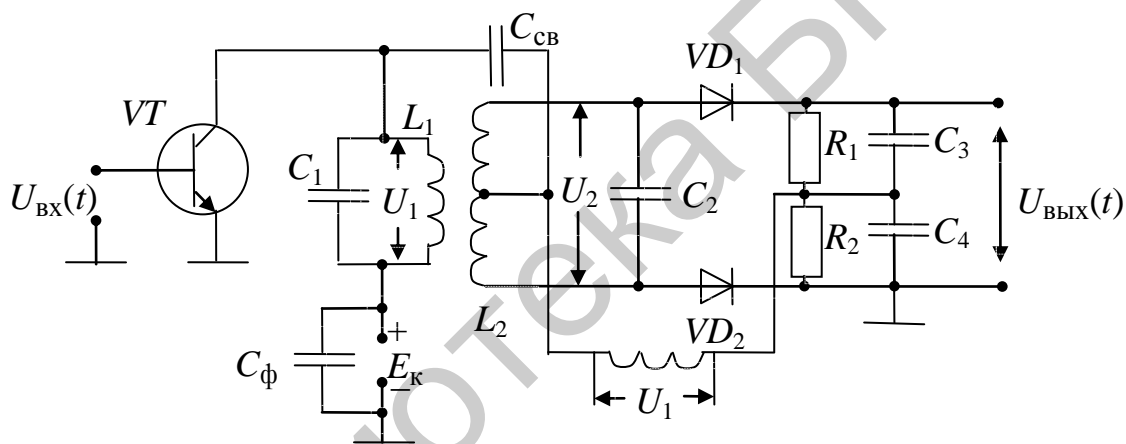


Рисунок 4.19

Такой детектор содержит два колебательных контура  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$ , настроенных на одну частоту  $f_0$ . С помощью емкости связи  $C_{св}$  и катушки индуктивности  $L_3$  напряжение первого контура прикладывается через среднюю точку индуктивности  $L_2$  к обоим диодам  $VD_1$  и  $VD_2$ . Таким образом, напряжение высокой частоты на каждом из диодов равно векторной сумме напряжений  $U_1$  первого контура  $L_1C_1$  и  $0,5 \cdot U_2$  второго контура  $L_2C_2$ , сдвинутых на угол  $90^\circ$ . На рисунке 4.20, а показана векторная диаграмма сложения этих двух напряжений на частоте  $f_0$  в отсутствие модуляции. Напряжение на выходе  $U_{ВЫХ}$  будет равно  $U_{ВЫХ} = |U_{ВЫХ1}| - |U_{ВЫХ2}| = 0$ .

При отклонении частоты ЧМ-сигнала от резонансной  $f_0$  на  $\Delta f$  в напряжении  $U_1$  появляется дополнительный фазовый сдвиг, который будет определяться ФЧХ первого контура. Соответственно появляется фазовый сдвиг в токе второго контура и половинки векторного напряжения  $U_2$  отклоняются, как показано

на рисунке 4.20, б, в. В результате длины векторов  $U_{\text{ВЫХ1}}$  и  $U_{\text{ВЫХ2}}$  будут меняться в зависимости от изменения  $\Delta f$ . Тогда результирующее напряжение будет равно  $U_{\text{ВЫХ}} = |U_1| - |U_2|$ .

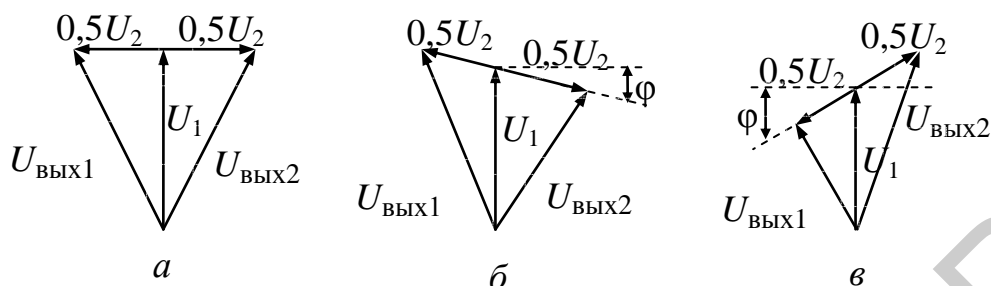


Рисунок 4.20

График зависимости  $U_{\text{ВЫХ}} = f(\Delta f)$  показан на рисунке 4.21 и называется детекторной характеристикой дискриминатора.

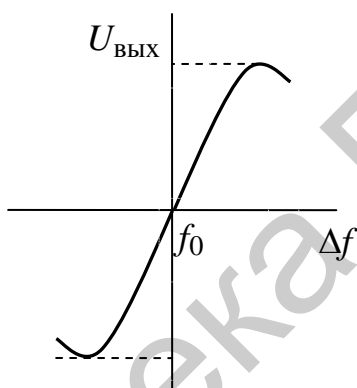


Рисунок 4.21

Максимальная линейность среднего участка характеристики получается при одинаковой добротности обоих контуров.

## 4.2 Порядок выполнения работы\*

### 4.2.1 Анализ работы базового модулятора на нелинейном резонансном усилителе

Загрузить файл **AMBAZ.CIR**, действуя аналогично подпункту 3.2.1.1. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы амплитудного базового модулятора на нелинейном резонансном усилителе.

4.2.1.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать RUN.

\*Лабораторная работа выполняется с применением программы MСАР-5, сведения о которой представлены в приложении А. В данной работе используется AC Analysis и Transient Analysis.

Зарисовать (скопировать) полученные графики зависимостей в режиме Transient Analysis...:

1 – напряжения на базе транзистора  $V_{T6}(t)$  ( $V(Ub)$ ), образованного суммой  $U_H(t)$ ,  $U_M(t)$  и  $U_0$ , в милливольтгах, для времени от 50 до 100 мкс;

2 – спектра гармоник напряжения ( $HARM(V(Ub))$ ) в милливольтгах, для частоты от 0,01 до 2,5 МГц;

3 – тока через резистор  $R_{из}$  ( $I(Riz)$ ) в миллиамперах, для времени от 50 до 100 мкс;

4 – спектра гармоник тока через резистор  $R_{из}$  ( $HARM(I(Riz))$ ) в миллиамперах для частоты от 0,01 до 2,5 МГц;

5 – напряжения выходного сигнала  $U_{AM}(t)$  ( $V(Uout)$ ) в вольтах, для времени от 50 до 100 мкс;

6 – спектра гармоник напряжения  $U_{AM}$  ( $HARM(V(Uout))$ ) в вольтах, для частоты от 0,01 до 2,5 МГц.

4.2.1.2 Пользуясь методикой измерений, описанной в пунктах 3.2.2 и 3.2.3, измерить:

– частоты составляющих спектра напряжения  $U_6$  по графику 2;

– частоты составляющих спектра тока через резистор  $R_{из}$  по графику 4;

– частоты и амплитуды гармоник спектра напряжения выходного сигнала  $U_{AM}$  по графику 6.

Пользуясь измеренными значениями, рассчитать коэффициент модуляции  $m$ .

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### 4.2.2 Анализ схемы балансного амплитудного модулятора

Пользуясь подпунктом 3.2.1.1, загрузить файл **AMBAL.CIR**. Зарисовать изображенные в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы балансного модулятора.

4.2.2.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме Transient Analysis...:

1 – напряжений на базах  $U_{61}(t)$  ( $V(Ub1)$ ) и  $U_{62}(t)$  ( $V(Ub2)$ ), образованных суммой  $U_H(t)$ ,  $U_M(t)$  и  $U_0$ , в милливольтгах, для времени от 70 до 100 мкс;

2 – спектра гармоник напряжений на базах транзисторов VT1 и VT2 ( $HARM(V(Ub1))$ ) в милливольтгах, для частоты от 0,01 до 2,5 МГц;

3 – суммы токов через индуктивности ( $I(L6)+I(L7)$ ) в миллиамперах, для времени от 70 до 100 мкс;

4 – напряжения выходного сигнала  $U_{AM}(t)$  (V(Uout)) в вольтах, для времени от 70 до 100 мкс;

5 – спектра гармоник напряжения  $U_{AM}(t) - \text{HARM}(V(Uout))$  в вольтах, для частоты от 0,01 до 2,5 МГц.

4.2.2.2 Пользуясь методикой измерений, описанной в пунктах 3.2.2 и 3.2.3, измерить:

– частоты составляющих спектра напряжений на базах транзисторов по графику 2;

– частоты и амплитуды гармоник спектра напряжения выходного сигнала  $U_{AM}(t)$  по графику 5.

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### **4.2.3 Анализ работы частотного модулятора**

Пользуясь подпунктом 3.2.1.1, загрузить файл **HMOD.CIR**. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы частотного модулятора.

4.2.3.1 Установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне AC Analysis Limit необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать RUN.

Зарисовать (скопировать) полученные графики зависимостей в режиме AC Analysis...:

1 – амплитудно-частотных характеристик LC-контура автогенератора (V(Uout)) в вольтах, от частоты  $F$  в мегагерцах;

2 – фазочастотных характеристик LC-контура автогенератора (PH(V(Uout))) в градусах, от частоты  $F$  в мегагерцах.

4.2.3.2 Пользуясь методикой измерений, описанной в пунктах 3.2.2 и 3.2.3:

– измерить минимальное и максимальное значения резонансной частоты  $f_p=f_r$  по графику 1;

– определить значения средней (несущей) частоты автогенератора  $f_r=f_p$  и девиации частоты ЧМ-сигнала.

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### **4.2.4 Анализ работы последовательного АМ-детектора**

Пользуясь подпунктом 3.2.1.1, загрузить файл **AMD1PT.CIR**. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы АМ-детектора для значения конденсатора  $C_\phi=10$  нФ.



4.2.4.1 Установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме Transient Analysis...:

1 – напряжений входного сигнала  $U_{AM}(t)$  ( $V(Uin)$ ) и выходного сигнала  $U_M(t)$  ( $V(Uout)$ ) в вольтах, для времени от 20 до 100 мкс;

2 – спектра гармоник напряжения входного сигнала  $HARM(V(Uin))$  в вольтах, для частоты от 0 до 2 МГц;

3 – тока через диод VD ( $I(D1)$ ) в миллиамперах, для времени от 20 до 100 мкс;

4 – спектра гармоник тока через диод VD ( $HARM(I(D1))$ ) в миллиамперах, для частоты от 0 до 2 МГц;

5 – спектра гармоник напряжения выходного сигнала  $U_{ВЫХ}(t)$  ( $HARM(V(Uout))$ ) в вольтах, для частоты от 0 до 2 МГц.

4.2.4.2 Пользуясь методикой измерений, описанной в пунктах 3.2.2 и 3.2.3, измерить:

1) частоты гармоник спектра напряжения входного сигнала  $U_{AM}(t)$  по графику 2 и определить частоту модулирующего сигнала  $F_M$ ;

2) частоты составляющих спектра тока через диод VD по графику 3;

3) частоты составляющих спектра напряжения выходного сигнала  $U_{ВЫХ}(t)$  по графику 5.

4.2.4.3 Изменить номинальное значение емкости конденсатора на значение  $C_\phi = 10$  пФ. Для этого навести курсор мыши на изображение значения емкости конденсатора, двойным нажатием кнопки мыши вызвать панель, отображающую свойства элемента конденсатора, и в строку «VALUE» ввести значение «10 pF».

Аналогично подпункту 4.2.4.1 провести исследования временных и спектральных характеристик сигналов в режиме Transient Analysis, зарисовать (скопировать) графики 1 и 5.

4.2.4.4 Повторить действия согласно подпункту 4.2.4.1 для значения  $C_\phi = 10$  мкФ (в строку «VALUE» ввести значение «10 uF»).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### **4.2.5 Анализ работы фазочастотного дискриминатора**

Пользуясь подпунктом 3.2.1.1, загрузить файл **FHDE1.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы фазочастотного дискриминатора.

4.2.5.1 Снять графики зависимости АЧХ и ФЧХ ЧМ-детектора.

Для этого установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне AC Analysis Limit необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать RUN.

Зарисовать (скопировать) полученные графики зависимостей в режиме AC Analysis...:

1 – амплитудно-частотной характеристики –  $V(U1)/V(Uin1)$  в размах, от  $F_b$  мегагерцах;

2 – фазочастотной характеристики –  $\text{PH}(V(U1))$  в градусах от  $F$  в мегагерцах.

Пользуясь методикой измерений, описанной в пунктах 3.2.2 и 3.2.3,

измерить значение фазы на частоте  $f_c$ .

4.2.5.2 Снять графики зависимостей в режиме Transient Analysis....

Для этого установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать RUN.

Зарисовать графики зависимостей, полученные в режиме Transient Analysis...:

1 – напряжений входного сигнала  $U_{\text{чм}}(t) + U_n(t)$  ( $V(Uin)$ ) и сигналов после входного усилителя ( $V(Uin1)$ ) в вольтах для времени от 97 до 100 мкс;

2 – спектра гармоник напряжения входного сигнала  $Uin1$  ( $\text{HARM}(V(Uin1))$ ) в вольтах для частоты от 0 до 7 МГц;

3 – напряжения выходного сигнала  $U_M(t)$  ( $V(Uout)$ ) в милливольтках, для времени от 80 до 100 мкс;

4 – спектра гармоник напряжения сигнала  $U_M(t)$  ( $\text{HARM}(V(Uout))$ ) в милливольтках, для частоты от 0 до 7 МГц.

4.2.5.3 Пользуясь методикой измерений, описанной в пунктах 3.2.2 и 3.2.3, измерить:

1) частоты несущей и первых боковых гармоник спектра напряжения входного сигнала  $Uin1$  по графику 2 и по измеренным значениям определить частоту модулирующего сигнала  $F_M$ , девиацию частоты;

2) период сигнала и определить частоту  $F_M$  сигнала  $U_M(t)$  по графику 3;

3) частоту гармоники спектра напряжения выходного сигнала  $U_M(t)$  – по графику 4.

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 4.3 Контрольные вопросы

- 1 Как выбирается оптимальный режим работы модулятора?
- 2 Дайте определение статической, динамической и частотной характеристик модулятора. Для каких целей они снимаются и чем определяется характер их изменения?
- 3 Как влияет изменение добротности контура модулятора на коэффициент модуляции?
- 4 Каков принцип работы амплитудного модулятора?
- 5 Нарисуйте структурную схему модулятора.
- 6 Поясните принцип работы балансного модулятора.
- 7 Нарисуйте спектр АМ-сигнала на выходе балансного модулятора.
- 8 Поясните принцип получения частотной модуляции.
- 9 Нарисуйте структурную схему частотного модулятора.
- 10 Нарисуйте схему амплитудного детектора.
- 11 Какую роль играет фильтр нижних частот?
- 12 Поясните принцип работы амплитудного детектора.
- 13 Какие условия необходимо выполнить, чтобы отсутствовали искажения при амплитудном детектировании?
- 14 Поясните принцип работы фазочастотного дискриминатора.
- 15 Для чего нужен амплитудный ограничитель в фазочастотном дискриминаторе? Поясните принцип его работы.

### Литература

- 1 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. В 3 ч. Ч. 3 : Функциональные устройства обработки измерительных сигналов : учеб.-метод. пособие / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 2013. – С. 81–109.
- 2 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 2010. – С. 86–107, 304–316.
- 3 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2005. – С. 291–299.

ПРИЛОЖЕНИЕ А  
(справочное)

**ПОРЯДОК РАБОТЫ С ПРОГРАММОЙ МСАР-5**

**А.1 Краткие сведения о программе МСАР-5**

Программа МСАР-5, используемая в данном лабораторном практикуме, является учебным средством схемотехнического моделирования на основе ядра SPICE и позволяет осуществлять:

– для цепей: AC Analysis – анализ амплитудно- и фазочастотных характеристик, а также характеристик группового времени запаздывания (ГВЗ); Transient Analysis – анализ временных характеристик сигналов и временных передаточных характеристик цепей (импульсных (ИХ) и переходных (ПХ)); DC Analysis – анализ характеристик по постоянному току, вольт-амперных характеристик и т. п.

– для сигналов: Transient Analysis – анализ временных, спектральных и корреляционных характеристик сигналов.

**А.2 Изменение параметров компонентов и их отображения в схеме**

Поместить курсор на компонент схемы и дважды нажать левую кнопку мыши, появится окно ввода (редактирования) параметров компонента и их отображения в схеме. Это окно содержит поле, в котором приведены параметры, присущие конкретному компоненту. Установить курсор на изменяемый параметр и нажать левую кнопку мыши. В соответствующих полях отображаются Имя (Name) и Величина (Value) параметра. Установить курсор в поле Name и (или) Value и ввести в них необходимые изменения. Установить или снять символ «√» в полях Display... и Display Pin Names соответственно, для отображения или отсутствия в схеме имени, величины параметра компонента и наименования его выводов. Нажать курсором ОК или клавишу ENTER клавиатуры.

**А.3 Загрузка файла электрической принципиальной схемы цепи**

Установить курсор на пункт File строки главного меню, нажать левую кнопку мыши; выделить курсором в появившемся меню опцию Open и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне «Открытие файла», пользуясь полосой прокрутки, найти имя требуемого файла схемы, установить на него курсор и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится принципиальная электрическая схема анализируемой цепи.

## **А.4 Графический анализ характеристик цепи и сигналов**

### ***А.4.1 Анализ частотных характеристик цепи***

Возможен анализ между заданными узлами цепи: амплитудно-частотной характеристики по напряжению –  $K_u(f)$ , по току –  $K_i(f)$ , по ЭДС –  $K_E(f)$ ; по мощности  $P(f)$ ; частотной зависимости сопротивления цепи  $Z(f)$ ; фазочастотной характеристики  $\varphi(f)$ ; характеристики группового времени запаздывания  $\tau_{гр}(f)$  и др.


Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши; выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis... и щелкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC Analysis Limits ввести требуемые данные, при необходимости их можно отредактировать (изменить) так же, как и в обычном редакторе. Для запуска анализа нажать RUN или функциональную клавишу F2. На появившихся графиках после выполнения расчетов отображаются результаты анализа заданных характеристик. На одном графике можно отобразить семейство кривых или несколько зависимостей от общей переменной.

Для выхода из этого режима в режим работы со схемой нажать кнопку F3.

### ***А.4.2 Анализ временных и спектральных характеристик сигналов***

Возможен анализ в заданных узлах цепи: временной функции сигнала напряжения  $U(t)$ , тока  $I(t)$  и мощности  $P(t)$ ; быстрого прямого и обратного преобразования Фурье; автокорреляционной и взаимокорреляционной функции и др. Для этого повторить алгоритм действия пункта А.4.1.

### ***А.4.3 Измерения значений характеристик, представленных графиками***

Для измерения требуемых значений (параметров) анализируемых характеристик нажать функциональную клавишу F8 или на инструментальной панели клавишу . Поместить курсор на поле анализируемого графика и нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Переместить курсор вправо и нажать правую кнопку мыши – на графике появится правая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой соответственно левую или правую клавиши и перемещая курсор по графику, установить измерительные линии в требуемые места характеристики.

Измеряемые значения по оси Y и X отображаются в соответствующих строках и столбцах, расположенных под графиком:

– первая строка показывает значения измеряемой величины по оси Y (например уровень АЧХ в размах)\*;

---


\*Когда на одном графике отображается семейство кривых или несколько зависимостей от общей переменной, количество строк, соответствующих оси Y, увеличится.

- нижняя строка показывает значения измеряемой величины по оси X (например, частоту в герцах);
- столбец Left соответствует значениям, снимаемым левой измерительной линией;
- столбец Reight соответствует значениям, снимаемым правой измерительной линией;
- столбец Delta соответствует разности между значениями, снимаемыми правой и левой измерительными линиями;
- столбец Slope соответствует отношению разности между значениями, снимаемыми правой и левой измерительными линиями.

Для выхода из режима измерения значений характеристик в режим наблюдения нажать клавишу F7, а в режим работы со схемой – F3.

#### ***А.4.4 Детальное отображение фрагмента графиков***

Для детального отображения фрагмента графика поместить курсор на часть поля исходного графика и, удерживая нажатой левую кнопку мыши, выделить прямоугольным контуром необходимый фрагмент графика и отпустить кнопку. Выделенный фрагмент отображается на графике более подробно.

**Примечание** – Чтобы вернуть исходный вид графика(ов) или обновить его, следует нажать F2 или на инструментальной панели кнопку .

#### ***А.4.5 Масштабирование графика***

Для увеличения/уменьшения масштаба графика поместить курсор на поле графика и щелкнуть левой кнопкой мыши, затем, удерживая клавишу Ctrl, соответственно нажимать кнопки плюс/минус на вспомогательной клавиатуре.

#### ***А.4.6 Просмотр графика со сдвигом по осям координат***

Для просмотра кривой графика со сдвигом по осям координат следует поместить курсор на поле графика, нажать правую кнопку мыши и, удерживая ее (появится курсор в виде руки), перемещать изображение кривой по осям.

*Учебное издание*

**Басов** Владимир Георгиевич  
**Гурский** Александр Леонидович

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ  
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*  
Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *А. В. Бас*

Подписано в печать 30.01.2018. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,77. Уч.-изд. л. 5,0. Тираж 40 экз. Заказ 390.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.  
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.  
220013, г. Минск, П. Бровки, 6