

Министерство образования Республики Беларусь  
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИН-  
ФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра теоретических основ радиотехники

**В.М. Дашенков**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВЫПРЯМЛЕНИЯ  
И ДЕТЕКТИРОВАНИЯ АМ КОЛЕБАНИЙ**

Методическое пособие

для практических и лабораторных занятий по дисциплинам  
"Радиотехнические цепи и сигналы", "Основы радиоэлектроники", "Основы  
радиоэлектроники и радиоэлектронные устройства"

Минск 1998

## Содержание

1. Цель работы
  2. Теоретические сведения.
    - 2.1. Выпрямление
    - 2.2 Однополупериодное (ОПП) выпрямление
      - 2.2.1 Двухполупериодное (ДПП) выпрямление
    - 2.3. Детектирование
  3. Краткая информация о программе "DET".
  4. Порядок выполнения работы
    - 4.1 Однополупериодное выпрямление
      - 4.1.1 Нелинейные детекторные характеристики
      - 4.1.2 Линейные детекторные характеристики
      - 4.1.3 Зависимости  $U_0$  и от  $R$
      - 4.1.4 Пульсации выпрямленного напряжения
      - 4.1.5 Входное сопротивление
    - 4.2 Однополупериодное детектирование
      - 4.2.1 Искажения при нелинейном детектировании
      - 4.2.2 Искажения линейном детектировании
      - 4.2.3 Детектирование сложного сигнала
  5. Контрольные вопросы
- Литература

# Исследование процессов выпрямления и детектирования АМ колебаний

## 1. Цель работы

Изучение процессов выпрямления и детектирования АМ колебаний в схемах однополупериодных и двухполупериодных диодных детекторов путем моделирования их работы на ЭВМ.

## 2. Теоретические сведения.

Термин детектирование означает выделение. Имеется в виду выделение низкочастотного (НЧ) сигнала модуляции из высокочастотного (ВЧ), модулированного колебания.

Пусть

$$E(t) = E_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

есть АМ колебание с несущей частотой  $\omega_0$ , начальной фазой  $\varphi_0$  и амплитудой  $E(t)$ , изменяющейся по закону сигнала модуляции. Как правило, функция  $E(t)$  медленная в сравнении с периодом несущей  $T_0 = 2\pi / \omega_0$

**Детектированием** называется такой процесс преобразования сигнала, в результате которого появляется НЧ составляющая, обусловленная сигналом модуляции и выделяемая фильтром низких частот (ФНЧ). В идеале воспроизводится  $E_i(t)$ .

**Выпрямление** есть частный случай детектирования, когда из спектра преобразованного сигнала выделяется только постоянная составляющая (нулевая гармоника), и на выходе получается постоянное напряжение или ток. Для выпрямления в качестве  $E(t)$  целесообразно использовать немодулированное колебание с постоянной амплитудой, т.е. когда  $E(t) = E$ . Выпрямление можно рассматривать, как детектирование немодулированного сигнала. С другой стороны детектирование АМ колебания есть не что иное, как выпрямление ВЧ сигнала с медленно меняющейся амплитудой  $E(t)$ . Таким образом, нужно четко понимать, что термины детектирование и выпрямление соответствуют одному и тому же физическому процессу и потому могут быть взаимозаменяемы в тех случаях, когда это не приводит к недоразумениям. В быту, однако, под выпрямлением обычно понимают получение постоянных токов и напряжений в результате преобразования немодулированных колебаний промышленных частот 50 - 400 Гц, тогда как

детектирование связывают с преобразованием модулированных сигналов радиочастот от 100 кГц и выше.

Со спектральной точки зрения выпрямление и детектирование различаются тем, что в первом случае, как указывалось, из спектра преобразованного сигнала выделяется только одна нулевая гармоника, тогда как во втором - целая полоса частот, заключающая сигнал модуляции. В обоих случаях мы имеем дело с *преобразованием спектра* исходного сигнала (т.е. процессом, который может быть реализован либо в нелинейных, либо в параметрических цепях). Большее распространение получило детектирование с нелинейным преобразованием. Структурная схема такого детектора на основе нелинейного преобразователя (НП) с характеристикой  $f(E)$  показана на рис. 1.

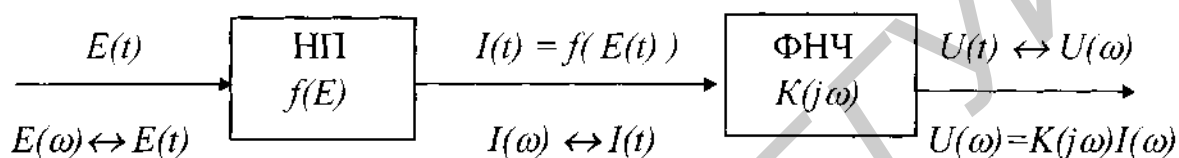


Рис.1.

ФНЧ выделяет полезные НЧ и отсекает ненужные ВЧ составляющие спектра. В данной схеме он выполняет также и роль нагрузки. Для упрощения анализа будем полагать, что входное сопротивление последующих каскадов достаточно велико, и его влиянием на процессы, происходящие в схеме, можно пренебречь.

## 2.1. Выпрямление

Изучение детектирования проще начать с выпрямления, когда на входе действует немодулированное колебание

$$E(t) = E_1 \cos \omega_0 t \quad (2)$$

Начальная фаза  $\varphi_0$  в (1) не оказывает влияния на результаты детектирования и выпрямления, поэтому для простоты положено  $\varphi_0 = 0$ . Существенную роль играет вид характеристики НП  $f(E)$ , которую в общем случае можно аппроксимировать степенным полиномом

$$f(E) = a_0 + a_1 E + a_2 E^2 + a_3 E^3 + \dots \quad (3)$$

и разложить на четную и нечетную составляющие

$$f(E) = f_{\text{чет}}(E) + f_{\text{неч}}(E), \quad (4)$$

где

$$f_{\text{чет}}(E) = a_0 + a_2 E^2 + a_4 E^4 + \dots$$

$$f_{\text{неч}}(E) = a_1 E + a_3 E^3 + a_5 E^5 + \dots$$

Сигнал на выходе НП ( будем считать, что это ток  $I(t)$  ) также представим в виде четной и нечетной компонент

$$I(t) = I_{\text{чет}}(t) + I_{\text{неч}}(t), \quad (5)$$

где

$$I_{\text{чет}}(t) = f_{\text{чет}}(E(t))$$

и

$$I_{\text{неч}}(t) = f_{\text{неч}}(E(t)) \quad (6)$$

что иллюстрируется Рис.2.

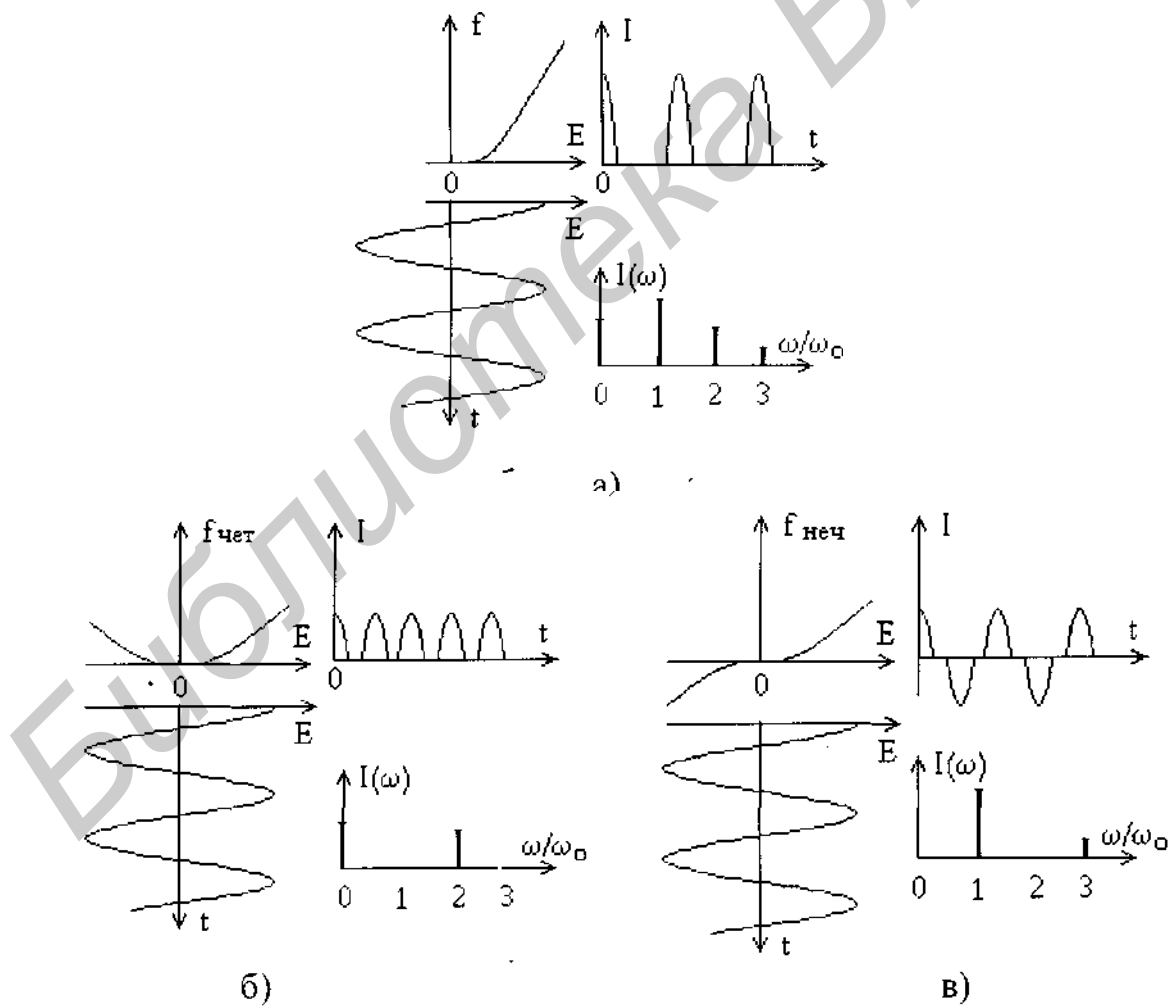


Рис. 2

Вследствие нелинейности характеристики  $f(E)$  выходной сигнал  $I(t)$

получается негармоническим и поэтому раскладывается в ряд Фурье по гармоникам частоты  $\omega_0$  :

$$I(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_k \text{Cos}k\omega_0 t , \quad (7)$$

причем четная и нечетная составляющие тока определяются четными и нечетными гармониками:

$$I_{\text{чет}}(t) = I_0 + I_2 \text{Cos}2\omega_0 t + I_4 \text{Cos}4\omega_0 t + \dots \quad (8)$$

$$I_{\text{неч}}(t) = I_1 \text{Cos}\omega_0 t + I_3 \text{Cos}3\omega_0 t + I_5 \text{Cos}5\omega_0 t + \dots$$

Полезной является только нулевая гармоника  $I_0$ , а остальные должны быть отфильтрованы. Гармоника  $I_0$  содержится в спектре сигнала  $I_{\text{чет}}(t)$  (Рис. 2б). За ее появление отвечает только  $f_{\text{чет}}(E)$ , тогда как  $f_{\text{неч}}(E)$  создает ненужные для детектирования нечетные гармоники (Рис.2в). Отсюда следует, что для детектирования желательно использовать НП с четным видом характеристик, обеспечивающих так называемое, *двухполупериодное* выпрямление (Рис.2б). Для получения НП с четными характеристиками применяют специальные балансные и мостовые схемы, содержащие по два и более нелинейных элемента. Выпрямление и детектирование с характеристиками обычного вида (рис. 2а) называется *однополупериодным*.

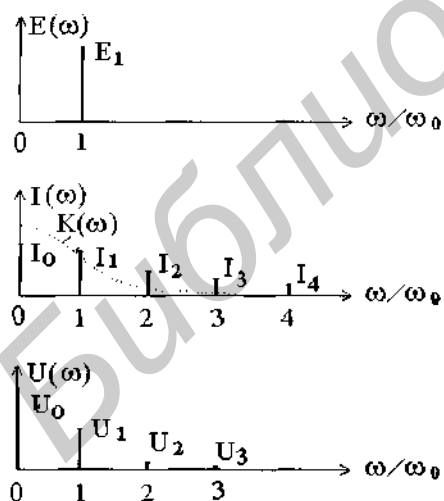


Рис.3

На рис. 3 показано, как преобразуется спектр входного сигнала (2) в процессе его нелинейного преобразования и фильтрации. Если фильтрация не идеальная, что обычно имеет место на практике, то выходное напряжение оказывается не постоянным, а пульсирующим

$$U(t) = U_0 + \Delta U(t).$$

Величина и форма пульсаций  $\Delta U(t)$  обусловлены наличием в спектре выходного сигнала неотфильтрованных гармоник  $U_1, U_2, U_3, \dots$

Важной характеристикой является зависимость выпрямленного тока  $I_0$  от амплитуды входного сигнала  $E_f$ :

$$I_0 = \Phi(E_1) \quad (9)$$

которая называется *детекторной* или *выпрямительной* характеристикой. В зависимости от вида характеристики  $f(E)$ , точнее ее части  $f_{чет}(E)$  функция  $\Phi(E_1)$  может быть либо линейной, либо нелинейной. Как правило, реальные характеристики  $f(E)$  имеют квадратичный начальный участок, переходящий затем в линейную часть.

При слабых входных сигналах, не выходящих за пределы квадратичного участка, для описания  $f(E)$  в разложении (3) достаточно ограничиться только квадратичным членом:

$$f(E) = a_0 + a_1 E + a_2 E^2 \quad (10)$$

Подставляя сюда (2), получим:

$$I(t) = f(E(t)) = a_0 + a_1 E_1 \cos \omega_0 t + a_2 E_1^2 \cos^2 \omega_0 t = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t,$$

где 
$$I_0 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 E_1^2; \quad I_1 = a_1 E_1; \quad I_2 = \frac{1}{2} a_2 E_1^2 \quad (11)$$

В данном случае зависимость  $I_0$  от  $E_1$  получается квадратичной, а отсюда и само детектирование *слабых* сигналов называется **квадратичным**.

В режиме сильных сигналов, далеко выходящих за пределы квадратичного участка, работа происходит в основном на линейной части характеристики  $f(E)$ . Для ее описания допустимо использовать кусочно-линейную аппроксимацию (Рис.4):

$$f(E) = \begin{cases} 0, & E \leq E_{отс} \\ S_0 (E - E_{отс}), & E \geq E_{отс} \end{cases} \quad (12)$$

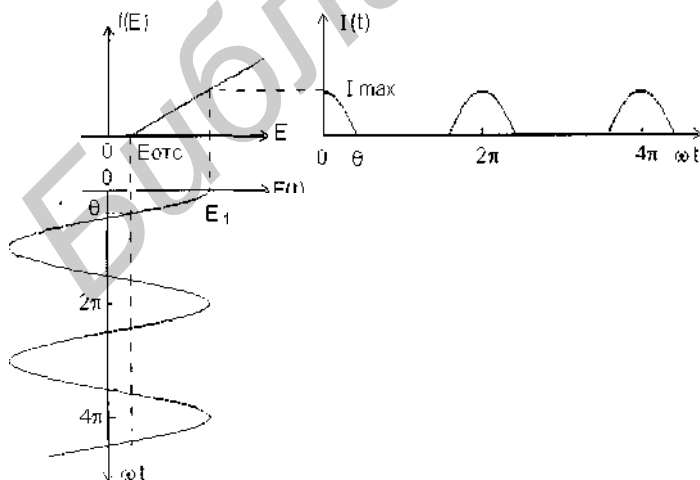


Рис.4

Здесь  $S_0$  - крутизна линейной части характеристики. В этом случае анализ можно вести, пользуясь методом угла отсечки  $\theta$ , выражая гармоники тока через коэффициенты Берга  $\alpha_k(\theta)$ :

$$I_k = I_{\max} \alpha_k(\theta), \quad (13)$$

где

$$I_{\max} = S_0 E_1 (1 - \cos \theta). \quad (14)$$

Используя известные формулы для  $a_0(\theta), a_1(\theta), a_2(\theta)$ , запишем выражения для гармоник тока  $I_0, I_1, I_2$ :

$$I_0 = S_0 E_1 (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi. \quad (15)$$

$$I_1 = S_0 E_1 (\theta - \sin \theta \cos \theta) / \pi, \quad (16)$$

$$I_2(\theta) = \frac{2}{3} S_0 E_1 \sin^3 \theta / \pi. \quad (17)$$

Как видно из (15), зависимость  $I_0$  от  $E_1$  получается линейной, почему и называют детектирование *сильных* сигналов **линейным детектированием**. Заметим, что понятия "слабый" или "сильный" сигнал являются относительными, поскольку связаны с видом характеристики  $I_{ex}$ . Кроме того, не должен вводить в заблуждение термин "линейное детектирование", который относится исключительно к виду детекторной характеристики (9), но не к самому процессу детектирования, который по сути является процессом нелинейным.

Важным параметром, определяющим нагрузку детектора на предыдущие каскады, является его активное входное сопротивление  $R_{ex}$ , выражаемое через энергию, потребляемую на входе детектора

$$W = \frac{1}{2} \frac{E_1^2}{R_{ex}} = \int_0^{T_0} E(t) I_{ex}(t) dt. \quad (18)$$

Ток на входе детектора  $I_{ex}(t)$ , вообще говоря, не гармонический, поэтому его нужно представить рядом Фурье

$$I_{ex}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{ex,k} \cos(k \omega_0 t + \psi_k).$$

Тогда с учетом (2)

$$W = \int_0^{T_0} E(t) I_{ex}(t) dt = \frac{1}{2} E_1 I_{ex,1} \cos \psi_1,$$

и из (18) получаем

$$R_{ex} = \frac{E_1}{I_{ex,1} \cos \psi_1}. \quad (19)$$

Таким образом, для определения  $R_{ex}$  нужно знать первую гармонику входного тока и ее фазу  $\psi_1$

## 2.2 Однополупериодное (ОПП) выпрямление

Простейшим видом детектора-выпрямителя является ОПП диодный детектор, показанный на Рис.5, именуемый далее, как Схема 1.



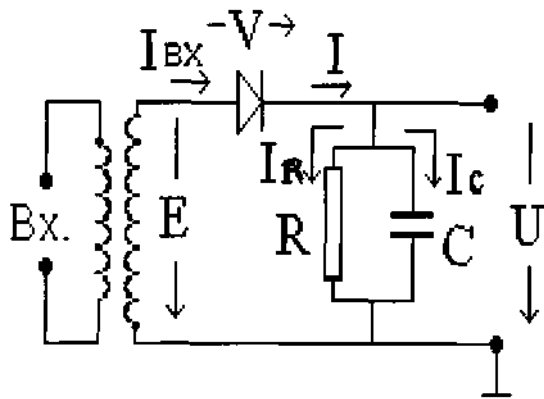


Рис. 5. Схема 1.

Входной трансформатор для простоты считаем идеальным. Цепь RC играет роль нагрузки и ФНЧ. Особенностью схемы является то, что к диоду приложено не все напряжение, а лишь его часть  $V = E - U$ , т.е. имеется 100 % отрицательная обратная связь, что приводит к существенной линеаризации характеристики диода.

Выведем дифференциальное уравнение, описывающее работу Схемы 1. Учтем, что токи через диод, емкость и резистор соответственно равны:

$$I = f(V) = f(E - U); \quad I_C = C \frac{dU}{dt}; \quad I_R = \frac{U}{R}.$$

Тогда из уравнения баланса токов  $I = I_C + I_R$  получаем уравнение для  $U$

$$\frac{dU}{dt} + \frac{1}{\tau} U - \frac{R}{\tau} f(E - U) = 0, \quad (20)$$

где  $\tau = RC$  - постоянная времени цепи нагрузки.

Решение этого уравнения можно проводить разными способами. В программе к данной лабораторной работе использован пошаговый метод Рунге-Кутты 4 порядка.

Проведем качественный анализ физических процессов, происходящих при работе схемы, иллюстрируемый Рис. 6.

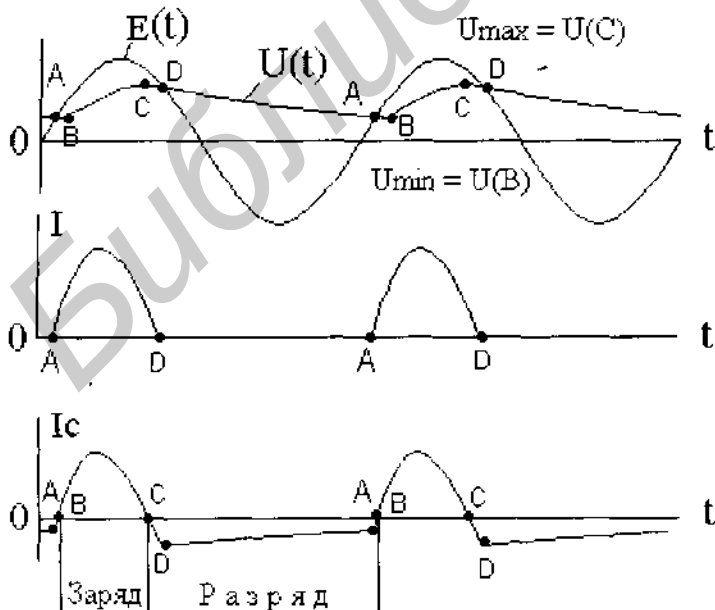


Рис.6

Сделаем два очевидных утверждения:

■ Выходное напряжение  $U(t)$ , не отрицательно, в силу чего также не отрицателен ток через резистор

$$I_R = \frac{U}{R}.$$

■ Диод остается открытым, и через него протекает ток  $I > 0$ , пока приложенное к диоду напряжение

$$V = E - U$$

будет положительным (интервал от А до D на Рис. 6.)

Рассуждаем далее. В течение интервала времени от D до A диод закрыт, и ток через него не течет, т.е.  $I = I_C + I_R = 0$ . Отсюда следует, что в это время емкость разряжается, т.к.

$$I_C = -I_R < 0.$$

Поскольку  $I_C = C \frac{dU}{dt}$ , то ясно, что здесь и  $\frac{dU}{dt} < 0$ , т.е. напряжение уменьшается. Установив, что на интервале D-A идет разряд емкости, мы должны сделать вывод, что заряд емкости и рост напряжения должны происходить где-то *внутри* интервала A-D, между некоторыми точками B и C, в которых  $I_C = 0$ ,  $\frac{dU}{dt} = 0$ , и происходит переход от разряда емкости к ее заряду, и наоборот. В начале цикла заряда ток  $I_C$  растет, т.к. увеличивается приложенное к диоду напряжение  $V$ , и растет ток через диод  $I$ . Однако, по мере роста  $U$  и приближения его к некоторому максимальному значению происходит сперва уменьшение  $I_C$ , а затем начинается разряд емкости, который на интервале C-D идет через открытый диод и резистор R, а после того, как диод закрывается, на интервале D-A только через R. После точки A диод снова открывается, скорость разряда емкости резко возрастает, и в точке B, когда  $U$  достигает некоторого минимума, снова начинается заряд емкости. Затем циклы заряда и разряда повторяются. Выходное напряжение  $U(t)$  изменяется по закону близкому к пилообразному. Величина пульсаций зависит от постоянной времени  $\tau = RC$ . Чем она больше, тем медленнее заряд и разряд емкости, меньше успевает измениться  $U(t)$ , меньше пульсации. Напряжение близкое к постоянно-му  $U(t) \approx U_0$  получается, если

$$RC \gg T_0 \quad (21)$$

Для установления количественных соотношений при выпрямлении будем считать, что (21) выполняется (напряжение  $U(t) \approx U_0$ ), и характеристику  $I=f(V)$  допустимо аппроксимировать отрезками прямых (Рис. 7). Тогда можно использовать метод угла отсечки.

Напряжение  $U_0$ , определяемое через нулевую гармонику выпрямленного тока, равно

$$U_0 = I_0 R, \quad (22)$$

откуда согласно (15) находим

$$U_0 = E_1 S_0 R (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi. \quad (23)$$

С другой стороны из Рис. 7 видно, что

$$U_0 = E_1 \cos \theta. \quad (24)$$

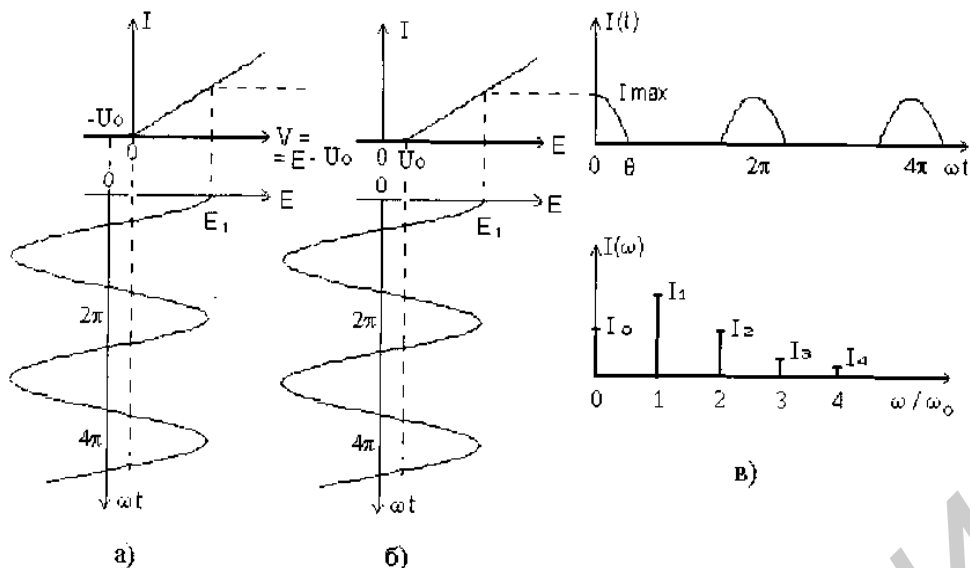


Рис.7. Варианты а) и б) построений в методе угла отсечки

Подставляя (24) в (23) и используя вместо крутизны характеристики  $S_0$  внутреннее сопротивление диода

$$R_i = I/S_0,$$

получим связь между углом отсечки, сопротивлением нагрузки  $R$  и сопротивлением  $R_i$ .

$$\frac{R}{R_i} = \frac{\pi}{\operatorname{tg}\theta - \theta}. \quad (25)$$

Совместное использование (24) и (25) позволяет построить графики зависимости угла отсечки и выпрямленного напряжения  $U_0$  от сопротивления нагрузки (Рис. 8).

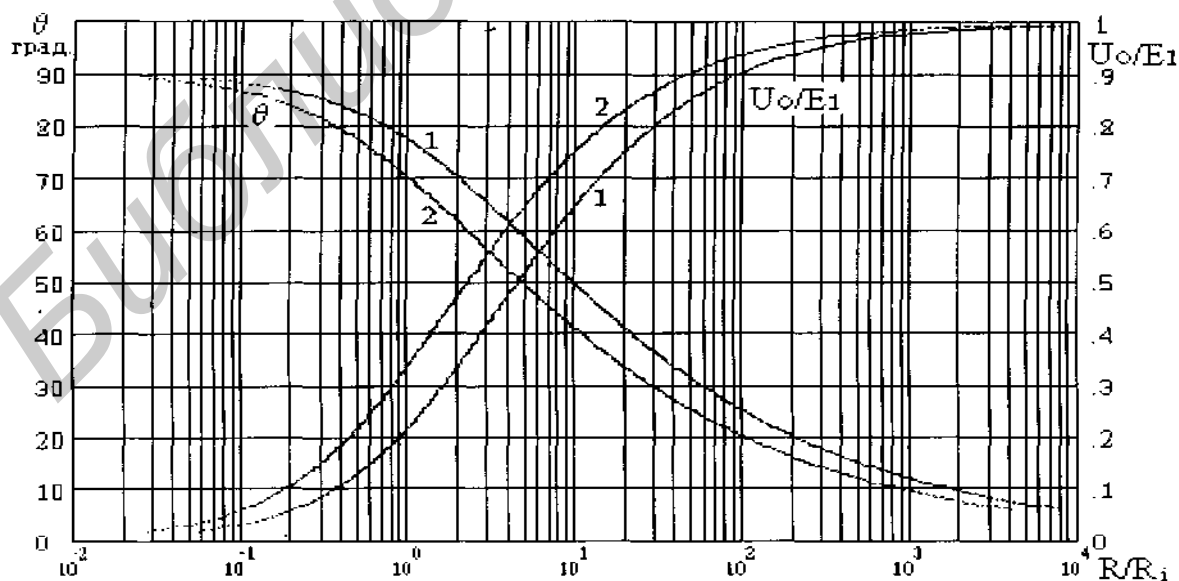


Рис.8 . Выпрямленное напряжение и углы отсечки однополупериодного (1) и двухполупериодного (2) линейного выпрямителя.

Из графика видно, что с увеличением  $R/R_i$  напряжение  $U_0$  растет, стремясь к

$E_1$  при  $R / R_i \rightarrow \infty$ . Это значит, что лишь при очень малом потреблении нагрузкой тока (большие  $R$ ) можно получить  $U_o$  близкие к  $E_1$ ,

Входное сопротивление детектора найдем по формуле (19). В данном случае ток на входе  $I_{вх}$  совпадает с выпрямленным током, т.е.  $I_{вх,1} = I_1$ , а фазовый сдвиг  $\psi_1 = 0$ . Поэтому

$$R_{вх} = E_1 / I_1 . \quad (27)$$

С учетом (16) для  $I_1$  получаем

$$R_{вх} = R_i \frac{\pi}{\theta - \sin\theta \cos\theta} . \quad (28)$$

Так как угол отсечки зависит от  $R/R_i$ , то, пользуясь (28) и (25), можно установить показанную на Рис.9 связь между  $R_{вх}/R_i$  и  $R/R_i$

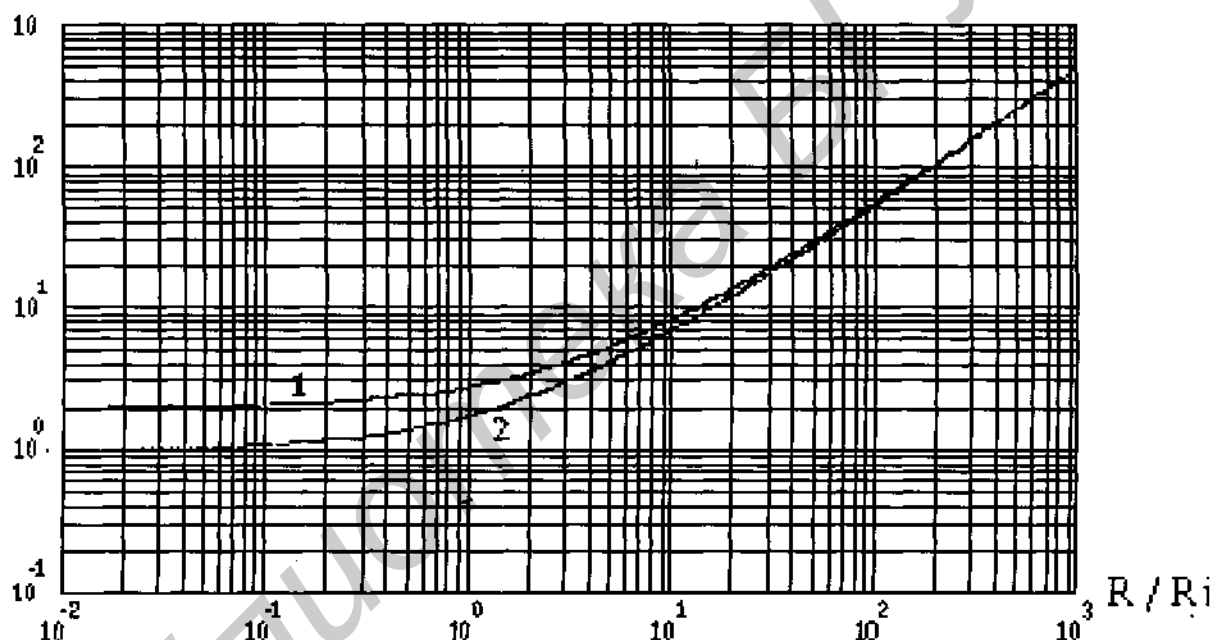


Рис. 9. Входное сопротивление нополупериодного (1) и двухполупериодного (2) линейного детектора.

При малых  $R/R_i$  (малые выпрямленные напряжения  $U_o$ )

$$R_{вх} \approx 2 R_i , \quad (29)$$

При больших  $R/R_i$  (большие выпрямленные напряжения  $U_o$ )

$$R_{вх} \approx 0.5 R . \quad (30)$$

Избирательные свойства цепи RC определяются ее коэффициентом передачи

$$K(j\omega) = \frac{R}{1+j\omega} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (31)$$

где

$$K(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}, \quad \varphi(\omega) = -\arctg\omega\tau. \quad (32)$$

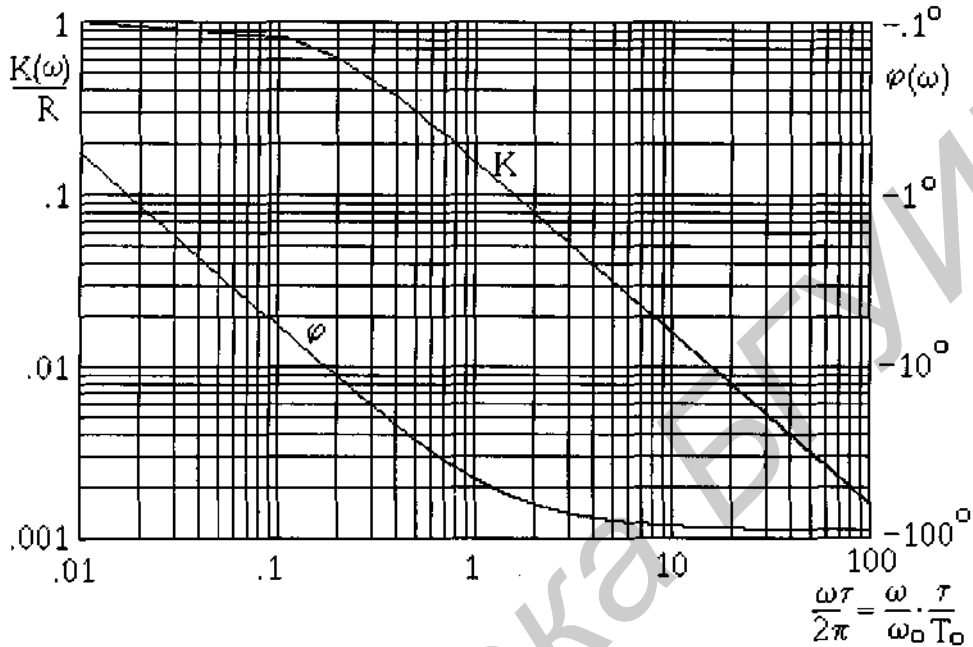


Рис. 10. АЧХ и ФЧХ фильтра RC.

График на Рис. 10 дает возможность определить степень подавления гармоник при фильтрации. Например, для первой гармоники ( $\omega / \omega_0 = 1$ ) при  $\tau / T_0 = 10$  ослабление будет равно  $\approx 0.16$ .

Оценим пульсации выпрямленного напряжения  $U(t)$ , обусловленные неидеальной фильтрацией. Назовем коэффициентом пульсаций величину

$$\xi = \frac{\Delta U}{U_{\text{сред}}} = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{U_{\text{max}} + U_{\text{min}}}. \quad (33)$$

Если пульсации невелики, то можно считать, что основной вклад принадлежит первой гармонике. Тогда

$$\Delta U = \frac{1}{2}(U_{\text{max}} - U_{\text{min}}) \approx U_1 = I_1 K(\omega_0), \quad (34)$$

$$U_{\text{сред}} = \frac{1}{2}(U_{\text{max}} + U_{\text{min}}) \approx U_0 = I_0 R,$$

и

$$\xi \approx \frac{U_1}{U_0} = \frac{I_1 K(\omega_0)}{I_0 R} = \xi_1(\theta) \frac{K(\omega_0)}{R}. \quad (35)$$

где

$$\xi_1(\theta) = \frac{I_1}{I_0} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\theta - \sin \theta \cos \theta}. \quad (36)$$

Величина  $\xi_1(\theta)$  с ростом  $\theta$  убывает в пределах от  $\xi_1(\theta = 0) = 2$  до  $\xi_1(\theta = 90^\circ) = \pi / 2$ . Таким образом,

$$\left( \begin{array}{l} \text{Большие } \theta, \\ \text{Малые } \frac{U_0}{E_1}, \frac{R}{R_i} \end{array} \right) 1.57 \frac{K(\omega_0)}{R} \leq \xi \leq 2 \frac{K(\omega_0)}{R} \left( \begin{array}{l} \text{Малые } \theta, \\ \text{Большие } \frac{U_0}{E_1}, \frac{R}{R_i} \end{array} \right). \quad (37)$$

### 2.2.1 Двухполупериодное (ДПП) выпрямление

Как отмечалось, Двухполупериодное выпрямление - детектирование предпочтительнее вследствие того, что выпрямленный ток содержит только четные гармоники, и потому облегчается проблема фильтрации. ДПП выпрямители строятся по балансным или мостовым схемам. Схема с балансным трансформатором, именуемая в дальнейшем Схемой 2, изображена на Рис. 11. Трансформатор считаем идеальным,

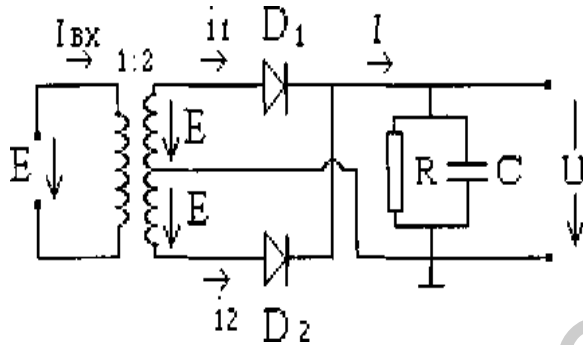


Рис.11. Схема 2

а напряжения на плечах вторичной обмотки одинаковыми и равными входному. Плечи схемы работают поочередно: в положительный полупериод плечо 1, в отрицательный - плечо 2, как показано на Рис. 12.

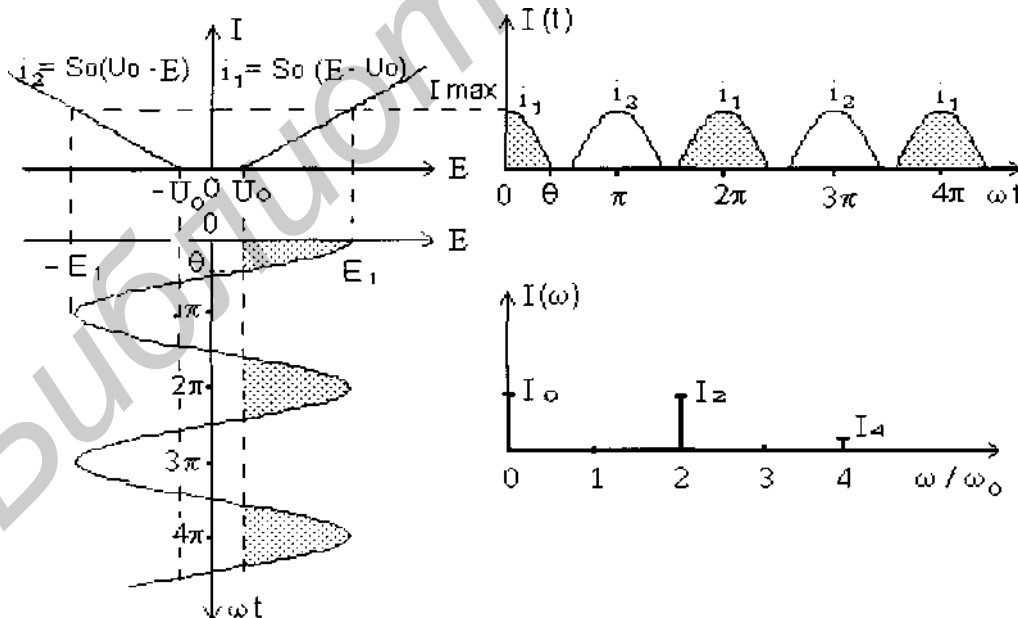


Рис. 12. Выпрямление в двухполупериодной Схеме 2.

Нетрудно видеть, что те же самые результаты можно получить, если на вход ОПП Схемы 1 (Рис.5) подать однополярный сигнал

$$E(t) = E_1 |\cos \omega_0 t| . \quad (38)$$

Работу такой схемы иллюстрирует Рис.13.

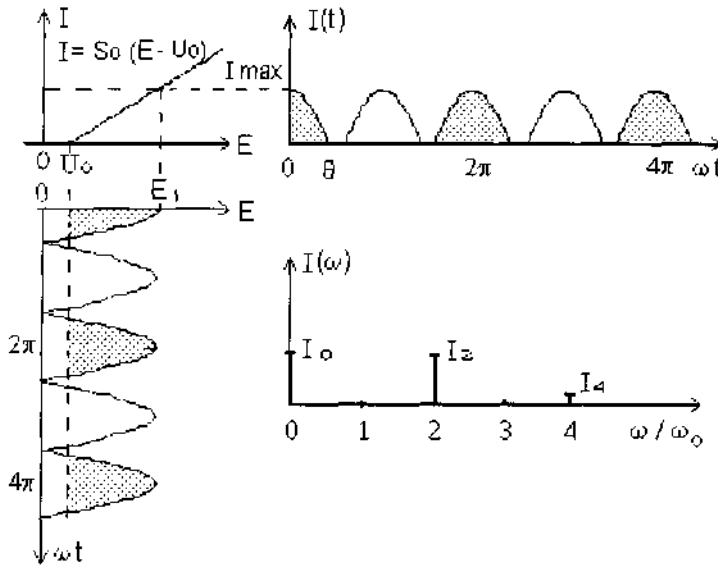


Рис. 13

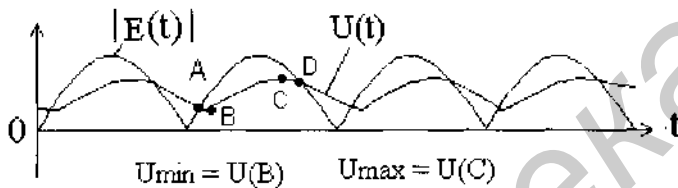


Рис. 14

Эта эквивалентная замена удобна при проведении расчетов, т.к. удастся сохранить без изменения дифференциальное уравнение (18) и алгоритм его решения, что и было использовано в программе к данной лабораторной работе.

Форма выходного напряжения  $U(t)$  показана на Рис.14. Диоды остаются открытыми пока входное напряжение превышает выходное  $U(t)$  (интервал AD). На интервале BC происходит заряд емкости, подобно тому, как было в ОПП Схеме 1. Пульсации выходного напряжения

здесь получаются меньше, т.к. сокращается время разряда, и за счет этого увеличивается  $U_{min}$ , а также-улучшаются условия фильтрации, т.к. в спектре выпрямленного тока отсутствует первая гармоника.

Покажем, что при ДПП выпрямленный ток  $I$  содержит только четные гармоники, амплитуды которых вдвое больше, чем при ОПП выпрямлении. Импульсы тока  $i_2(t)$  (см.Рис.12) те же, что  $i_1(t)$ , но сдвинуты на полпериода, т.е.

$$i_2(t) = i_1(t - T_0 / 2) . \quad (39)$$

По спектральной теореме запаздывания спектр  $i_2(\omega)$  можно выразить через спектр  $i_1(\omega)$

$$i_2(\omega) = e^{-j\omega T_0/2} i_1(\omega) . \quad (40)$$

Функции  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  периодические, поэтому их спектральные компоненты располагаются только на дискретных частотах  $n\omega_0$  ( $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) .

Подставим  $\omega = n\omega_0$  в (40) :

$$i_2(n\omega_0) = e^{-jn\omega_0 T_0/2} i_1(n\omega_0) = e^{-jn\pi} i_1(n\omega_0). \quad (41)$$

Полный ток  $I(t) = i_1(t) + i_2(t)$ , а его спектр

$$I(\omega) = i_1(\omega) + i_2(\omega) = i_1(n\omega_0)(1 + e^{-jn\pi}) = \begin{cases} 2i_1(n\omega_0), & n = 0, 2, 4, \dots \\ 0, & n = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (42)$$

Четные гармоники удвоились, а нечетные исчезли. Теперь постоянная составляющая тока по сравнению с (23) будет в два раза больше:

$$U_0 = 2E_1 S_0 R (\sin\theta - \theta \cos\theta) / \pi, \quad (43)$$

и формула (25), связывающая угол отсечки с сопротивлением нагрузки  $R$ , принимает вид

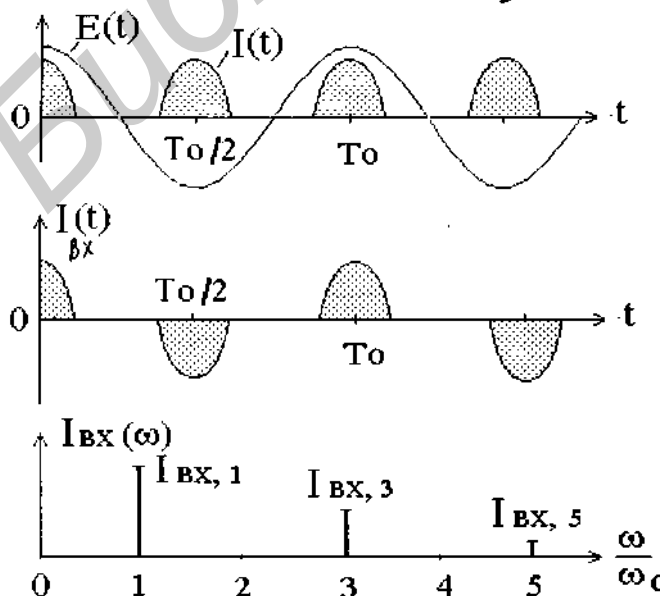
$$\frac{R}{R_i} = \frac{1}{2} \frac{\pi}{(\theta - \theta \cos\theta)}. \quad (44)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения в Схеме 2 (см. Рис.12 и 13), как и для Схемы 1 равна

$$U_0 = E_1 \cos\theta.$$

Зависимости  $\theta$  и  $U_0$  от  $R/R_i$  показаны на Рис.8 (кривые 2). По сравнению с соответствующими кривыми для ОПП Схемы 1 они сдвинуты в область вдвое меньших  $R/R_i$ . Это значит, что одно и то же  $U_0$  теперь можно получить при меньших сопротивлениях нагрузки, т.е. схема 2 обладает большей токоотдачей.

Чтобы найти входное сопротивление, согласно (19) нужно знать первую гармонику входного тока. По сравнению ОПП спектр тока  $I_{вх}$  изменяется: в нем исчезают четные гармоники, а нечетные удваиваются (при одинаковых  $\theta$ ). Это утверждение, иллюстрируемое Рис.15, предлагается доказать самостоятельно.



В формуле (28) теперь появляется коэффициент  $1/2$ , т.е. при одинаковых  $\theta$   $R_{вх}$  уменьшается вдвое:

$$R_{вх} = \frac{1}{2} R_i \frac{\pi}{\theta - \sin\theta \cos\theta}. \quad (45)$$

Однако, при определении зависимости  $R_{вх}$  от  $R$ , то нужно учесть, что одинаковые  $\theta$  теперь получаются при вдвое меньших  $R$ , и поэтому кривая зависимости  $R_{вх}$  от  $R$  не только опускается вниз, но и сдвигается влево.

Рис. 15



во, принимая положение 2 на Рис.9. При больших  $R/R_i$  (большие  $U_0$ ) кривые 1 и 2 практически накладываются, т.е.  $R_{ex}$  оказывается тем же, что для Схемы 1

$$R_{ex} \approx \frac{1}{2} R. \quad (46)$$

При малых  $R/R_i$  (малые  $U_0$ ) теперь

$$R_{ex} \approx R_i, \quad (47)$$

тогда как в Схеме 1 было  $R_{ex} \approx 2 R_i$ .

Мостиковая Схema 3 (Рис.16) с 4 диодами не имеет балансного трансформатора, и это упрощает ее конструкцию, однако токоотдача у нее

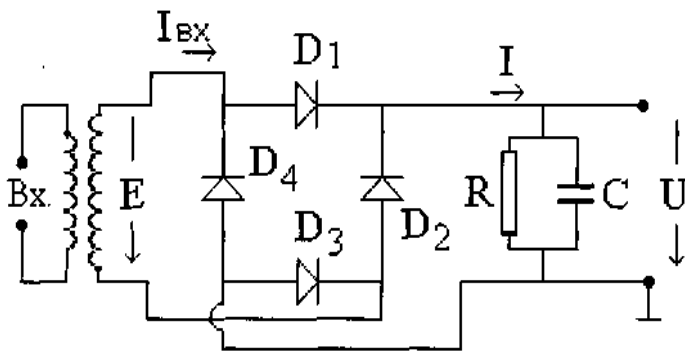


Схема 3

меньше, чем у схемы 2. В положительные полупериоды входного напряжения ток протекает через диод  $D_1$ , цепь нагрузки  $RC$  и диод  $D_3$ . Последовательно включенные диоды  $D_1$  и  $D_3$  ведут себя, как один эквивалентный диод с удвоенным внутренним сопротивлением, т.е. вдвое меньшей крутизной.

Рис. 16

Аналогичная ситуация имеет место с диодами  $D_2, D_4$  в отрицательные полупериоды  $E(t)$ . Рис. 12,13,14 сохраняют силу, при условии замены крутизны  $S_0$  на  $S=S_0/2$ , и поэтому амплитуды гармоник токов  $I(t)$  и

$I_{ex}(t)$  остаются теми же, что были в ОПП Схеме!, а это значит одинаковыми остаются  $U_0$  и  $R_{ex}$ . Следовательно, для Схемы 3 годятся кривые 1 на Рис.8 и 9.

Пульсации при ДПП выпрямлении в основном определяются второй гармоникой напряжения  $U(t)$ , поэтому

$$\xi = \frac{\Delta U}{U_0} \approx \frac{U_2}{U_0} = \frac{I_2(\theta) K(2\omega_0)}{I_0(\theta) R} = \xi_2(\theta) \frac{K(2\omega_0)}{R}, \quad (48)$$

где 
$$\xi_2(\theta) = \frac{I_2(\theta)}{I_0(\theta)} = \frac{2 \sin^3 \vartheta}{3 \sin \vartheta - \vartheta \cos \vartheta}$$

С учетом выражений (15) и (17) для  $I_0$  и  $I_2$  устанавливаем пределы изменения  $\xi_2(\theta)$ :

$$\xi_2(\theta \approx 0) = 2 \quad \xi_2(\theta \approx 90^\circ) = 2/3.$$

Таким образом

$$\left( \begin{array}{l} \text{Большие } \theta, \\ \text{Малые } \frac{U_0}{E_1}, \frac{R}{R_i} \end{array} \right) \frac{2}{3} \frac{K(2\omega_0)}{R} \leq \xi \leq 2 \frac{K(2\omega_0)}{R} \left( \begin{array}{l} \text{Малые } \theta, \\ \text{Большие } \frac{U_0}{E_1}, \frac{R}{R_i} \end{array} \right) \quad (49)$$

При той же постоянной времени  $m = RC$  коэффициент пульсаций здесь получается заметно меньше, в ОПП Схеме 1.

### 2.3. Детектирование

АМ детектирование можно рассматривать, как выпрямление ВЧ сигнала  $E(t) = E_1(t) \cos \omega_0 t$  с медленно изменяющейся амплитудой  $E_1(t)$ . При этом амплитуды гармоник выпрямленного тока  $I(t)$  становятся функциями времени  $I_0(t), I_1(t), I_2(t), \dots$ , изменяющимися в такт с  $E_1(t)$ . Со спектральных позиций это соответствует тому, что спектральные компоненты на частотах  $n\omega_0$  теперь превращаются в спектральные полосы  $I_0(\omega), I_1(\omega), I_2(\omega)$  с дискретным или сплошным заполнением в зависимости от того является  $E_1(t)$  периодической или непериодической функцией (Рис. 17).

Задача заключается в том, чтобы выделить составляющие спектра

$$U_0(\omega) = I_0(\omega) K(\omega), \quad (50)$$

содержащие информацию о сигнале модуляции  $E_1(t)$ . В отличие от выпрямления, когда выделяется только одна постоянная составляющая (нулевая частота), теперь нужно выделить целую полосу  $\Delta\omega$ , подавив все высокочастотные компоненты. В идеальном случае ФНЧ должен был бы иметь прямоугольную форму АЧХ шириной  $\Delta\omega$ , однако реальные ФНЧ и, в частности, RC-фильтр такой характеристикой не обладают, поэтому для удовлетворительного выделения  $U_0(\omega)$  приходится делать  $\omega_0 \gg \Delta\omega$ , т. е. использовать

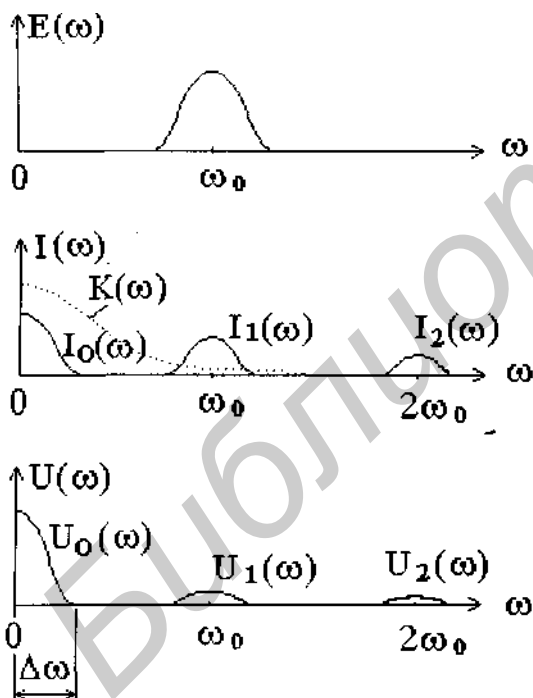


Рис. 17

узкополосные сигналы и накладывать следующие ограничения на постоянную времени  $\tau = RC$ :

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll \tau \ll \frac{2\pi}{\Delta\omega}. \quad (51)$$

Рассмотрим детектирование тонально-модулированного сигнала

$$E(t) = E_1(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (52)$$

для которого

$$E_1(t) = E_1(1 + m \cos \Omega t). \quad (53)$$

Вид и спектры  $E_1(t)$  и  $E(t)$  показаны на рис. 18.

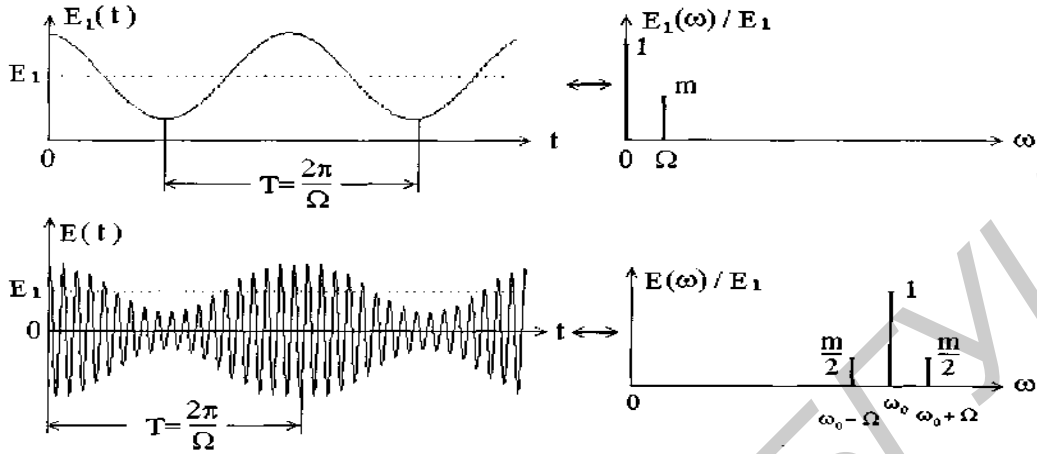


Рис. 18

Процесс детектирования происходит подобно тому, как показано на Рис.6. Условия (51) теперь можно записать в виде

$$T_0 \ll \tau \ll T. \quad (54)$$

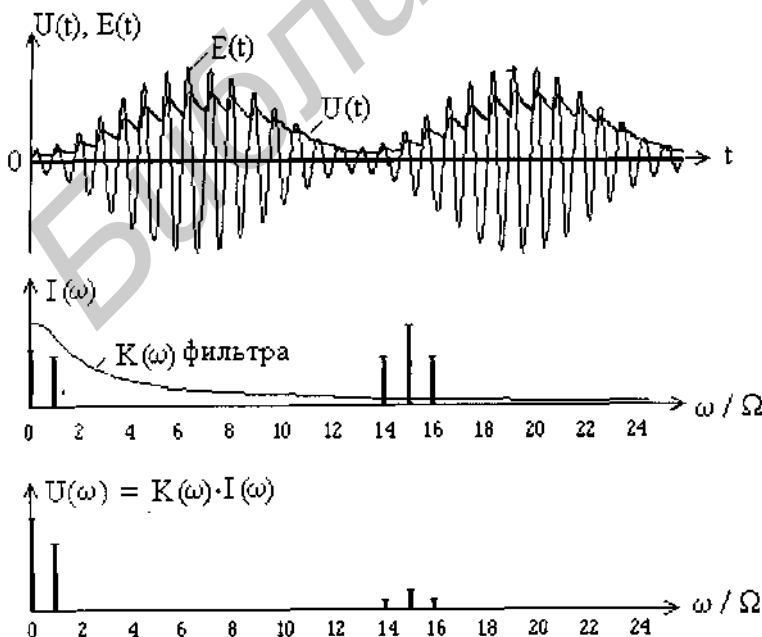
Если они выполняются, то низкочастотная составляющая, выпрямленного напряжения  $U_0(t)$  (?) будет изменяться по закону

$$U_0(t) = I_0(t) K(\Omega), \quad (55)$$

то есть, определяется видом детекторной характеристики (9)

$$I_0(t) = \Phi(E_1(t)).$$

Если эта характеристика линейная (режим сильных сигналов), то напря-



жение  $U_0(t)$  воспроизводит форму  $E(t)$ , и детектирование происходит без искажений (Рис. 19). Небольшие пульсации пилообразной формы, обусловленные не полностью отфильтрованными ВЧ гармониками, обычно не оказывают влияния на воспроизведение протектированного сигнала, так как сильно различаются по частоте ( $\Omega \ll \omega_0$ ).

Рис. 19

В большей или меньшей степени детектирование всегда сопровождается нелинейными искажениями, причиной которых могут быть нелинейность детекторной характеристики (9) и невыполнения условий (51). В режиме детектирования слабых сигналов, когда ВАХ можно считать квадратичной, согласно (11)

$$I_0(t) = a_0 + \frac{1}{2} a_2 E_1(t)^2 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 E_1^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t + I_{2\Omega} \cos 2\Omega t, \quad (56)$$

где  $I_0 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 E_1^2 (1 + \frac{m^2}{2}),$

$$I_\Omega = a_2 m E_1^2,$$

$$I_{2\Omega}(t) = \frac{1}{4} a_2 E_1^2 m^2.$$

Соответственно

$$U_0(t) = U_0 + U_\Omega \cos(\Omega t + \varphi(\Omega)) + U_{2\Omega} \cos(2\Omega t + \varphi(2\Omega)), \quad (57)$$

где  $U_0 = I_0 K(0) = I_0 R,$

$$U_\Omega = I_\Omega K(\Omega),$$

$$U_{2\Omega} = I_{2\Omega} K(2\Omega).$$

Первое слагаемое в (57) - это постоянное напряжение  $U_0$ . Оно информации не несет и обычно отфильтровывается последующими каскадами. Второе слагаемое - полезный НЧ сигнал с частотой  $\Omega$ . Третье слагаемое - паразитный НЧ сигнал с частотой  $2\Omega$ , который и вызывает нелинейные искажения. Степень нелинейных искажений оценивается коэффициентом

$$\eta = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_\Omega} \approx \frac{U_{2\Omega}}{U_\Omega} = \frac{I_{2\Omega}}{I_\Omega} \frac{K(2\Omega)}{K(\Omega)} = \eta_i \frac{K(2\Omega)}{K(\Omega)}, \quad (58)$$

где  $\eta_i = \frac{I_{2\Omega}}{I_\Omega} = \frac{m}{4}.$  (59)

При большой глубине модуляции ( $m \approx 1$ )  $\eta$  достигает почти 25%. Это очень большая величина. Для снижения  $\eta$  нужно либо уменьшать глубину модуляции (что не выгодно энергетически), либо переходить к линейному детектированию в режиме сильных сигналов.

Другой причиной появления нелинейных искажений является излишне большая постоянная времени  $\tau = RC$  (не выполняется правая часть (54)), когда разряд конденсатора  $C$  происходит слишком медленно, и выходное напряжение не успевает следовать за огибающей ВЧ сигнала  $E(t)$  (Рис. 20).

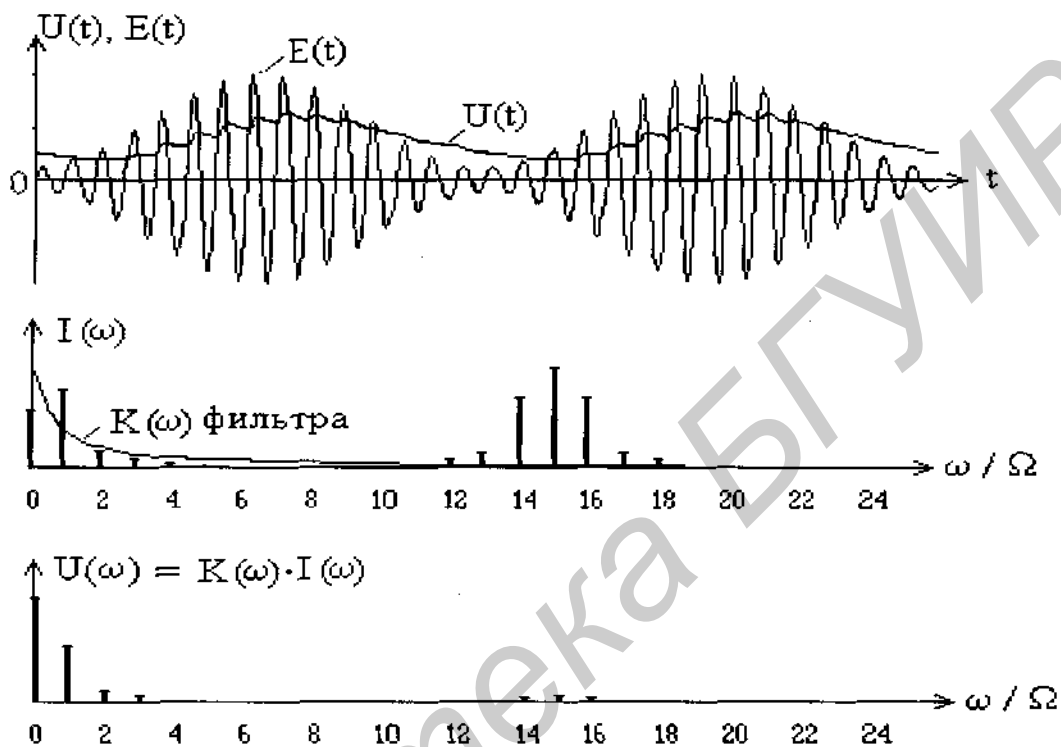


Рис. 20

В этом случае в спектре  $I_0(t)$  и  $U_0(t)$  также появляются гармоники с частотами  $2\Omega, 3\Omega, \dots$ , и режим детектирования начинает напоминать режим выпрямления.

Кроме отмеченных нелинейных искажений при детектировании сигналов со сложным законом модуляции и спектром достаточной ширины  $\Delta\omega$  возникают еще и линейные искажения, связанные с преобразованием спектра в процессе фильтрации, если **частотная характеристика детектора**  $K(j\omega)$  не имеет идеальной прямоугольной формы с полосой  $\Delta\omega$ . Экспериментально  $K(\omega)$  определяется по изменению амплитуды выходного НЧ сигнала  $U_\Omega$  при изменении частоты модуляции  $\Omega$  входного сигнала  $E(t)$  и при условии, что амплитуда несущей  $E_1$  и глубина модуляции  $m$  остаются неизменными. Форма частотной характеристики RC-цепи показана на рис. 10.

### 3. Краткая информация о программе "DET".

Программа моделирует работу ОПП и ДПП диодных выпрямителей и детекторов. Параметры входных сигналов, диода и RC-цепи задаются в начальном диалоге и могут быть оперативно изменяемы в процессе вычислений. Это позволяет в динамике следить за их влиянием на работу схемы и параметры выходных сигналов, что создает эффект работы с реальным устройством почти в реальном масштабе времени. Фактически воспроизводится работа на установке, содержащей генератор входных сигналов, исследуемую схему, измерительный осциллограф и спектроанализатор.

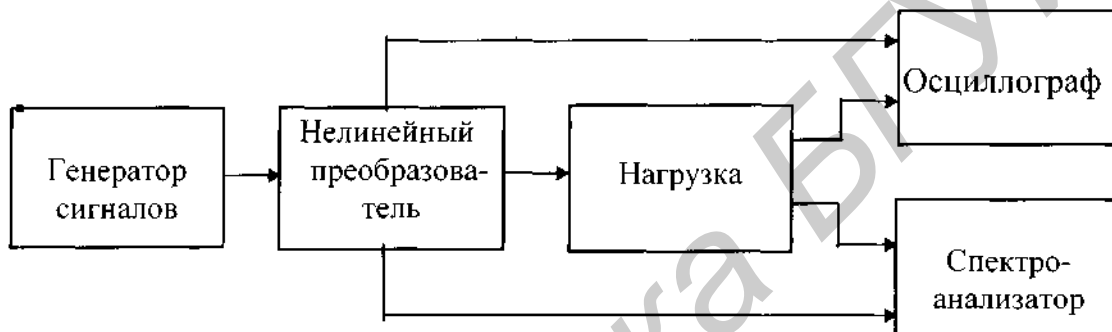


Рис.21

Допускается измерение всех временных, частотных и спектральных характеристик, а также входных сопротивлений. Для удобства при выводе графической информации применена система автомасштабирования, когда при реальном изменении амплитуд сигналов их размах на экране не изменяется, т.е., вы как бы изменяете усиление осциллографа, сохраняя неизменным размер изображения. Это не должно вызывать недоумения, т.к. одновременно изменяется оцифровка шкал и выводимая цифровая информация.

Расчет ведется путем решения нелинейного дифференциального уравнения (18) пошаговым методом Рунге-Кутты 4 порядка с шагом

$dt = T_o / N$ , где число  $N$  (обычно порядка нескольких сотен) определяет точность расчетов и их скорость. Если расчеты верны, то суммарный заряд емкости за период равен нулю:

$$Q = Q_+ - Q_- = \int_0^{T_o} I_c dt = 0.$$

Это значит, что заряды  $Q_+$  и  $Q_-$ , определяемые площадями под кривой тока  $I_c(f)$  в фазах заряда и разряда емкости, должны быть одинаковы. Критерием точности может служить отличие от 1 отношения  $Q_- / Q_+$ . В про-

грамме производится расчет  $Q_+$  и  $Q_-$  и, если  $Q_-/Q_+$  отличаются более, чем на 10%, то автоматически увеличивается N. Значение  $Q_-/Q_+$  для оценки точности выводится на монитор.

Спектры выпрямленного тока и напряжения рассчитываются по формулам дискретного преобразования Фурье. Если получаемая точность по вашему недостаточна, то величину N можно установить самостоятельно.

По форме выпрямленного напряжения  $U(t)$ , а также спектральному составу  $U(t)$  и  $I(t)$  удастся судить о степени вносимых при детектировании линейных и нелинейных искажений.

При исследовании детектирования можно использовать как тонально-модулированный сигнал так и меандро-модулированное колебание с модулирующей функцией (Рис.22)

$$E_1(t) = E_1(1 + m \text{SGN}(\text{Sin } \Omega t)) = E_1(A_0 + m \sum_{k=1,3,5,\dots} A_k \text{Sin } k \Omega) \quad (60)$$

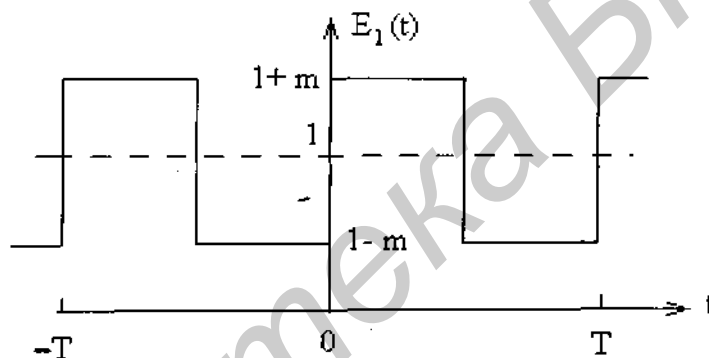


Рис.22

спектр которой, кроме постоянной составляющей  $A_0 = 1$ , содержит *только нечетные* гармоники с амплитудами  $mAk$ , где

$$Ak = 2 \frac{\text{Sin } k\pi / 2}{k\pi / 2} = 1.3732, -0.4244, 0.2546, -0.1818, 0.1415, \dots \quad (61)$$

Все манипуляции осуществляются мышкой или с клавиатуры. Выбор позиции Меню для последующего изменения того или иного параметра удобно производить мышью. Само же изменение параметра можно осуществлять либо дискретно с относительно мелким шагом путем использования клавишей мыши или стрелок клавиатуры, либо делать численный ввод "по запросу" после нажатия клавиши <I>. Первый способ удобен, если вы хотите непрерывно отслеживать влияние параметра на работу схемы. Второй - в том случае, когда нужно изменить параметр сразу в больших пределах или сделать его не совпадающим с дискретными значениями, получаемыми первым способом.

## 4. Порядок выполнения работы

В работе могут быть исследованы следующие вопросы, конкретный перечень которых для выполнения указывает преподаватель:

### 4.1 Однополупериодное выпрямление

- 4.1.1 Нелинейные детекторные характеристики
- 4.1.2 Линейные детекторные характеристики
- 4.1.3 Зависимости  $U_0$  и  $\theta$  от  $R$
- 4.1.4 Пульсации выпрямленного напряжения
- 4.1.5 Входное сопротивление

### 4.2 Двухполупериодное выпрямление

Позиции п. 4.1, кроме 4.1.5

### 4.3 Однополупериодное детектирование

- 4.3.1 Искажения при нелинейном детектировании
- 4.3.2 Искажения при линейном детектировании
- 4.3.3 Детектирование сложного сигнала

### 4.4 Двухполупериодное детектирование

Позиции п. 4.3.

Ниже описывается порядок выполнения работы по каждой позиции.

#### 4.1 Однополупериодное выпрямление

Запустив программу "DET", указать варианты "Выпрямление" и "Однополупериодное".

##### 4.1.1 Нелинейные детекторные характеристики

Измерить семейство нелинейных детекторных характеристик для различных сопротивлений нагрузки  $R$ . При этом величина  $C$  подбирается из тех соображений, чтобы выпрямленное напряжение получалось без больших пульсаций, для чего должно быть  $RC/T_0 \geq 10$ .

1. Сформировать ВАХ диода с квадратичным начальным участком, установив следующие параметры:

$$V_k = 1 \text{ В}, S_0 = 10 \text{ мА/В} \quad (a = 5 \text{ мА/В}^2, I_k = 5 \text{ мА}).$$

Рассчитать и построить график ВАХ, используя уравнения



$$I = \begin{cases} aV^2, & V < V_k, \\ S_o(V - V_k), & V \geq V_k. \end{cases} \quad (62)$$

2. Ввести параметры входного сигнала:

$E_i = 1$  В - амплитуда,

$f_0 = 100$  Гц - частота, и пара-

метры цепи нагрузки:

$R = 1$  кОм,  $C = 100$  мкФ ( $RC = 100$  мсек,  $RC/T_0 = 10$ ).

Подтвердите правильность ввода и переходите к следующей странице программы.

3. Для запуска программы на счет нажмите клавишу <Enter>. После вывода на экран результатов расчета внимательнейшим образом разберитесь во всей представленной информации.

Внизу справа в окне "Спектр I" выведено значение выпрямленного тока  $I_0 = I(0)$ . Запишите его в ячейку ( $R=1, E_1=1$ ) Таблицы 1.

Таблица 1

R,кОм	C,мкФ	$E_1$ ,В	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2	4	6	8	10
0,1	1000	$I_0$										
1	100	$I_0$										
10	10	$I_0$										

Измените  $E_i$  в соответствии с одним из значений, указанными в Табл.1. Для этого, пользуясь мышкой или клавишами, выберите в колонке Меню позицию "E1" и нажмите клавишу <I> для ввода нужного значения "по запросу", после чего выполните счет и впишите в таблицу новое  $I_0$ . И так для всех  $E_1$  от 0.2 до 10В. Затем "по запросу" установите другие значения R и C, обозначенные в Табл.1, и снова, изменяя  $E_i$ , проведите расчеты\*).

По результатам измерений на двух графиках для каждого R постройте детекторные характеристики, т.е. зависимости  $I_0$  от  $E_1$ . На одном графике - для всего интервала  $E_1$  от 0 до 10В, на другом - только для области слабых сигналов от 0 до 1 В. Убедитесь, что при больших сигналах ( $E_1 > 1$  В) детекторные характеристики близки к линейным. При малых сигналах ( $E_1 < 1$  В) на квадратичном участке ВАХ диода они хотя и нелинейны, но не имеют квадратичной зависимости. Их спрямление, более заметное при больших R, происходит за счет эффекта обратной связи.

\*) Можно установить значения  $C$  больше, чем указано в Табл.1, однако, с увеличением постоянной времени  $t = RC$  увеличивается время счета.

#### 4.1.2 Линейные детекторные характеристики

Измерить и построить семейство линейных детекторных характеристик при различных сопротивлениях нагрузки  $R$ .

1. Повторите начальный диалог. Для этого можно нажать клавишу <R> (Рестарт), либо выйти из программы и запустить ее заново.

2. Сформируйте линейную ВАХ диода, установив:  
 $V_k = 0$ ,  $S_0 = 10 \text{ мА/В}$  ( $R_i = 1/S_0 = 0.1 \text{ кОм}$  - внутреннее сопротивление диода). Постройте ВАХ.

3. Проведите все действия, описанные в разделе 4.1.1, начиная с п.2. Поскольку теперь зависимость  $I_0$  от  $E_1$  получается линейной, то можно сократить число отсчетов по  $E_1$ , используя, например, значения, приведенные в табл.2.

Таблица 2

$R, \text{кОм}$	$C, \text{мкФ}$	$E_1, \text{В}$	0,1	1	10	50	100
0,1	1000	$I_0$					
1	100	$I_0$					
10	10	$I_0$					

4. Для каждого значения  $R$  при  $E_1=100 \text{ В}$  зарисовать форму тока  $I(t)$  и его спектр. Обратите внимание, что при однополупериодном выпрямлении в спектре тока содержатся как четные, так и нечетные гармоники (при двухполупериодном - только четные).

5. Для каждого  $R$  по результатам измерений постройте детекторные характеристики и сравните их с теоретическими (26):

$$I_0 = \alpha E_1, \text{ где } \alpha = \frac{(U_0 / E_1)}{(R / R_i)}.$$

Значения  $\alpha$  определите по результатам измерений  $U_0$  от  $R$ , проводимым в следующем разделе 4.1.3.

### 4.1.3 Зависимости $U_0$ и $\theta$ от $R$

Для линейного детектора измерить зависимость угла отсечки  $\theta$  и выпрямленного напряжения  $U_0$  от сопротивления нагрузки  $R$ . 1. В начальном диалоге установить:

$$V_k = 0, S_0 = 10 \text{ мА/В (} R_i = 0.1 \text{ кОм)},$$

$$E_1 = 100 \text{ В, } f_0 = 100 \text{ Гц, } R = 1 \text{ кОм, } C = 100 \text{ мкФ (} R/R_i = 10, RC = 100 \text{ мсек, } RC/T_0 = 10).$$

2. Выполнить счет. Зарисовать формы токов  $I(t)$  и  $I_c(t)$ .

Для измерения угла отсечки войти в опцию Меню "Визир V,I,U". Перемещая визирную линию вдоль оси  $t$ , в положениях, соответствующих  $I=I_{\max}$  и  $I=0$ , записать значения координат, индицируемые в левой нижней части экрана возле оси  $t/T_0$ . Разность между ними равна углу отсечки  $\theta$ .

Прочитать значение постоянной составляющей выпрямленного напряжения  $U_0 = U(0)$  в окне "Спектр I". Результаты измерений занести в табл.3

Таблица 3

$R, \text{кОм}$	0,01	0,1	1	10
$C, \text{мкФ}$	10000	1000	100	10
$R/R_i$	0,1	1	10	100
$\theta, \text{град}$				
$f_0, \text{В}$				

Провести измерения для других  $R$  и  $C$ , указанных в Табл.3 или выбранных по своему усмотрению.

3. Построить зависимости  $\theta$  и  $U_0/E_1$  в функции  $R/R_i$  и сравнить их с теоретическими, приведенными на Рис.8, для вызова которых на экран достаточно нажать клавишу <U>.

### 4.1.4 Пульсации выпрямленного напряжения

Для линейного детектора измерить коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения в функции постоянной времени цепи нагрузки

$$\tau = RC.$$

$$V_k = 0, S_0 = 10 \text{ мА/В (} R_i = 0.1 \text{ кОм)},$$

$$E_1 = 100 \text{ В, } f_0 = 100 \text{ Гц, } R = 1 \text{ кОм, } C = 100 \text{ мкФ (} RC = 100 \text{ мсек, } RC/T_0 = 10).$$

2. Выполнить счет. В режиме "Визир V,I,U" измерить  $U_{\max}$ ,  $U_{\min}$  и рассчитать коэффициент пульсаций

1. В начальном диалоге установить:

$$\xi = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}}.$$

В режиме "Визир Спектр" измерить  $U_0=U(0)$ ,  $U_1=U(1)$  и  $K(f_0)/R$ . Сравнить найденное  $\xi$  с отношением  $U_1/U_0$  и оценками, даваемыми формулой (37). Результаты измерений и рисунки для токов, напряжений и АЧХ занести в Табл.4.

*Указание.* При измерениях в двухполупериодной. Схеме 2 вместо  $U_1=U(1)$  следует использовать  $U_2=U(2)$  и оценки (49).

Повторить измерения для других значений  $C$ .

$C, \text{мкФ}$	0,01	0,1	1	10
$RC/ T_0$	10000	1000	100	10
$U_{max}, \text{В}$	0,1	1	10	100
$U_{min}, \text{В}$				
$U_0, \text{В}$				
$U_1, \text{В}$	10000	1000	100	10
$\xi$	0,1	1	10	100
$U_1/U_0$				
Рисунки $I(t), I_c(t),$ $U(t), E(t)$ АЧХ				

3. Построить зависимость  $\xi$  от  $RC/T_0$ , используя линейный масштаб для оси  $\xi$  и логарифмический - для оси  $RC/T_0$ .

### 4.1.5 Входное сопротивление

Измерить входное сопротивление линейного детектора в функции сопротивления нагрузки R.

1. В начальном диалоге установить:

$V_k = 0$ ,  $S_o = 10 \text{ мА/В}$  ( $R_i = 0.1 \text{ кОм}$ ),

$E_1 = 100 \text{ В}$ ,  $f_o = 100 \text{ Гц}$ ,  $R = 1 \text{ кОм}$ ,  $C = 100 \text{ мкФ}$  ( $R/R_i = 10$ ,  $RC = 100 \text{ мсек}$ ,  $RC/T_o = 10$ ).

2. Выполнить счет. Записать значение  $I_1 = I(1)$ , индицируемое в окне "Спектр I". Рассчитать входное сопротивление по формуле  $R_{вх} = E_1/I_1$ . Результаты занести в табл.5

Таблица 5

$R, \text{кОм}$	0,01	0,1	1	10	100
$C, \text{мкФ}$	10000	1000	100	10	1
$R/R_i$	0,1	1	10	100	1000
$I_1, \text{мА}$					
$R_{вх}, \text{кОм}$					

Повторить измерения для других R и C. Построить зависимость  $R_{вх}/R_i$  от  $R/R_i$  и сравнить ее с теоретической кривой (Рис.9), вызываемой на экран нажатием клавиши "W".

### 4.2 Однополупериодное детектирование

Исследовать процессы и виды искажений при линейном и нелинейном детектировании тонально и меандро-модулированных колебаний.

#### 4.2.1 Искажения при нелинейном детектировании

Исследовать процессы нелинейного детектирования и искажения при детектировании тонально-модулированного колебания в режимах слабых и сильных сигналов при различных коэффициентах глубины модуляции.

1. В начальном диалоге вызвать схему однополупериодного детектора.

2. Установить режим нелинейного детектирования:

$V_k = 1 \text{ В}$ ,  $S_o = 10 \text{ мА/В}$ ,

$E_1(t)$  (1/2) ? 1 - тональная модуляция,

$E_1 = 0.1 \text{ В}$  - амплитуда несущей,  $f_o = 200 \text{ кГц}$  - несущая частота,

$F = 10 \text{ кГц}$  - частота модуляции,

$m = 1$  - глубина модуляции,

$R = 5 \text{ кОм}$ ,  $C = 2 \text{ нФ}$  ( $RC = 10 \text{ мсек}$ ,  $RC/T = 0.1$ ,  $RC/T_o = 2$ ).\*)

3. Выполнить счет. В режиме "Визир Спектр" измерить гармоники  $I_k = I(k)$  и  $U_k = U(k)$  для  $k=1,2$ . Рассчитать коэффициенты нелинейных искажений  $\eta_1 = I_2/I_1$  и  $\eta = U_2/U_1$ . Результаты измерений и рисунки сигналов и спектров занести в табл.6.

\*Здесь  $f_0/F=20$ , тогда как на практике это отношение обычно гораздо больше. Дело в том, что при большом  $f_0/F$  на экране невозможно рассмотреть частые осцилляции несущих. К сожалению, из-за относительно небольшой величины  $f_0/F$  не удается выполнить условие  $T_0 \ll RC \ll T$ , что приводит к заметной доле ВЧ пульсаций в выходном сигнале. Вообще, эти пульсации не страшны, если детектируются звуковые колебания, т.к. их частота  $f_0$  лежит далеко за пределами слышимости.

Таблица 6

m, %	25	50	75	100
$I_1$				
$U_1$				
$I_2$				
$U_2$				
$\eta_1, \%$				
$\eta, \%$				
Рисунки Огибающ. E(t), U(t) Спектры I,U				

Аналогичные измерения провести для  $m = 25\%, 50\%, 75\%$ .

Построить графики зависимости  $\eta_1$  и  $\eta$  от  $m$ .

Объяснить почему  $\eta_1 < m/4$ , хотя детектирование и ведется в пределах квадратичного участка ВАХ диода, и почему  $\eta < \eta_1$ .

4. Исследовать нелинейные искажения при переходе от режима слабых к режиму сильных сигналов, т.е. зависимость от амплитуды несущей

E1.

Установить  $R = 5 \text{ кОм}$ ,  $C = 2 \text{ нФ}$ ,  $m=100\%$ .E1

Результаты измерений занести в табл.7

Таблица 7

$E_1, В$	1	1	10
$I_1$			
$U_1$			
$I_2$			
$U_2$			
$\eta_1, \%$			
$\eta, \%$			
Рисунки Огибающ. $E(t)$ , $U(t)$ Спектры $I, U$			

Построить графики зависимости  $\eta_1$  и  $\eta$  от  $E_1$ , используя для оси  $\eta_1, \eta$  линейную, а для оси  $E_1$  логарифмическую шкалы. Объяснить почему с увеличением  $E_1$  нелинейные искажения уменьшаются. Связать наличие ВЧ пульсаций в выходном сигнале с видом его спектра.

#### 4.2.2 Искажения при линейном детектировании

Исследовать влияние постоянной времени цепи нагрузки  $\tau = RC$  на форму выходного сигнала и нелинейные искажения при линейном детектировании.

1. Установить:

$V_k = 0, S_0 = 10 \text{ мА/В}$ ,

$E_1(t) (1/2) ?$  1 - • тональная модуляция,

$E_1 = 10 \text{ В}$  - амплитуда несущей,

$f_0 = 200 \text{ кГц}$  - несущая частота,

$F = 10 \text{ кГц}$  - частота модуляции,

$m = 1$  - глубина модуляции,

$R = 5 \text{ кОм}, C = 1 \text{ нФ} (RC = 5 \text{ мксек}, RC/T = 0.05, RC/T_0 = 1)$ .

3. Выполнить счет. В режиме "Визир Спектр" измерить гармоники  $I_k = I(k)$  и  $U_k = U(k)$  для  $k=1,2$ . Рассчитать коэффициенты нелинейных искажений  $\eta_1 = I_2/I_1$  и  $\eta = U_2/U_1$ . Результаты измерений и рисунки сигналов и спектров занести в табл.8.

Табл. 8

С, нФ	1	2	5	10
$\tau$ , мксек	5	10	25	50
$\tau/T$	0,05	0,1	0,25	0,5
$\tau/T_0$	1	2	3	10
$I_1$				
$U_1$				
$I_2$				
$U_2$				
$\eta_1, \%$				
$\eta, \%$				
Рисунки Огибающ. $E(t)$ , $U(t)$ , Спектры $I, U$				

Провести измерения при других значениях С, указанных в Табл.8. По результатам измерений построить графики зависимости  $\eta_1$  и  $\eta$  от  $\tau$ . По оси абсцисс отмечать значения  $\tau/T$  и  $\tau/T_0$ . Объяснить изменение формы  $U(t)$  и увеличение  $\eta_1, \eta$  при увеличении  $\tau$ .

#### 4.2.3 Детектирование сложного сигнала

Исследовать искажения при линейном детектировании меандромодулированного сигнала в функции постоянной времени цепи нагрузки и глубины модуляции.



1. Установить:

$$V_k = 0, S_0 = 10 \text{ мА/В, } -$$

$E_1(t)$  (1/2) ? 2 - модуляция меандром,

$E_1 = 10 \text{ В}$  - амплитуда несущей,

$f_0 = 200 \text{ кГц}$  - несущая частота,

$F = 10 \text{ кГц}$  - частота модуляции,

$m = 1$  - глубина модуляции,

$R = 5 \text{ кОм, } C = 0, (RC=0).$ \*

2. Выполнить счет. Обратит внимание, что формы тока  $I(t)$  и напряжения одинаковы. В их спектрах отсутствуют (с точностью до погрешности расчетов) четные гармоники, кроме нулевой и  $f_0$ , что согласуется со спектром модулирующей функции  $E_1(t)$  (см. формулу (60)). Измерить амплитуды гармоник  $I_k = I(k)$  до  $k=9$  и убедиться, что их относительные величины соответствуют значениям в (61). Таким образом, если бы АЧХ нагрузки имела прямоугольную форму с достаточной шириной полосы, то выходное напряжение  $U(t)$  воспроизвело бы меандровую форму  $E_1(t)$ .

Зарисовать  $U(t)$ , спектры  $I, U$  и АЧХ в Табл.9.

Табл. 9

С, нФ	0	0.5	2
τ, мксек	0	2.5	10
Рисунки $U(t)$ , Спектр $I$ , Спектр $U$ , АЧХ			

Аналогичные эксперименты провести для  $C=0.5 \text{ нФ}$  и  $2 \text{ нФ}$ . Убедиться, что с ростом  $\tau$  появляются искажения, обусловленные как сужением полосы пропускания (линейные искажения), так и появлением паразитных четных гармоник (нелинейные искажения).

\*) Заметьте, что при  $C=0$  нагрузка чисто активная, ( $K(j\omega) = R$ ) и потому не обладает избирательными свойствами.

3. Исследовать влияние глубины модуляции на степень нелинейных искажений.

Установить  $R=5$  кОм,  $C=2$  нФ ( $\tau=RC=10$  мксек) и провести измерения, описанные в предыдущем пункте, для  $m=30\%$ ,  $60\%$  и  $100\%$ . Результаты занести в Табл.10.

Табл. 10

$m, \%$	30	60	100
Рисунки $U(t)$ , Спектр $I$ , Спектр $U$ , АЧХ			

Сопоставить вид выходного сигнала  $U(t)$  с видом спектров  $I, U$  и сделать необходимые выводы.

### 5. Контрольные вопросы

1. Чем отличается выпрямление от детектирования ?
2. Объясните механизм работы однополупериодного (ОПП) выпрямителя.
3. Объясните механизм работы двухполупериодного (ДПП) выпрямителя.
4. Чем отличаются спектры выпрямленного тока при ОПП и выпрямлении?
5. Что такое детекторная характеристика ?
6. Чем отличаются детектирования в режиме слабых и сильных сигналов ?
7. Как зависит выпрямленное напряжение от сопротивления нагрузки ?
8. Что такое входное сопротивление детектора, и как оно зависит от сопротивления нагрузки ?
9. Из каких соображений выбирается постоянная времени цепи на грузки при выпрямлении ?
10. Из каких соображений выбирается постоянная времени цепи на грузки при детектировании ?
11. От чего зависят пульсации выпрямленного напряжения ?
12. Чем определяются нелинейные искажения в режиме нелинейного детектирования ?
13. Чем определяются нелинейные искажения в режиме линейного детектирования ?

14. Как влияет глубина модуляции АМ сигнала на нелинейные искажения ?
15. Нарисуйте балансную и мостиковую схемы ДПП выпрямителя. Чем отличаются их электрические параметры ? Объясните механизм работы.
16. Как увеличить выходное напряжение при выпрямлении и детектировании ?
17. Как увеличить входное сопротивление детектора ?
18. Что такое частотная характеристика детектора, и как она влияет на форму выходного сигнала ?
19. Чем объясняется частичное спрямление детекторных характеристик при работе на квадратичном участке ВАХ диода ?

## Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы, М., Радио и связь, 1986.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы, М., Высш. шк., 1988.
3. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей, М., Связь, 1982.
4. Радиотехнические цепи и сигналы под ред. Самойло К.А., М., Радио и связь, 1986.
5. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей, М., Связь, 1974.
6. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники, М., Радио и связь, 1985.
7. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники, М., Высш. шк., 1988.