

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ, ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ
И ТЕХНИЧЕСКОЙ ПОЛИТИКИ РСФСР

НИЖЕГОРОДСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ им. Н. И. ЛОБАЧЕВСКОГО

Радиофизический факультет

Кафедра радиотехники

НЕЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Нижний Новгород, 1992

Нелинейные преобразования сигналов. /Составитель
В.Ф.Клев.- Н.Новгород: Нижегородский государственный университет, 1992.- 34 с.

Методические указания содержат: способы аппроксимации вольт-амперных характеристик нелинейных элементов; методику анализа воздействия гармонических колебаний на цепи с нелинейным безынерционным элементом; анализ процесса преобразования частоты сигнала; принцип действия и анализ работы амплитудного детектора; описание экспериментальной установки и задание к выполнению работы; вопросы для самопроверки.

Рис. I8

Составитель: доцент В.Ф.Клев

Рецензент: доцент А.М.Шабалин

Цель работы. Изучение основных процессов происходящих при прохождении сигналов через радиотехнические цепи с нелинейным элементом, экспериментальное исследование полупроводникового преобразователя частоты и амплитудного диодного детектора.

Назначение устройств. Исследуемые в лабораторной работе устройства используются для нелинейного преобразования сигналов. Преобразователь частоты - для перемещения спектра сигнала по шкале частот без изменения характера сигнала, т.е. соотношений между компонентами спектра. Например, для модулированных колебаний это означает изменение (повышение или понижение) несущей частоты с сохранением вида модуляции и закона изменения модулированного параметра. Амплитудный детектор - для преобразования модулированного колебания в низкочастотное колебание, соответствующее модулирующему сигналу.

Основные радиотехнические преобразования сигналов осуществляются с помощью нелинейных цепей. Поэтому свойства нелинейных элементов и цепей являются фундаментом для теории большинства радиотехнических устройств.

Нелинейными называются цепи, описываемые нелинейными дифференциальными уравнениями вида (I)

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + -b_0 \frac{d^m x}{dt^m} + b_1 \frac{dx^{m-1}}{dt^{m-1}} + \dots + b_m x, \quad (I)$$

в которых хотя бы один из коэффициентов a_i является функцией y или её производных, либо один из коэффициентов b_j - функцией x или её производных:

$$a_i = a_i(y, \frac{dy}{dt}, \dots); \quad b_j = b_j(x, \frac{dx}{dt}, \dots).$$

Уравнение электрической цепи оказывается нелинейным в том случае, когда в схеме используются какие-либо нелинейные элементы, т.е. элементы параметры которых зависят от тока или напряжения. Нелинейными являются все электронные и полупроводниковые приборы. Особенности этих приборов определяются вольт-амперными характеристиками, т.е. зависимостями токов от приложенных напряжений.

АППРОКСИМАЦИЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Математическое описание работы радиотехнической цепи начинается с составления уравнений, связывающих токи и напряжения в различных частях ее, в том числе и в нелинейных элементах. Для нелинейных элементов обычно известна графическая зависимость тока от напряжения (из справочника или эксперимента). Поэтому в радиотехнике широкое распространение получили способы представления вольт-амперных характеристик простыми функциями, приближенно отображающими истинные характеристики. Замена истинной характеристики приближенно представляющей ее функцией называется аппроксимацией характеристики.

Выбор аппроксимирующей функции зависит от вида нелинейности, а также от режима работы нелинейного элемента.

Полиномиальная аппроксимация. Одним из наиболее распространенных способов аппроксимации является аппроксимация степенным полиномом. Полиномиальная аппроксимация заключается в представлении вольт-амперной характеристики $i = f(u)$ полиномом

n -й степени. Такой способ аппроксимации является удобным для объяснения принципа действия многих нелинейных устройств.

Запишем аппроксимирующую степенной полином в форме

$$i(U_0 + u) = i(U_0) + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n, \quad (2)$$

где U_0 — напряжение, определяющее исходное положение рабочей точки на характеристике нелинейного элемента (в отсутствие сигнала), u — подаваемое на нелинейный элемент напряжение сигнала. Коэффициенты a_1, a_2, a_3, \dots определяются выражениями

$$a_1 = \left(\frac{di}{du} \right)_{u=U_0}, \quad a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{d^2 i}{du^2} \right)_{u=U_0}, \quad a_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 i}{du^3} \right)_{u=U_0}, \dots \quad (3)$$

Нетрудно видеть, что a_1 представляет крутизну S вольт-амперной характеристики $S = (di/du)_{u=U_0}$ в рабочей точке $u = U_0$,

a_2 — первую производную крутизны (с коэффициентом $1/2!$),

a_3 — вторую производную крутизны (с коэффициентом $1/3!$) и т.д. При заданной форме вольт-амперной характеристики, величины коэффициентов a_1, a_2, a_3, \dots существенно зависят от U_0 .

т.е. от положения начальной рабочей точки на характеристике.

Например, рабочая точка расположена на начальном участке вольт-амперной характеристики, имеющем вид квадратичной параболы (рис. I) и подводимое к нелинейному элементу напряжение сигнала U_s , накладываясь на постоянное напряжение $E_0 = U_0$ не выходит за точку U_1 , т.е. за начало характеристики.

Выражение (2) в данном случае можно записать в виде полинома второй степени $i(U_0 + U_s) = i(U_0) + a_1 U_s + a_2 U_s^2$

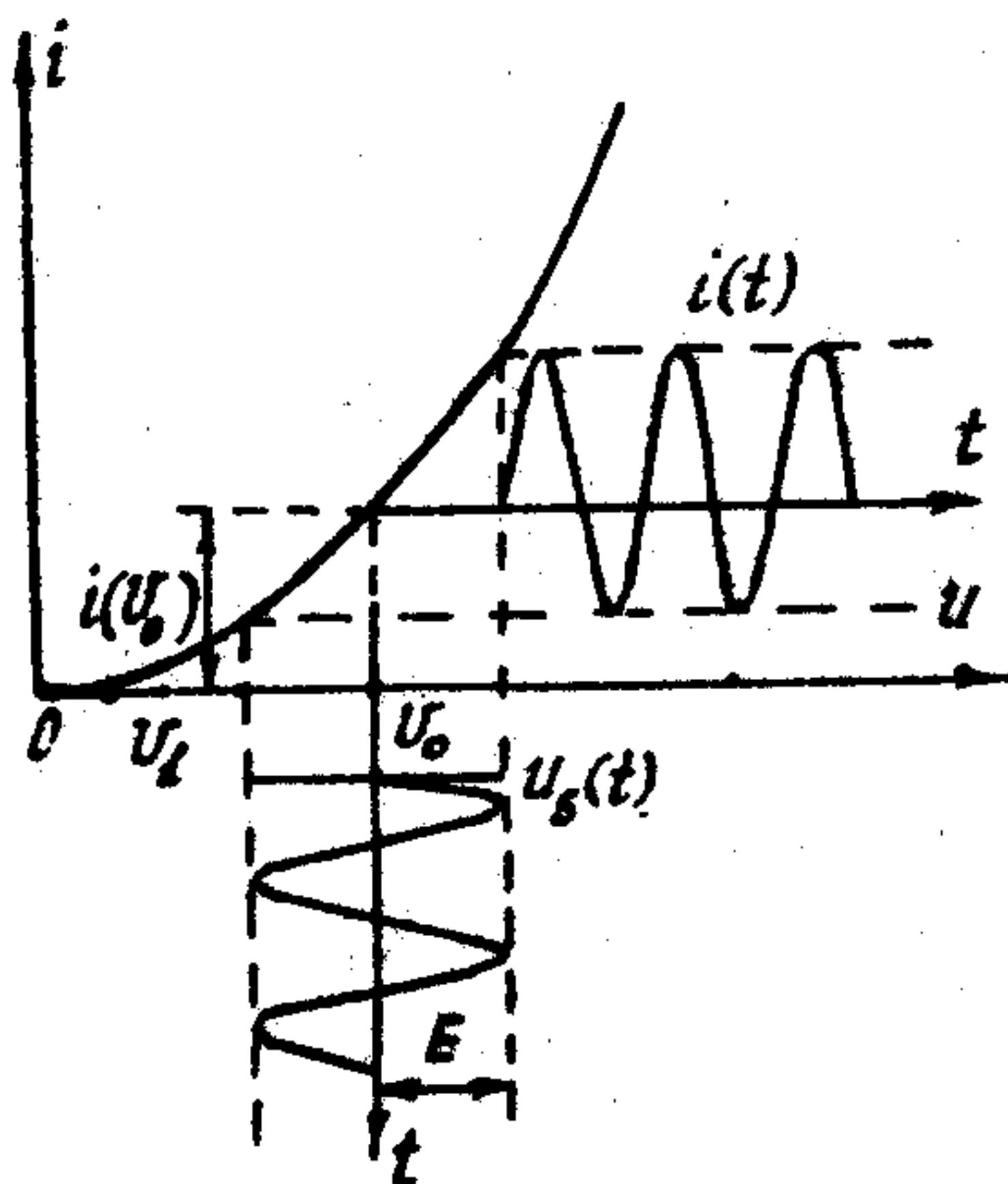


Рис. I

Коэффициент a_2 определяется из условия, что при $U_s = U_1 - U_0$ ток $i = 0$, откуда вытекает уравнение

$$i(U_0) + S(U_1 - U_0) + a_2(U_1 - U_0)^2 = 0$$

определенное

$$a_2 = - \frac{[i(U_0) + S(U_1 - U_0)]}{(U_1 - U_0)^2}.$$

Кусочно-линейная аппроксимация

Кусочно-линейная аппроксимация заключается в замене реальной плавно меняющейся зависимости $i = f(u)$ приближенной, со-

стоящей из отрезков прямых линий, выбираемых, касательными к реальной характеристике в нескольких точках.

Например, если рабочая точка U_0 находится на нижнем сгибе характеристики и изменение подводимого напряжения настолько велико, что используется участок ab на оси абсцисс, то характеристика аппроксимируется выражениями

$$i = \begin{cases} 0 & \text{при } u < U_0 \\ S(u - U_0) & \text{при } u \geq U_0 \end{cases}$$

На рис. 2 показана такая аппроксимация, содержащая два линейных участка. Данная аппроксимация широко используется при рассмотрении воздействия сигналов большой амплитуды. Если же амплитуда входного сигнала невелика, наблюдается значительное

различие в результатах расчета по действительной и аппроксимированной характеристикам, т.е. такая аппроксимация непригодна

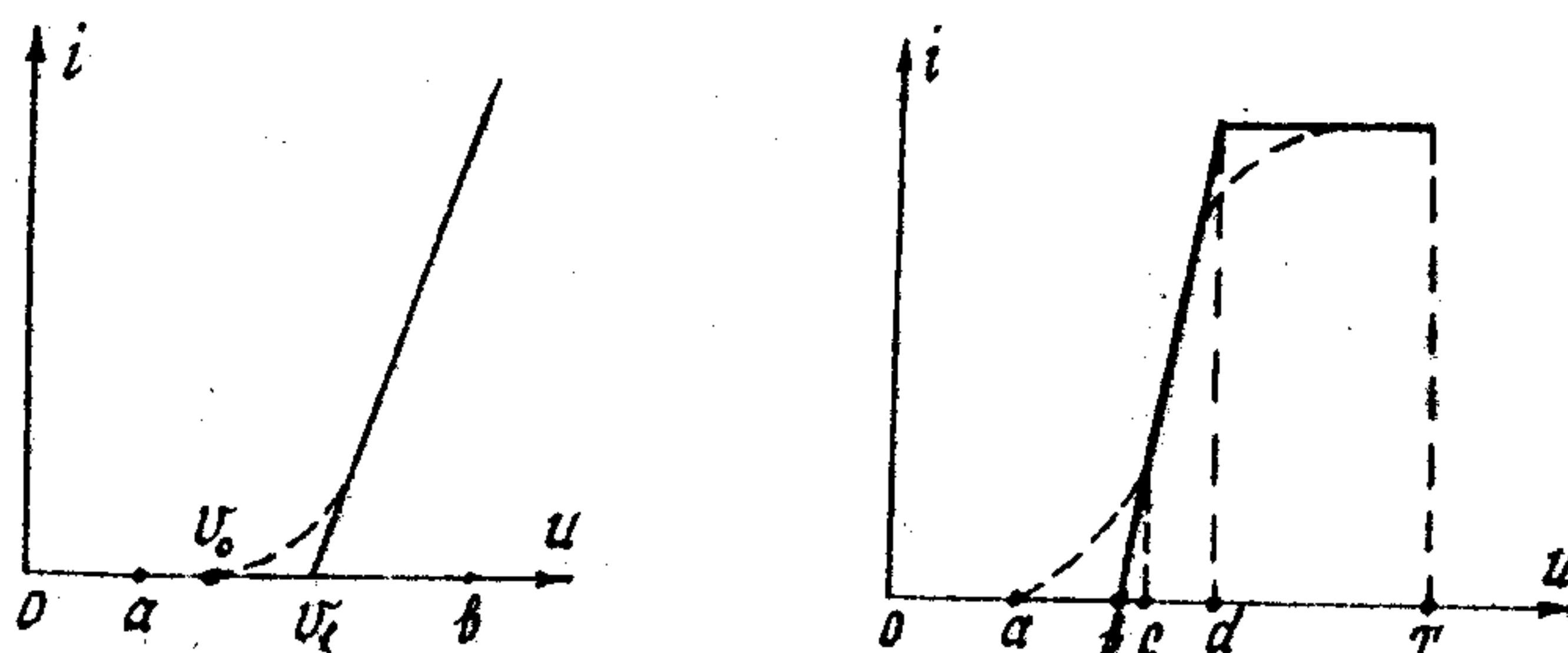


Рис. 2

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРА КОЛЕБАНИЙ НА ВЫХОДЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ

При рассмотрении функциональных преобразований сигналов возникает задача определения спектра колебаний на выходе нелинейной цепи. Одной из важнейших особенностей нелинейных цепей является то, что в них не выполняется принцип суперпозиции. Поэтому спектральный метод широко используемый в теории линейных цепей, непригоден для анализа нелинейных цепей.

Задача заключается в следующем: на вход безынерционного нелинейного элемента, с характеристикой аппроксимируемой зависимостью

$$i = f(u), \quad (4)$$

действует гармоническое

$$u = E_s(t) = E_1 \cos(\omega t + \varphi), \quad (5)$$

или полигармоническое колебание

$$u = \sum_{k=1}^n E_k \cos(\omega_k t + \varphi_k). \quad (6)$$

Требуется определить спектр отклика, т.е. спектр тока i (4). Классический метод решения заключается в подстановке выражений (5), (6) в правую часть (4) с последующим определением спек-

тральных компонент путем использования аппарата рядов Фурье в случае гармонического воздействия или кратных рядов Фурье в случае полигармонического воздействия. Однако такой метод оказывается очень трудоемким. Поэтому на практике применяются специальные методы, каждый из которых связан с определенными способами аппроксимации нелинейной зависимости (4) и характером воздействующего сигнала.

Наибольшее распространение имеют методы, основанные на использовании: 1) тригонометрических формул кратного аргумента и 2) углов отсечки.

Метод, основанный на использовании тригонометрических формул кратного аргумента

Этот метод является основным при использовании полиномиальной аппроксимации и особенно удобен для выяснения принципа действия и основных особенностей таких устройств, как модуляторы, детекторы, преобразователи частоты и т.п.

Рассмотрим воздействие на нелинейный элемент, характеристика которого аппроксимирована полиномом n -ой степени

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n \quad (7)$$

гармонического колебания (5). Подставляя (5) в (7) получим

$$i = a_0 + a_1 E_1 \cos(\omega t + \varphi) + a_2 E_1^2 \cos^2(\omega t + \varphi) + \dots + a_n E_1^n \cos^n(\omega t + \varphi). \quad (8)$$

Для представления правой части (8) в виде суммы синусоидальных компонент воспользуемся известными тригонометрическими формулами, позволяющими заменить степени косинусов (или синусов) через тригонометрические функции кратных аргументов. Выполнив тригонометрические преобразования, выражение (8) приводим к виду

$$i = J_0 + J_1 \cos(\omega t + \varphi) + J_2 \cos 2(\omega t + \varphi) + J_3 \cos 3(\omega t + \varphi) + \dots + J_n \cos n(\omega t + \varphi), \quad (9)$$

где $J_0 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 E_1^2 + \frac{3}{8} a_4 E_1^4 + \dots$ – постоянная составляющая тока нелинейного элемента.

- $\mathcal{J}_1 = a_1 E_1 + \frac{3}{4} a_3 E_1^3 + \frac{5}{8} a_5 E_1^5 + \dots$ - амплитуда первой гармоники тока,
 $\mathcal{J}_2 = \frac{1}{2} a_2 E_1^2 + \frac{1}{2} a_4 E_1^4 + \dots$ - амплитуда второй гармоники тока,
 $\mathcal{J}_3 = \frac{1}{4} a_3 E_1^3 + \frac{5}{16} a_5 E_1^5 + \dots$ - амплитуда третьей гармоники.

\mathcal{J}_n - амплитуда n -ой гармоники.

На рис. 3 построен спектр выходного тока. Из сравнения (9) с (5) следует:

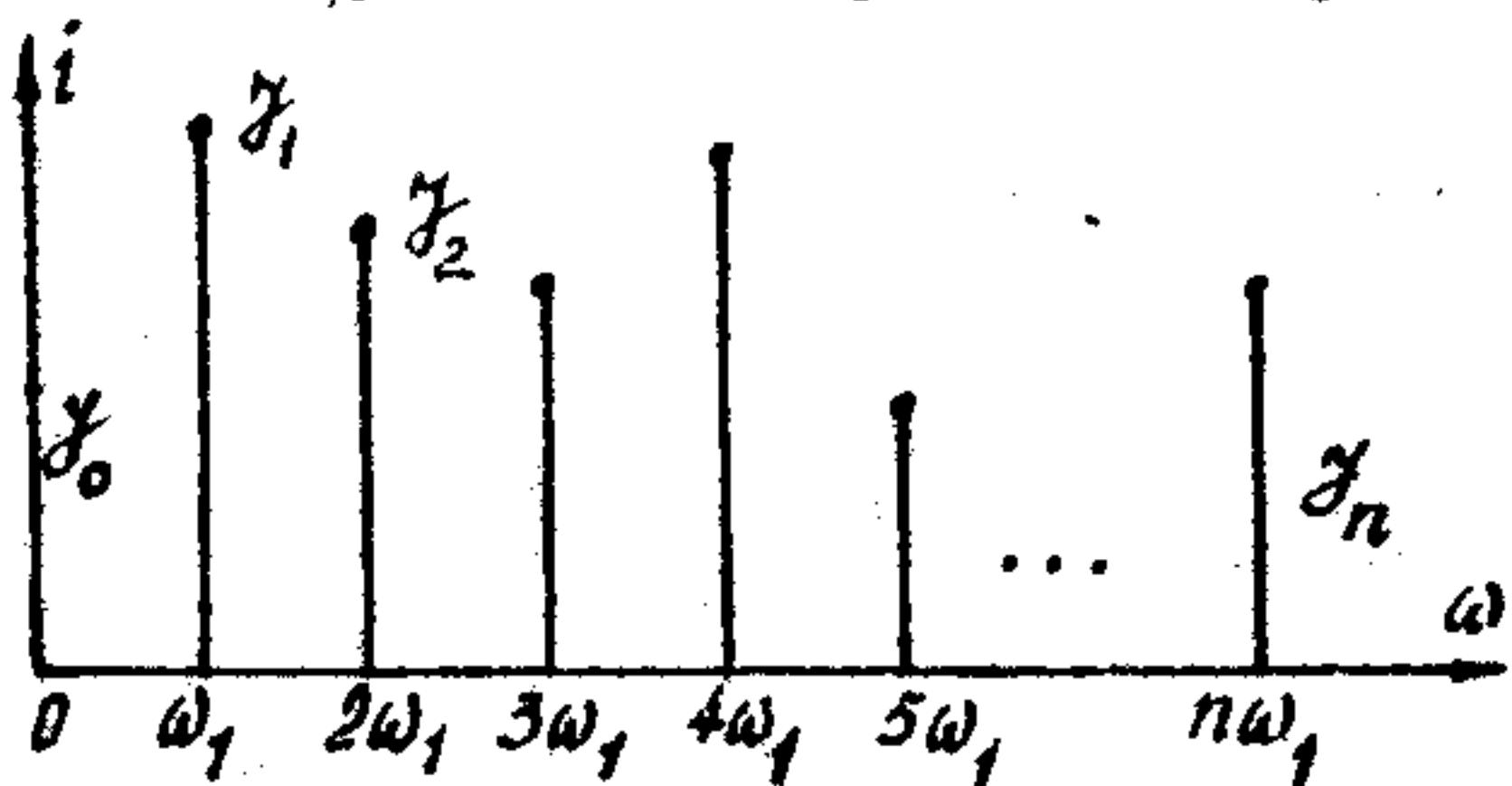


Рис. 3

тоте входного сигнала. Наивысший номер составляющей спектра получаемой при расчетах равен степени используемого аппроксимирующего полинома. Поэтому если для какого-то применения нелинейного элемента необходимо знать n -ю гармонику, вольт-амперная характеристика его при расчетах должна быть аппроксимирована полиномом не ниже n -го порядка.

2. Постоянная составляющая и амплитуды четных гармоник определяются четными степенями напряжения в полиноме (7), а нечетных гармоник - только нечетными.

3. Текущая фаза ψ_k -ой гармоники с частотой $\omega_k = k\omega_1$ в K раз больше значения текущей фазы воздействующего сигнала

$$\psi_k = \omega_k t + \varphi_k = K(\omega_1 t + \varphi).$$

Начальные фазы связаны соотношением $\varphi_k = K\varphi$.

Рассмотрим воздействие на нелинейный элемент бигармонического колебания

$$e_s(t) = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t. \quad (10)$$

Ограничимся рассмотрением режима когда достаточно учитывать только линейный и квадратичный члены в полиноме (2).

Подстановка (10) в (2) приводит к следующим результатам:
- для линейного члена ряда

$$E_s(t) = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t; \quad (II)$$

- для квадратичного члена ряда

$$\begin{aligned} a_2 e_s^2(t) &= a_2 (E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^2 = a_2 E_1^2 \cos^2 \omega_1 t + \\ &+ a_2 E_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 E_1 E_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = \\ &= \frac{1}{2} a_2 (E_1^2 + E_2^2) + \frac{1}{2} a_2 E_1^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 E_2^2 \cos 2\omega_2 t + \\ &+ a_2 E_1 E_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]. \end{aligned} \quad (12)$$

Первое слагаемое, не зависящее от времени, определяет прращение постоянного тока. Слагаемые с частотами $2\omega_1$ и $2\omega_2$ представляют собой вторые гармоники от соответствующих компонентов входного сигнала. Слагаемые с частотами $\omega_1 + \omega_2$ и $\omega_1 - \omega_2$ представляют собой колебания комбинационных частот.

В более общем случае, если в качестве аппроксимирующего полинома взять полином K^n -степени, при бигармоническом воздействии на нелинейное устройство, в спектре колебания на выходе нелинейного элемента, могут присутствовать следующие частоты: $\omega = 0$ - постоянная составляющая; $\omega = n\omega_1$, $n = 1, 2, \dots, K$ - гармоники частоты ω_1 ; $\omega = n\omega_2$, $n = 1, 2, 3, \dots, K$ - гармоники частоты ω_2 ; $\omega = /n\omega_1 \pm m\omega_2/$, $n = 1, 2, \dots, K$, и $m = 1, 2, \dots, K$ - комбинационные частоты (при условии, что $n+m \leq K$).

Спектrogramма колебания на входе и выходе нелинейного элемента, описываемого полиномом второй степени ($K=2$) изображена на рис. 4.

Из рисунка видно, что взаимодействие двух гармонических колебаний с неодинаковыми частотами в нелинейном устройстве второй степени приводит к возникновению разностной $|2\omega_1 - 2\omega_2|$ и суммарной $\omega_1 + \omega_2$ частот (помимо гармоник $2\omega_1$ и $2\omega_2$). Для практического использования этих новых частот достаточно включить последовательно с нелинейным элементом линейную цепь

(фильтр), выделяющую полезную составляющую спектра.

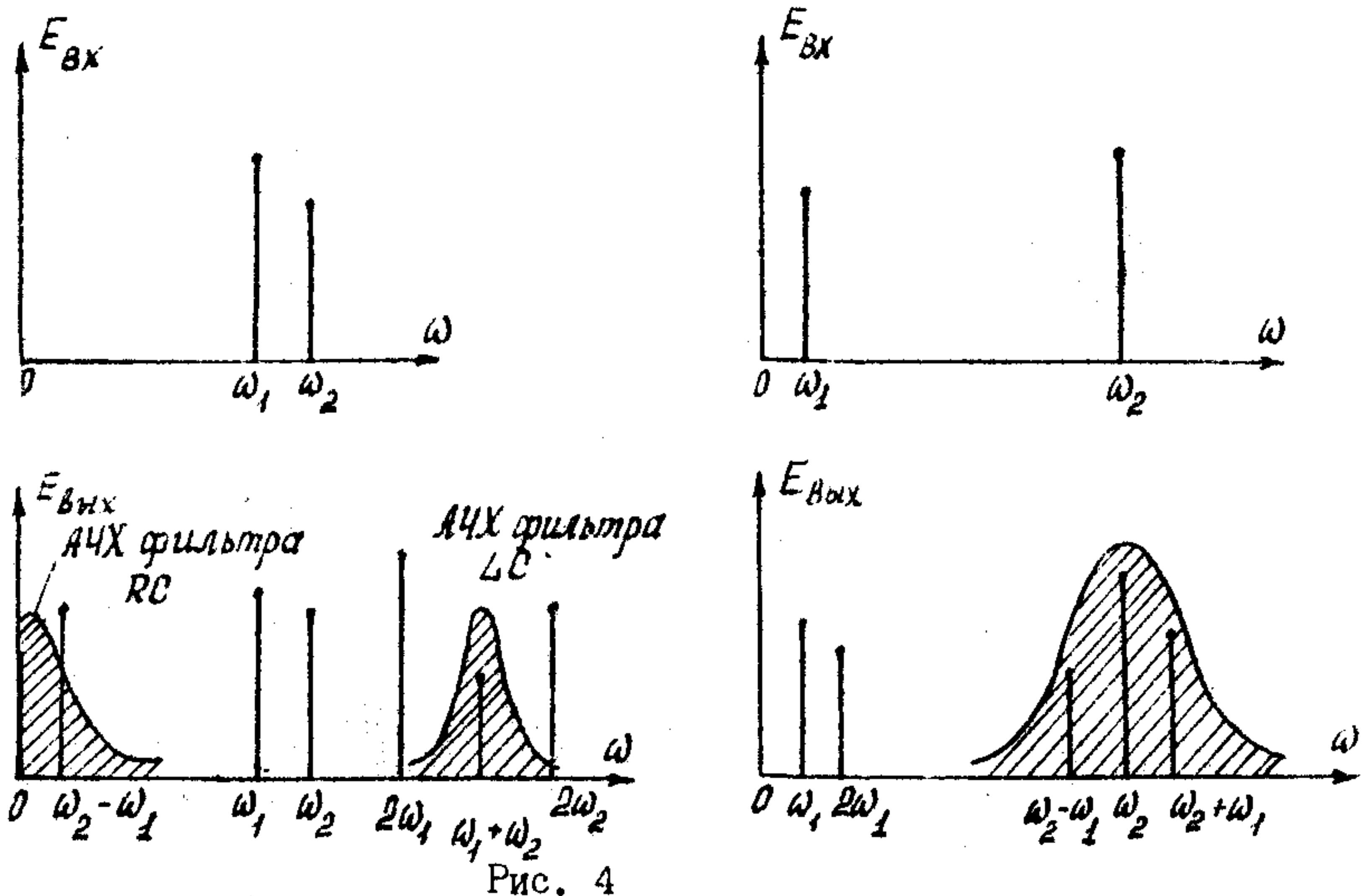


Рис. 4

Свойство квадратичного нелинейного элемента, позволяющее получить комбинационные частоты, широко применяется в радиотехнике для сдвига частоты сигнала.

В случае $\omega_1 \ll \omega_2$, когда комбинационные частоты располагаются вблизи частоты ω_2 и все три частоты: ω_2 ; $\omega_2 + \omega_1$; и $\omega_2 - \omega_1$, могут быть выделены одним общим фильтром (см. рис. 4), можно получить спектр, соответствующий амплитудной модуляции колебания частоты ω_2 относительно низкой частотой ω_1 . При нелинейности более высокого порядка ($K > 2$) можно осуществить выделение любой из частот вида $\omega = |n\omega_1 \pm m\omega_2|$, $n+m \leq K$.

При более сложном составе входного спектра, содержащем частоты $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4, \dots$, на выходе нелинейного элемента возникают частоты $n\omega_1, n\omega_2, n\omega_3, n\omega_4, \dots$ и комбинационные частоты $n\omega_i \pm m\omega_k$, где n и m любые целые числа, а ω_i и ω_k - любая из пар частот входного спектра.

Метод угла отсечки

Рассмотрим теперь работу нелинейного элемента в случае кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики рис. 5.

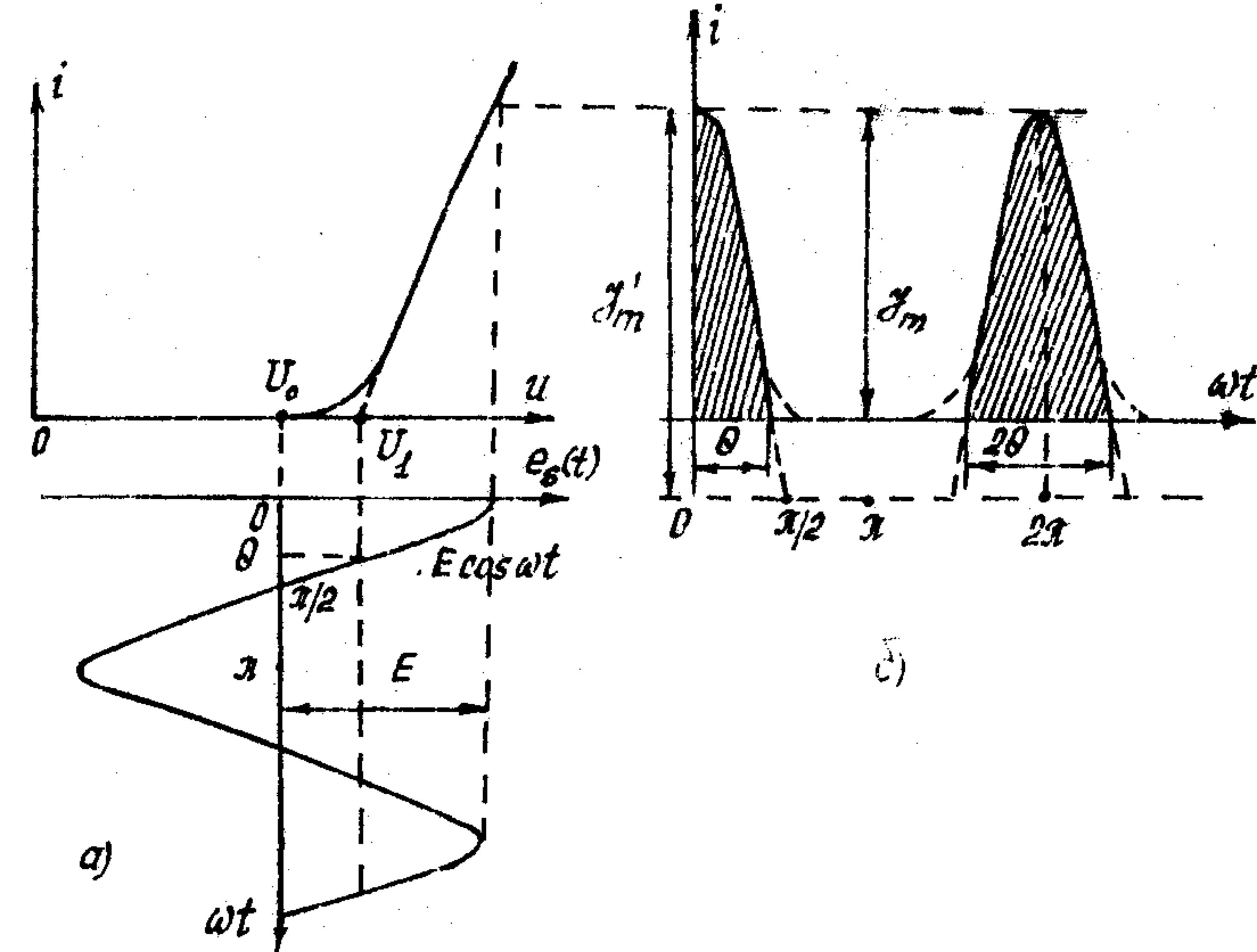


Рис. 5

При гармоническом возбуждении ток $i(t)$ нелинейного элемента приобретает импульсную форму рис. 5б. Угол θ , соответствующий изменению тока от максимального значения J_m до нуля, получил название угла отсечки тока. Длительность импульсов тока равна 2θ . Из рис. ба очевидно, что

$$\cos \theta = \frac{U_1 - U_0}{E} \quad (13)$$

Амплитуда тока

$$J_m = \alpha_1 [E - (U_1 - U_0)] = \alpha_1 E (1 - \cos \theta), \quad (14)$$

где α_1 - крутизна линейной части вольт-амперной характеристики (см. (3)).

При гармоническом воздействии на нелинейный элемент форма импульсов тока в пределах $-\theta < \omega t < \theta$ близка к отсеченной косинусоиде и, если пренебречь кривизной вольт-амперной характеристики на нижнем сгибе, мгновенное значение тока можно выразить уравнением

$$i(t) = \mathcal{J}_m' (\cos \omega t - \cos \theta), \quad -\theta < \omega t < \theta \quad (15)$$

\mathcal{J}_m' — амплитуда импульса тока при $\theta = \pi/2$.
Т.к. амплитуда реального импульса \mathcal{J}_m соответствует моменту $\omega t = 0$, имеет место соотношение

$$\mathcal{J}_m = i(0) = \mathcal{J}_m' (1 - \cos \theta),$$

откуда

$$\mathcal{J}_m' = \mathcal{J}_m / (1 - \cos \theta).$$

Подставив это в (15) получим

$$i(t) = \frac{\mathcal{J}_m}{1 - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta), \quad -\theta < \omega t < \theta. \quad (16)$$

Используя это выражение легко вычислить коэффициенты ряда Фурье (17) для периодической последовательности импульсов тока (16) нелинейного элемента рис. 5б. Ввиду четности функции $i(t)$ относительно t , ряд (17) содержит одни лишь косинусоидальные члены.

$$i(t) = \mathcal{J}_0 + \mathcal{J}_1 \cos \omega t + \mathcal{J}_2 \cos 2\omega t + \mathcal{J}_3 \cos 3\omega t + \dots + \mathcal{J}_n \cos n\omega t. \quad (17)$$

Постоянная составляющая \mathcal{J}_0 и амплитуда первой гармоники определяются выражениями

$$\mathcal{J}_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(t) dt = \frac{\mathcal{J}_m}{\pi(1 - \cos \theta)} \int_0^\theta (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) =$$

$$= \mathcal{J}_m \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad (18)$$

$$\mathcal{J}_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(t) \cos \omega t d(\omega t) = \frac{2\mathcal{J}_m}{\pi(1 - \cos \theta)} \int_0^\theta (\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d(\omega t) =$$

$$= \mathcal{J}_m (\theta - \sin \theta \cos \theta) / \pi(1 - \cos \theta). \quad (19)$$

Аналогично можно получить общее выражение для амплитуды n -ой гармоники

$$\mathcal{J}_n = \mathcal{J}_m \frac{2(\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}. \quad (20)$$

Следует заметить, что импульсы тока (рис. 5б), получающиеся при воздействии гармонического колебания достаточно большой амплитуды на данный нелинейный элемент, описываемый действительной (сплошная) и кусочно-линейной (пунктирные линии) характеристиками, мало отличаются друг от друга. При разложении в ряд Фурье постоянная составляющая и амплитуды нескольких первых гармоник этих импульсов близки друг к другу. Поэтому данная аппроксимация широко используется при рассмотрении сигналов большой амплитуды.

Выделение полезных компонент спектра

В отклике нелинейной цепи на входные воздействия, как правило, существуют не только полезные частотные составляющие, необходимые для данного преобразования сигнала, но и ряд других, мешающих, вызывающих его искажения. В связи с этим возникают задачи выделения полезных компонент спектра. Основной метод выделения полезных и подавления нежелательных спектральных составляющих основан на применении фильтров. В качестве фильтров часто применяют простейшие: параллельный колебательный контур (рис. 6а), если требуется выделить какие-либо высокочастотные составляющие; параллельную RC цепочку (рис. 6б),

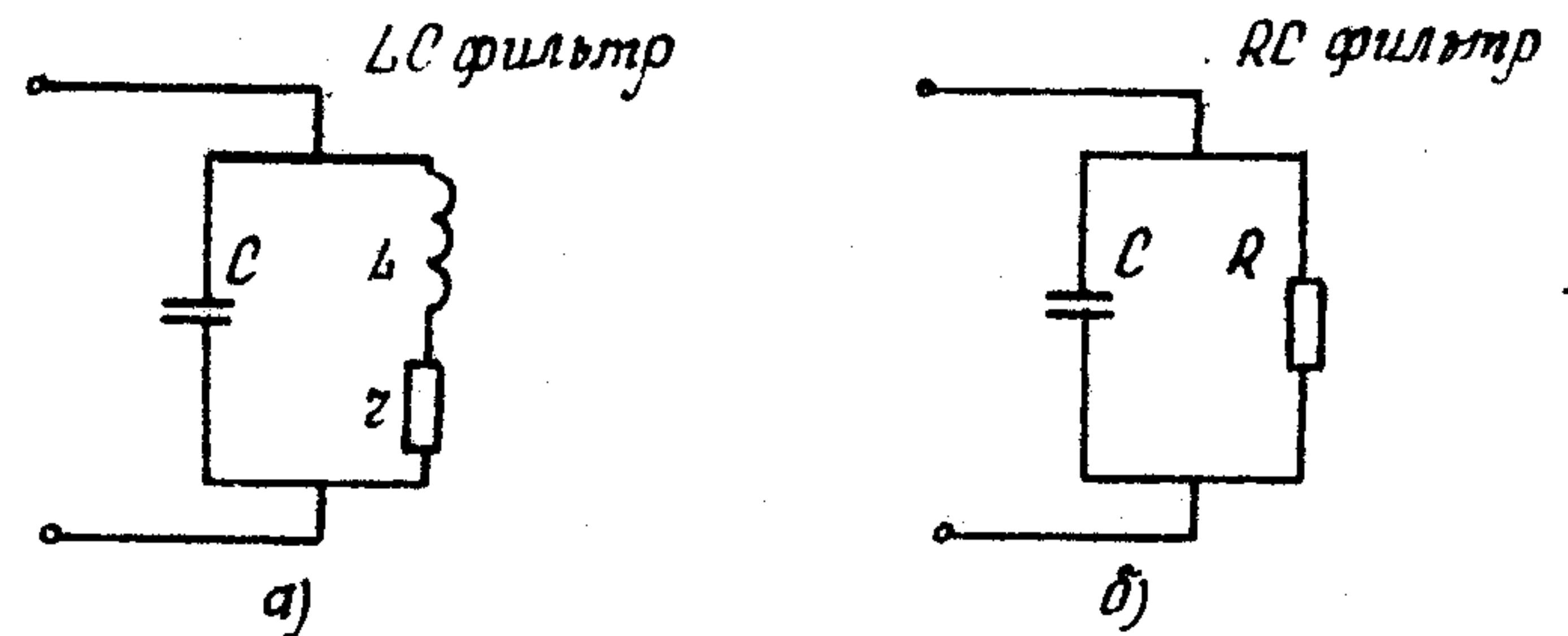


Рис. 6

когда нужно выделить постоянную или низкочастотную составляющие.

Модуль импеданса параллельного контура, настроенного на частоту ω_0 , определяется как $Z_0 = R_0 / \sqrt{1 + Q^2 \epsilon^2}$,

$$\text{где } R_g = \frac{L}{2C}, \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4}{C}}, \quad \delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}.$$

На резонансной частоте ω сопротивление контура $Z_g = R_g$, наибольшее, с увеличением расстройки Z_g уменьшается. Поэтому, когда через контур протекают различные компоненты тока, амплитуды которых одного порядка, значительное падение напряжения на нем создают только те компоненты, частоты которых близки к ω_0 . Компоненты тока с частотами, значительно отличающимися от ω_0 , заметного напряжения не создают, благодаря чему в выходном напряжении они практически отсутствуют.

Модуль импеданса Z цепочки RC (рис.6б)

$$Z = R / \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

имеет максимальное значение $Z = R$ при $\omega = 0$ и убывает с ростом частоты. Когда все составляющие тока протекают по такой цепи, заметное падение напряжения (выходное напряжение) создают только постоянная составляющая и составляющие низких частот. Скорость убывания Z с частотой определяется выбором постоянной времени этой цепи, равной $T = RC$. Выделение полезных составляющих с помощью фильтров иллюстрирует рис. 4.

Т.е. качественное рассмотрение процессов прохождения гармонических колебаний через нелинейный элемент, показывает, что нелинейный элемент в сочетании с избирательной линейной цепью позволяет осуществить ряд преобразований, таких, как умножение частоты колебания, выпрямление, детектирование модулированных колебаний, сдвиг частоты колебаний, амплитудная модуляция и др.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА

Сдвиг спектра сигнала по оси частот на определенную постоянную величину при сохранении структуры сигнала называется преобразованием частоты.

Для выяснения процессов, происходящих при преобразовании частоты, вернемся к вопросу о воздействии на нелинейный элемент двух напряжений. Однако, в данном случае только одно из колебаний, колебание создаваемое вспомогательным генератором (гетеродином), будем считать гармоническим. Под вторым колебанием

будем подразумевать сигнал, подлежащий преобразованию, который может представлять собой любой сложный, но узкополосный процесс

На нелинейный элемент (диод) воздействуют два напряжения:

- от гетеродина

$$e_r = E_r \cos(\omega_r t + \theta_r),$$

- от источника сигнала

$$e_s = E_s(t) \cos[\int \omega_s(t) dt + \theta_s].$$

Амплитуда $E_s(t)$ и мгновенная частота $\omega_s(t)$ являются медленными функциями времени. Характеристику нелинейного элемента (диода) для более полного выявления продуктов взаимодействия сигнала и гетеродинного колебания аппроксимируем полиномом четвертой степени:

$$\begin{aligned} i &= i_0 + a_1(e_s + e_r) + a_2(e_s + e_r)^2 + a_3(e_s + e_r)^3 + a_4(e_s + e_r)^4 = \\ &= i_0 + a_1 e_s + a_1 e_r + a_2 e_s^2 + \boxed{2a_2 e_s e_r} + a_2 e_r^2 + a_3 e_s^3 + \\ &+ \boxed{3a_3 e_s^2 e_r} + \boxed{3a_3 e_s e_r^2} + a_3 e_r^3 + a_4 e_s^4 + \boxed{6a_4 e_s^2 e_r^2} + \\ &+ \boxed{4a_4 e_s e_r^3} + \boxed{4a_4 e_s^3 e_r} + a_4 e_r^4. \end{aligned} \quad (21)$$

С точки зрения преобразования частоты основное значение имеют члены, представляющие собой произведения вида $e_s^n e_r^m$ (в рамках). Частоты $\omega_s \pm \omega_r$ возникают лишь благодаря четным степеням полинома, аппроксимирующего характеристику нелинейного элемента. Однако один лишь квадратичный член полинома (с коэффициентом a_2) образует составляющие, амплитуды которых пропорциональны первой степени $E_s(t)$. Более высокие четные степени (четвертая, шестая и т.д.) нарушают эту пропорциональность амплитуды комбинационных колебаний и содержат степени $E_s(t)$ выше первой.

Отсюда видно, что амплитуды E_s и E_r должны выбираться с таким расчетом, чтобы в разложении (21) преобладающее значение имели слагаемые не выше второй степени. Для этого требуется выполнение неравенств.

$$E_s^2 \ll \frac{a_2}{(3/2 a_4)}, \quad E_p^2 \ll \frac{a_2}{(3/2 a_4)}.$$

В радиоприемных и многих других устройствах, в которых задача преобразования частоты тесно связана с задачей усиления сигнала, обычно $E_p \gg E_s$.

Получаемое на выходе нелинейного элемента колебание с частотой $\omega_s(t) + \omega_p$ - соответствует сдвигу спектра сигнала в область высоких частот, а колебание с частотой $\omega_s(t) - \omega_p$ - в область низких частот. Для выделения одной из этих частот разностной или суммарной нужно применять соответствующую нагрузку на выходе преобразователя. Пусть, например, частоты ω_s и ω_p

очень близки и требуется выделить низкую частоту, расположенную около нуля. Такая задача встречается в измерительной технике (метод "нулевых биений"). В этом случае нагрузка должна состоять из параллельного соединения R и C (рис. 7a), обеспечивающих отфильтровывание (подавление) высоких частот ω_s и ω_p

и выделение разностной частоты $|\omega_s - \omega_p|$. Если частота $|\omega_s - \omega_p|$ лежит в радиотехническом диапазоне, то для ее выделения следует применять колебательную цепь (рис. 7б).

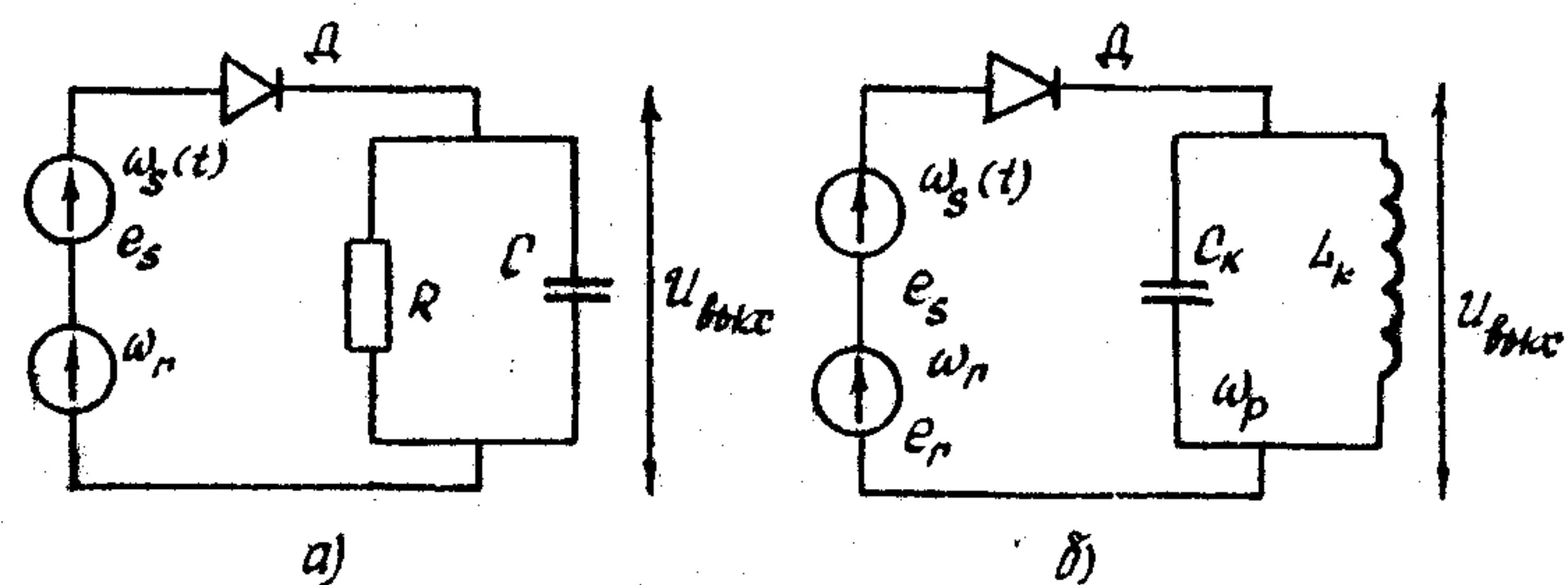


Рис. 7

Если полезной является суммарная частота $\omega_s + \omega_p$, то контур должен быть настроен на $\omega_p = \omega_s + \omega_p$.

Обычно полоса пропускания контура, являющегося нагрузкой преобразователя, рассчитана на ширину спектра модулированного колебания. При этом все составляющие тока с частотами близкими

к $|\omega_s \pm \omega_p|$, проходят через контур равномерно и структура сигнала на выходе совпадает со структурой сигнала на входе.

Следует отметить, что при использовании разностной частоты полное сохранение структуры сигнала получается лишь в том случае, когда $\omega_s(t) > \omega_p$. Если же $\omega_s(t) < \omega_p$, то имеет место "переворачивание" спектра сигнала. Процесс "переворачивания" спектра сигнала проиллюстрирован на рис. 8.

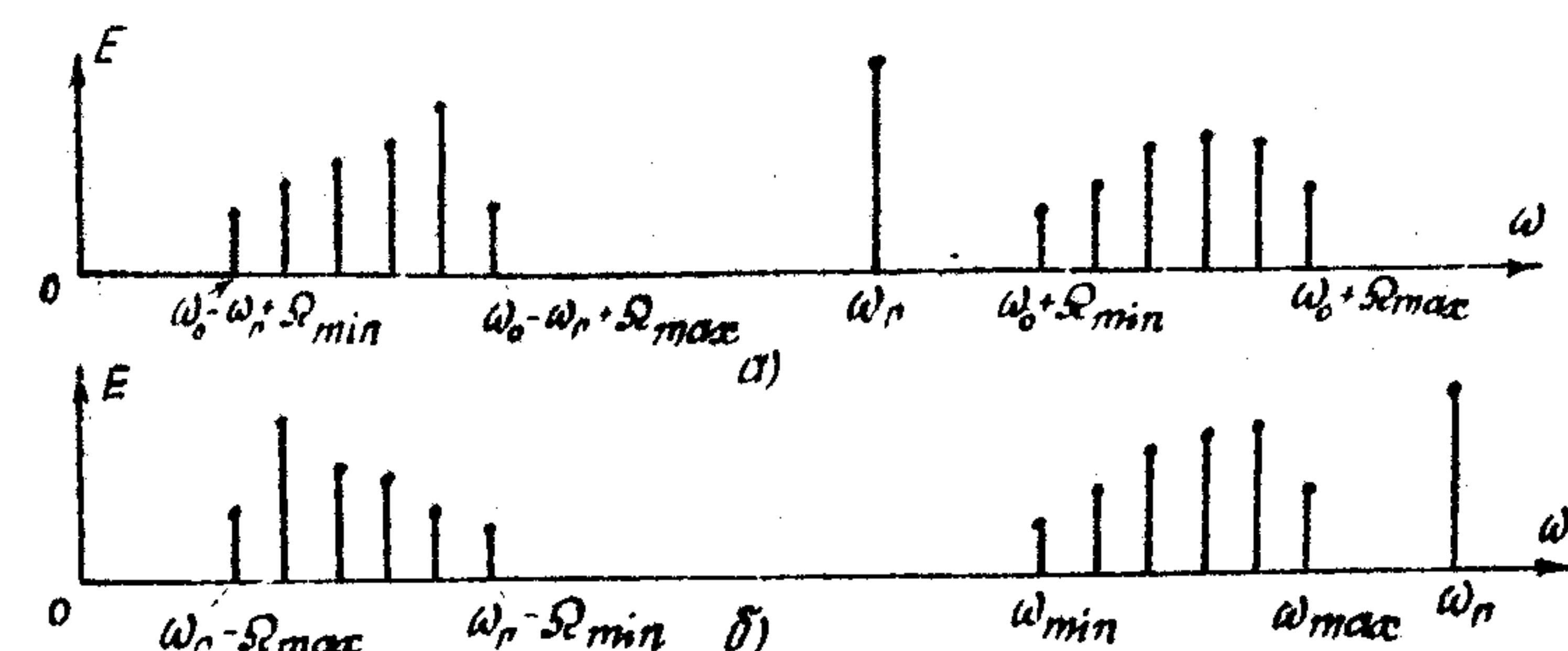


Рис. 8

При преобразовании частоты сигнала с несимметричным спектром для сохранения структуры спектра частота гетеродина должна быть ниже частот сигнала.

В заключение рассмотрим частотную характеристику преобразователя. Частотной характеристикой преобразователя называют зависимость его комплексного коэффициента передачи $K_{pq} = U_{pq}/U_C$ от частоты принимаемого сигнала при постоянной величине частоты гетеродина. При взаимодействии колебаний некоторых частот сигнала с колебаниями частот ω_p и $n\omega_p$ получаются колебания промежуточной ω_{pq} частоты ($\omega_{pq} = \omega_p$).

Комбинационные частоты, совпадающие с ω_{pq} определяем в виде

$$n\omega_p - m\omega_s = \omega_{pq}, \quad m\omega_s - n\omega_p = \omega_{pq}.$$

Решая эти два уравнения относительно ω_s , получаем

$$\omega_s = \frac{n}{m} \omega_p \pm \frac{\omega_{pq}}{m}.$$

При $n=0$ и $m=1$ частота ω_s соответствует частоте так называемого - прямого канала т.е. $\omega_s = \omega_{pq}$. При $n=1$ и

$m = 1$ преобразование осуществляется по 1-ой гармонике частоты гетеродина: $\omega_s = \omega_p \pm \omega_{py}$, откуда $\omega_s = \omega_p - \omega_{py}$ - частота основного канала и $\omega_{3K} = \omega_p + \omega_{py} = (\omega_s + \omega_{py}) + \omega_{py} = \omega_s + 2\omega_{py}$ - частота зеркального (симметричного) канала. При $n = 2$ и $m = 1$ образуется канал на частоте, обусловленной 2-ой гармоникой частоты гетеродина: $\omega_s = 2\omega_p \pm \omega_{py}$, откуда $\omega_{s1} = 2\omega_p - \omega_{py}$.

Из частотной характеристики преобразователя (рис. 9) видно, что частоты каналов попарно и симметрично расположены относительно частоты гетеродина и ее гармоник, за исключением частоты прямого канала, равной ω_{py} . При простом преобразовании полезным является канал на частоте $\omega_s = \omega_p - \omega_{py}$, при комбинационном преобразовании на частоте $\omega_{s1} = n\omega_p - \omega_{py}$ или $\omega_{s2} = n\omega_p + \omega_{py}$. Из всех каналов только один, частота которого ω_s , ω_{s1} или ω_{s2} является полезным, а остальные являются вредными или нежелательными. Такие каналы получили название комбинационных каналов приема. В общем случае комбинационным каналом приема называют область частот при фиксированной настройке приемника, при попадании в которую мешающее колебание (помеха) в процессе преобразования частоты сигнала попадет в полосу тракта промежуточной частоты. Пусть на входе действуют два колебания: $e_s(t) + e_n(t)$ с частотами ω_s и ω_n соответственно. В этом случае после подстановки этой суммы в ряд (21) компоненты тока будут иметь частоты: $n\omega_s + m\omega_p$; $n\omega_n + m\omega_p$, где $n, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. При совпадении частот $n\omega_n + m\omega_p = \omega_{py}$

частота $\omega_n = \omega_n^* = \omega_{KK}$ называется частотой комбинационного канала. Очевидно,

$$\omega_{KK} = \frac{m\omega_p - \omega_{py}}{n}$$

Заменив $\omega_n = \omega_s + \omega_{py}$, получаем

$$\omega_{KK} = \frac{m\omega_s + (m-1)\omega_{py}}{n}$$

где ω_s - частота настройки приемника. Величина $|m| + |n| = M$ называется порядком комбинационного канала. Зеркальный канал, как частный случай комбинационных каналов, соответствует:

$m = -1, n = +1, M_3 = 2$.

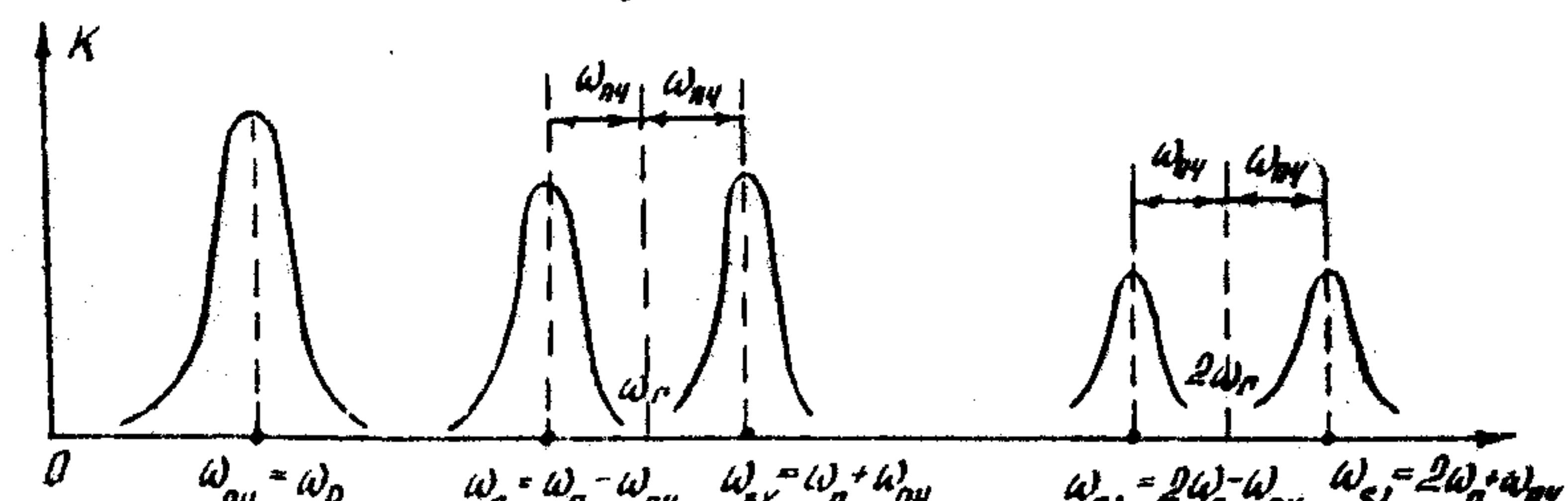


Рис. 9

АМПЛИТУДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Детектированием принято называть преобразование модулированного колебания в низкочастотное колебание, соответствующее модулирующему сигналу. Радиотехническое устройство, предназначенное для этой цели, называют детектором.

При детектировании амплитудно-модулированных колебаний на вход детектора подается амплитудно-модулированное колебание, содержащее высокочастотные составляющие: несущее колебание и колебания боковых частот. Например, в спектре колебания, модулированного одной частотой (рис. 10) $e(t) = E_0(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$ где $\omega_0 \gg \Omega$, ω_0 - несущая частота, Ω - модулирующая частота, имеется три высокочастотных составляющих: несущая ω_0 и две боковые частоты $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$ (рис. 10).

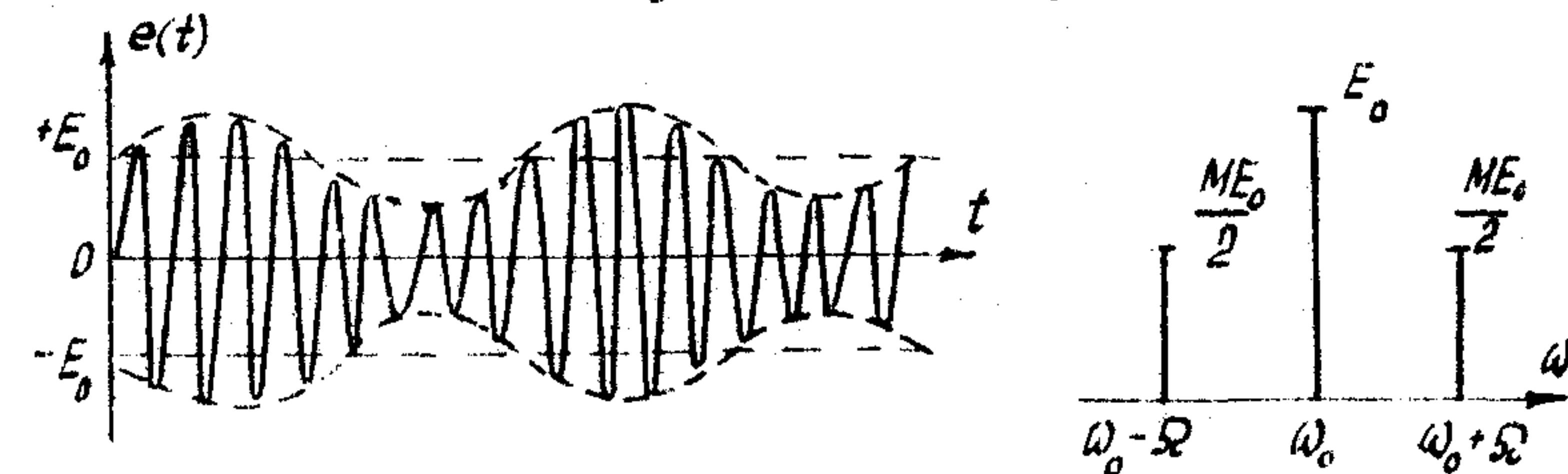


Рис. 10

В результате детектирования необходимо получить напряжение, изменяющееся по закону $A \cos \omega t$ т.е. получить частоту, которой нет в спектре сигнала, следовательно, детектирование должно сопровождаться трансформацией частотного спектра и не может быть осуществлено без применения нелинейных цепей или же линейных цепей с переменными параметрами.

Рассмотрим нелинейную цепь, представляющую собой схему последовательного диодного детектора (рис. IIa), когда на вход схемы подается гармоническая ЭДС

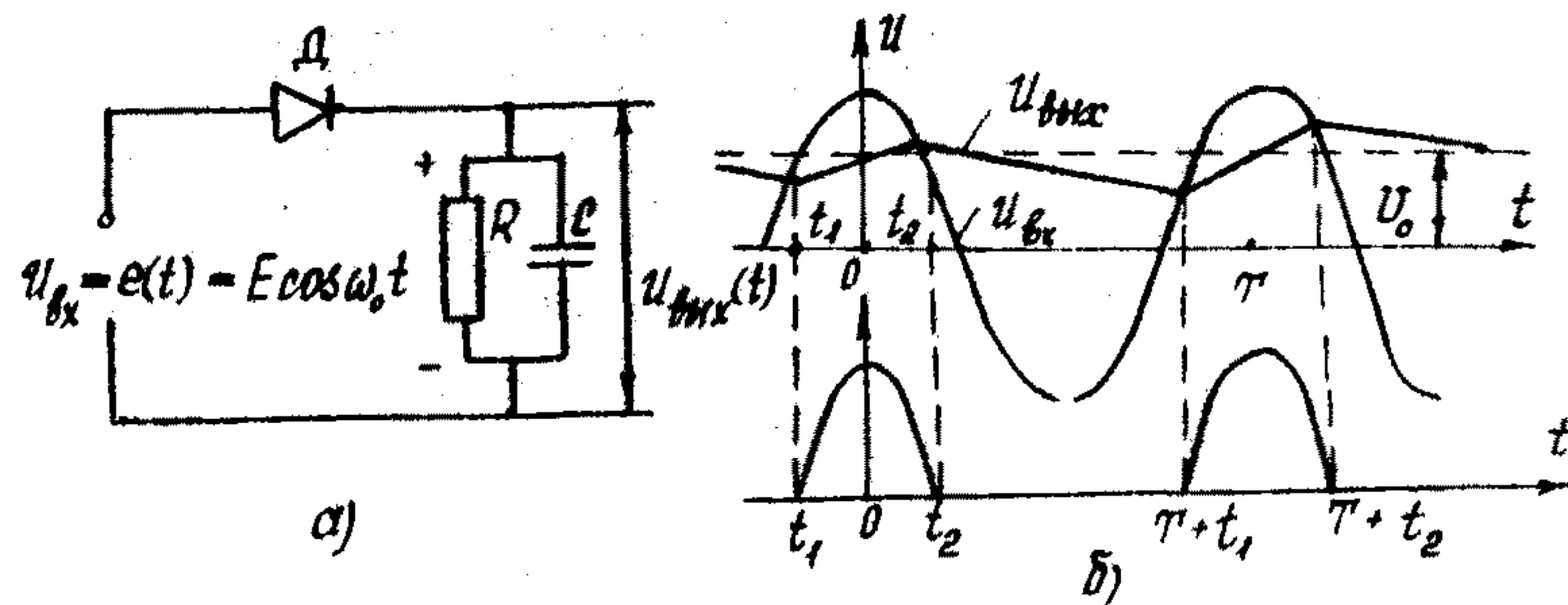


Рис. II

Напряжение на выходе детектора $U_{bx}(t)$ представляет собой пульсирующую около среднего значения U_0 кривую (рис. IIб). Это напряжение является напряжением смещения для диода. Поэтому ток через диод возможен только в течение отрезков периода, когда положительная полуволна ЭДС превышает напряжение $U_{bx}(t)$. Иными словами ток через диод имеет форму импульсов, показанных на рис. IIб. В промежутках между импульсами тока происходит разряд конденсатора C через резистор R , и напряжение $U_{bx}(t)$ убывает. В промежутке $t_1 < t < t_2$ конденсатор подзаряжается импульсом тока и $U_{bx}(t)$ растет. Если постоянная времени нагрузочной цепи велика по сравнению с периодом $T = \frac{2\pi}{\omega_b}$, то амплитуда пульсаций напряжения $U_{bx}(t)$ мала и можно считать, что $U_{bx} \approx U_0$. Учитывая, что по отношению к диоду напряжение на нагрузке является напряжением смещения, рассмотрим построение, показанное на рис. 12.

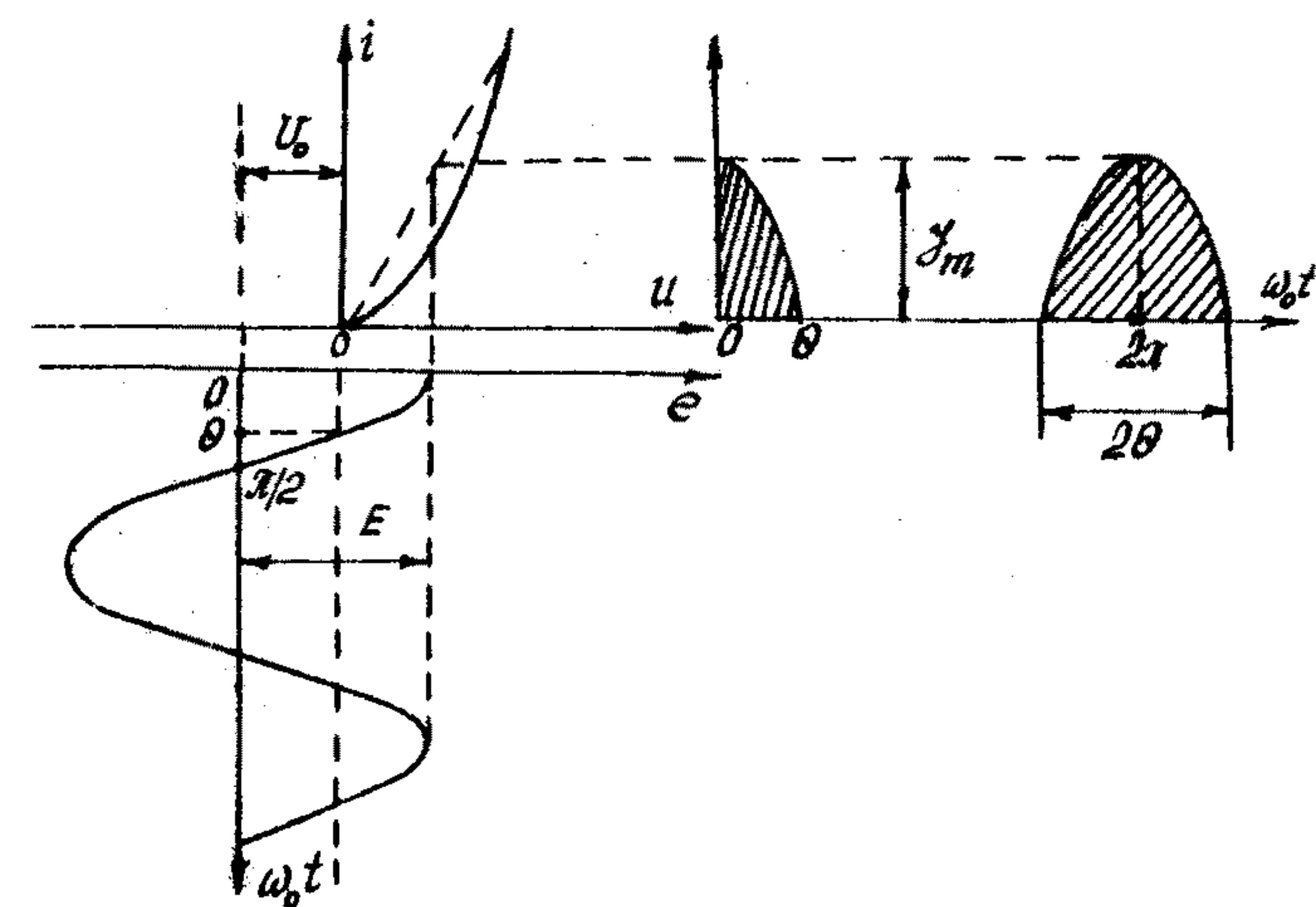


Рис. 12

В левой части этого рисунка сплошной линией изображена истинная вольт-амперная характеристика диода в координатах i и U , а штриховой линией — аппроксимирующая ее линейная функция. Диаграмма входной ЭДС $e(t) = E \cos \omega_b t$ построена относительно вертикальной оси $\omega_b t$, смещенной на величину U_0 влево от точки $U=0$. В правой части изображены импульсы тока, длительность которых равна 2θ . Следует обратить внимание на то, что постоянное напряжение U_0 , создаваемое на сопротивлении R постоянной составляющей тока \mathcal{J}_0 , зависит от амплитуды E входного колебания. Из этого следует, что угол отсечки не может быть более 90° .

Для установления связи между амплитудой входного напряжения E и выпрямленным напряжением U_0 , при заданных параметрах цепи, воспользуемся результатами спектрального анализа импульсов тока.

Допустим, что угол отсечки тока θ известен. Тогда можно составить следующие соотношения (см. (18)):

$$\frac{U_o}{Z_{max}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\theta(1 - \cos \theta)} Z_{max}, \quad (22)$$

$$\cos \theta = \frac{U_o}{E}. \quad (23)$$

Последнее соотношение вытекает непосредственно из рис. I2. Далее при заданном внутреннем сопротивлении диода R_i очевидно равенство

$$Z_{max} = \frac{(E - U_o)}{R_i} = \frac{E(1 - \frac{U_o}{E})}{R_i}.$$

Подставив в это выражение (22) и (23) окончательно получим

$$\frac{R_i}{R} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\theta \cos \theta} = \frac{\operatorname{tg} \theta - \theta}{\theta}. \quad (24)$$

Из этого выражения следует, что задание внутреннего сопротивления диода R_i и сопротивления нагрузки однозначно определяет угол отсечки θ . При этом предполагается, что емкость C , шунтирующая сопротивление R , отвечает условию

$$1/\omega_o C \ll R \quad (25)$$

или, что тоже самое, постоянная времени RC велика по сравнению с периодом T_o , т.к. только в этом случае напряжение на выходе можно считать близким к постоянному.

Уравнение (24), связывающее угол отсечки θ с отношением R_i/R является трансцендентным. Поэтому θ удобно определять по графику, представляющему собой зависимость R_i/R от θ (рис. I3). Как легко видеть из (23) и рис. I3, для получения на выходе выпрямленного напряжения, близкого к амплитуде ЭДС E угол отсечки должен быть мал, а отношение R_i/R велико.

При $\theta \leq 10^\circ \div 20^\circ$, отношение $U_o/E = \cos \theta$ близко к единице.

Для получения такого режима требуется сопротивление нагрузки $R \approx 100R_i$ (см. рис. I3). После того как найдено R , емкость конденсатора C можно определить с помощью условия (25). Условие (25) выведенное из рассмотрения процесса разрядки конденсатора C через резистор R можно истолковать на основе спектрального подхода. При $1/\omega_o C \ll R$ все гармоники импульсного тока, протекающего через диод, замыкаются в основном через

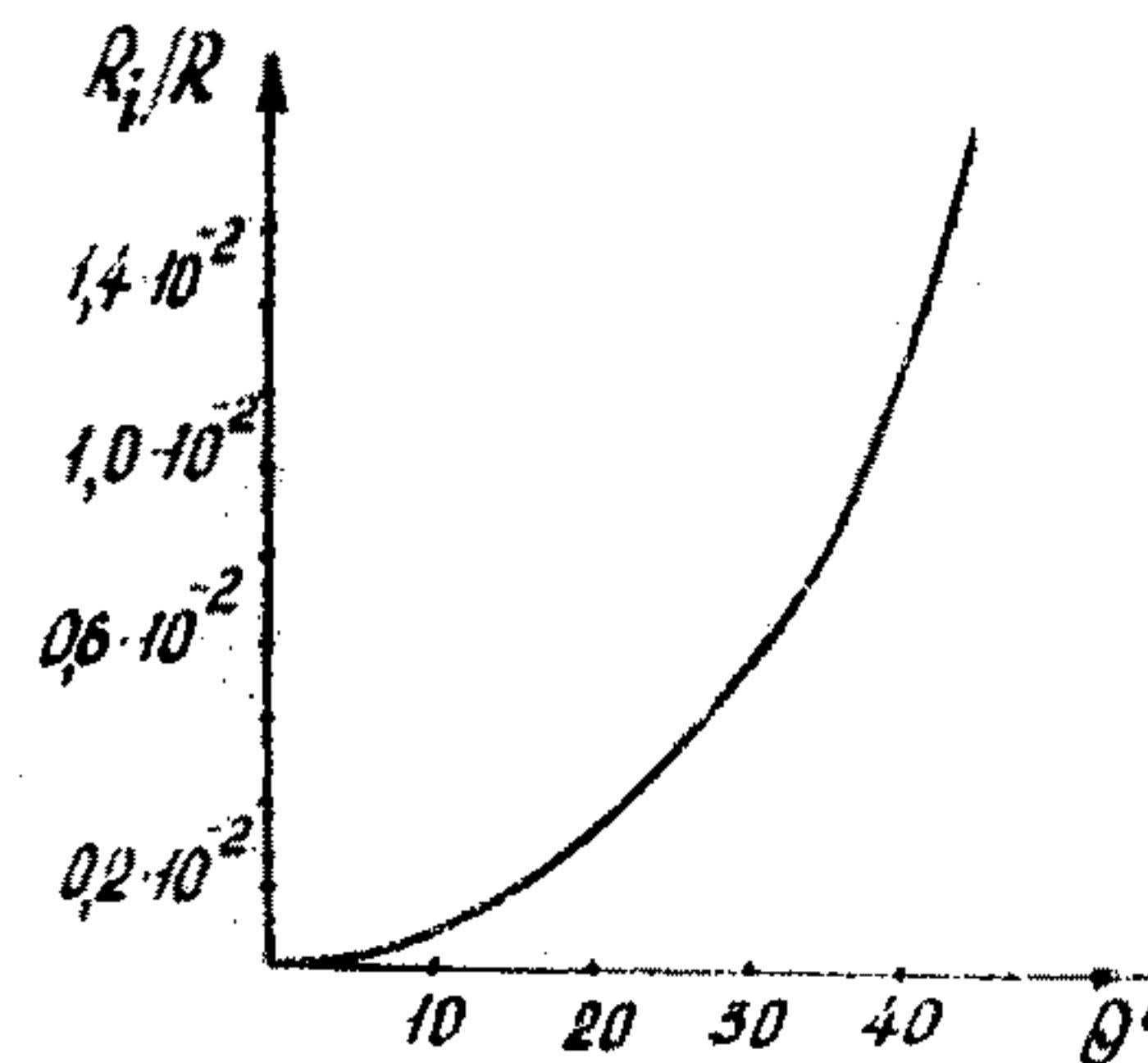


Рис. I3
характеристики диода.

В соответствии с выражением (2) ток через диод, в этом случае, равен

$$i(t) = i(U_o) + a_1 e(t) + a_2 e^2(t),$$

где $e(t) = E(t) \cos \omega_o t$ — мгновенное значение высокочастотного сигнала, амплитуда которого $E(t)$ модулирована по закону передаваемого сообщения (начальная фаза опущена, т.к. на работу амплитудного детектора фаза не оказывает влияние).

Таким образом

$$\begin{aligned} i(t) &= i(U_o) + a_1 E(t) \cos \omega_o t + a_2 E^2(t) \cos^2 \omega_o t = \\ &= i_o + a_1 E(t) \cos \omega_o t + \frac{1}{2} a_2 E^2(t) \cos 2\omega_o t + \frac{1}{2} a_2 E^2(t). \end{aligned} \quad (26)$$

Постоянная составляющая тока $i(U_o) = i_o$ и высокочастотные составляющие отфильтровываются в цепи нагрузки. Информация содержится в последнем, низкочастотном, слагаемом

$$i_{44} = \frac{1}{2} a_2 E^2(t). \quad (27)$$

Так как эта составляющая пропорциональна квадрату амплитуды входного напряжения, то при малых амплитудах детектирование является квадратичным.

То обстоятельство, что напряжение $U_{44}(t)$ на нагрузке, являющейся линейной цепью, пропорционально i_{44} и, следова-

конденсатор, не создавая на нем заметного падения напряжения (по сравнению с $U_o = Z_o R$).

Рассмотрим некоторые явления в детекторе при входном модулированном колебании, а также особенности детектирования слабых и сильных сигналов. Допустим, что амплитуда колебания на входе детектора настолько мала, что обусловленные этим колебанием изменения тока укладываются на небольшом участке нижнего сгиба

тельно квадрату амплитуды входного сигнала $E(t)$, не является препятствием к правильному воспроизведению формы импульсных (прямоугольных) сигналов.

Иначе дело обстоит при квадратичном детектировании колебаний, огибающая которых является непрерывной функцией времени. Для упрощения рассуждений рассмотрим случай тональной модуляции. Подставив в выражение (27)

$$E(t) = E_0(1+M \sin \Omega t)$$

получим

$$i_{\text{нч}} = \frac{a_2}{2} E_0^2 (1+M \sin \Omega t)^2 = \frac{a_2}{2} E_0^2 (1+2M \sin \Omega t + M^2 \sin^2 \Omega t) = \\ = \frac{a_2}{2} E_0^2 \left(1 + \frac{M^2}{2} + 2M \sin \Omega t - \frac{M^2}{2} \cos 2\Omega t\right).$$

Т.е., при тональной модуляции среднее значение тока получает постоянное по величине относительное приращение, равное $M^2/2$. Переменная часть тока содержит следующие два слагаемых:

а) полезное $2M \sin \Omega t$, б) вредное, являющееся второй гармоникой сигнала $M^2 \cos 2\Omega t/2$.

При одновременной модуляции двумя частотами Ω_1 и Ω_2 в выходном напряжении детектора наряду с гармониками $2\Omega_1$ и $2\Omega_2$ возникают еще комбинационные частоты вида $\Omega_1 + \Omega_2$ и $\Omega_1 - \Omega_2$ с амплитудами, пропорциональными произведению парциальных коэффициентов модуляции M_1 и M_2 . Этот результат нетрудно получить, если в выражение (27) подставить

$$E(t) = E_0(1+M_1 \sin \Omega_1 t + M_2 \sin \Omega_2 t).$$

При передаче сложных сигналов, содержащих большое число частот, например речевого сигнала, гармоники и комбинационные частоты оказывают при глубокой модуляции сильное влияние на разборчивость и тембр сигнала. Поэтому применение квадратичного детектора нецелесообразно, когда требуется неискаженное воспроизведение сигналов.

Рассмотрим детектирование больших амплитуд. Допустим, что амплитуда входного сигнала достаточно велика, а R и C выбраны таким образом, что угол отсечки тока очень мал и выпрямленное напряжение на R почти не отличается от амплитуды

$E(t)$ входного сигнала. Подобный режим для постоянной амплитуды входного сигнала (выпрямление) изображен на рис. IIб). При модуляции же получается режим работы диода, изображенный на рис. I4. Напряжение смещения, создаваемое постоянной составляющей тока, изменяется пропорционально амплитуде входного сигнала. Но изменяющееся напряжение смещения диода есть не что иное, как выходное напряжение детектора.

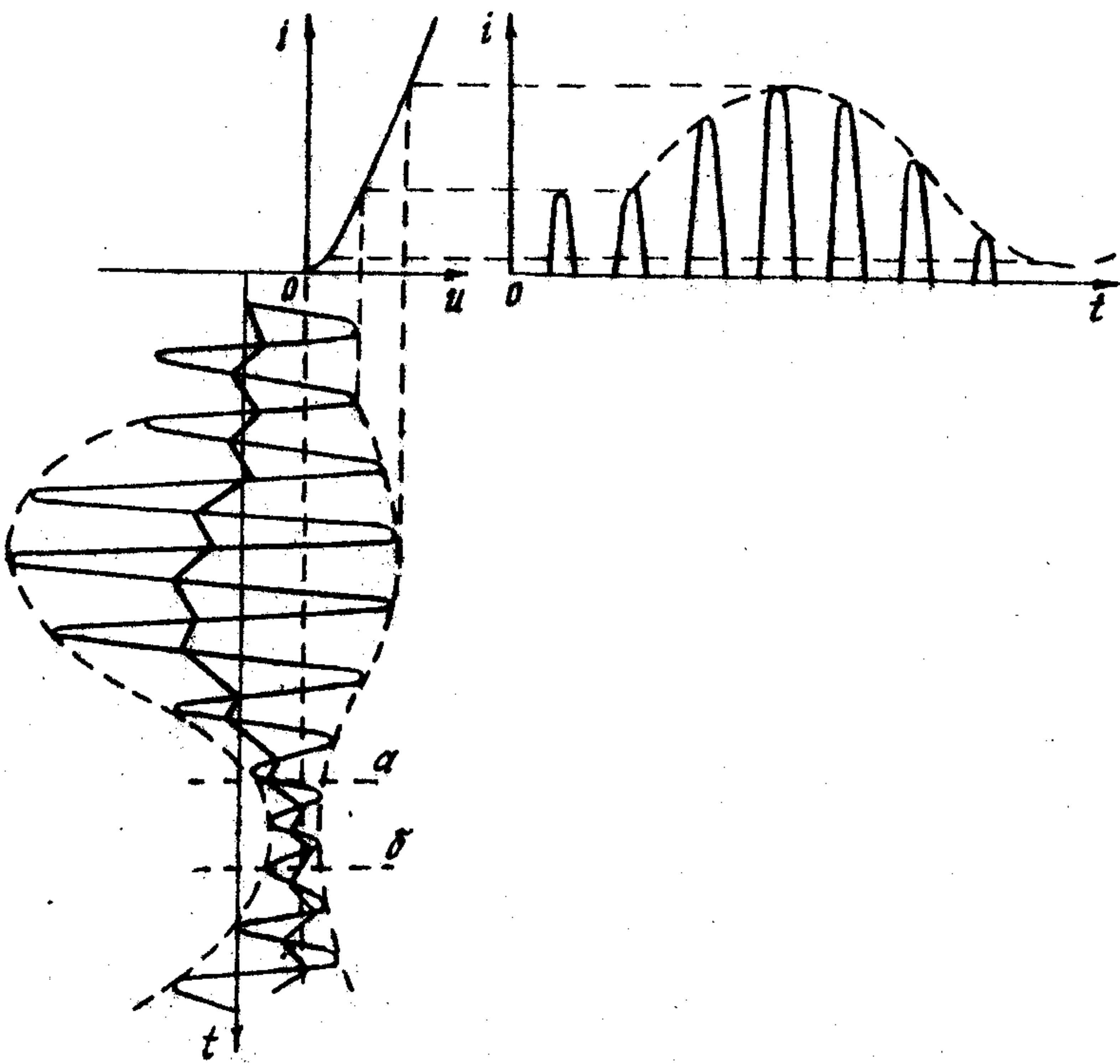


Рис. I4

На рис. I5а совмещены входное (высокочастотное) и выходное выпрямленное напряжение (зубчатая линия). Так как при достаточно большой (по сравнению с периодом ВЧ $T_0 = 2\pi/\omega_0$) постоянной времени RC зубцы практически отсутствуют, то напряжение

на выходе воспроизводит огибающую амплитуду входного напряжения, т.е. передаваемого сообщения. Таким образом, связь между выходным $U_{\text{вых}}(t)$ и амплитудой входной ЭДС $E(t)$ получается почти линейной. В этом смысле детектор, работающий в режиме больших амплитуд, называется линейным детектором.

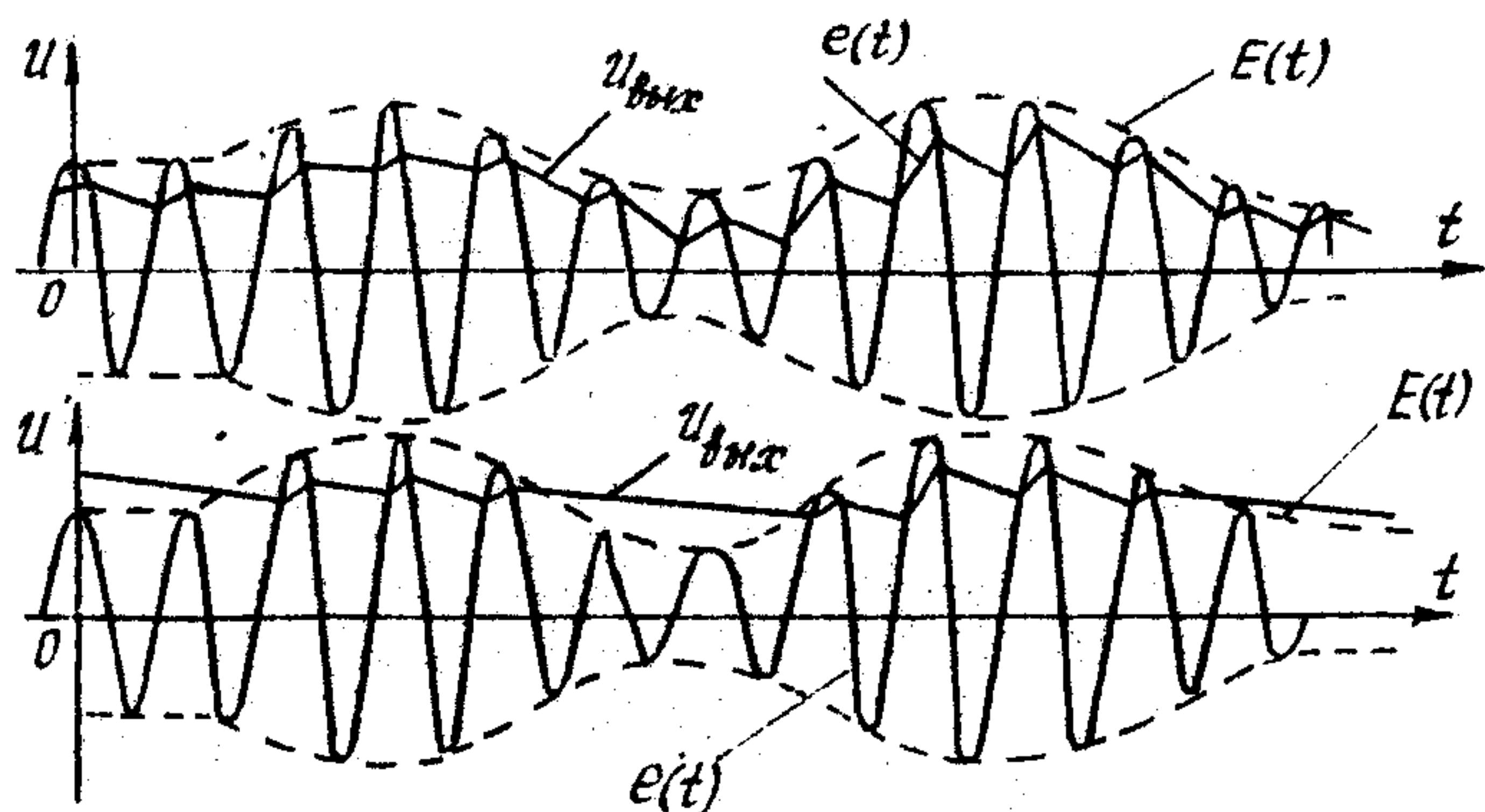


Рис. 15

При выборе элементов нагрузки детектора необходимо, чтобы постоянная времени RC была мала по сравнению с периодом модуляции. В противном случае изменение выпрямленного напряжения на нагрузке может отставать от изменения огибающей входной ЭДС (рис. 15б). Получается нелинейное искажение сигнала. Эти искажения обусловлены взаимодействием нелинейного элемента (диода) с линейной цепью RC , степень нелинейных искажений зависит не только от параметров цепи и глубины модуляции, но также от частоты модуляции. Эти искажения возрастают с повышением частоты, а также глубины модуляции входной ЭДС. Для устранения искажений необходимо, чтобы $RC \ll 2\pi/\Omega$. С другой стороны, для сглаживания высокочастотных пульсаций необходимо, чтобы $RC \gg 2\pi/\omega_0$. Совмещая эти условия, получаем неравенства определяющие выбор постоянной времени RC

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}$$

т.к. обычно $\Omega \ll \omega_0$ выполнение этих условий не вызывает затруднений.

Выяснив механизм выделения огибающей модулированного колебания, рассмотрим характеристику детектирования, т.е. зависимость $U_{\text{вых}}(t)$ от амплитуды $E(t)$ высокочастотного колебания.

В отсутствии модуляции, когда режим работы детектора ничем не отличается от выпрямления высокочастотного колебания с постоянной амплитудой E , соотношение между $U_{\text{вых}}$ и E определяется выражением (23), т.е. $U_{\text{вых}} = E \cos \theta = \text{const}$, а так как угол отсечки θ мал, то отношение $U_{\text{вых}}/E$ близко к 1.

В режиме модуляции соотношение между $U_{\text{вых}}(t)$ и $E(t)$ не остается постоянным. При модуляции вверх угол отсечки еще более уменьшается и напряжение $U_{\text{вых}}(t) \rightarrow E(t)$. При модуляции вниз расхождение между $U_{\text{вых}}(t)$ и $E(t)$ наоборот, возрастает. При глубине модуляции близкой к 100%, когда амплитуда $E(t)$ уменьшается почти до нуля (рис. I4, участок а-б) выпрямление происходит на нижнем сгибе вольт-амперной характеристики. На этом участке детектирование является квадратичным. В результате характеристика детектирования принимает вид представленный на рис. I6. При малых амплитудах она квадратична, при больших линейна.

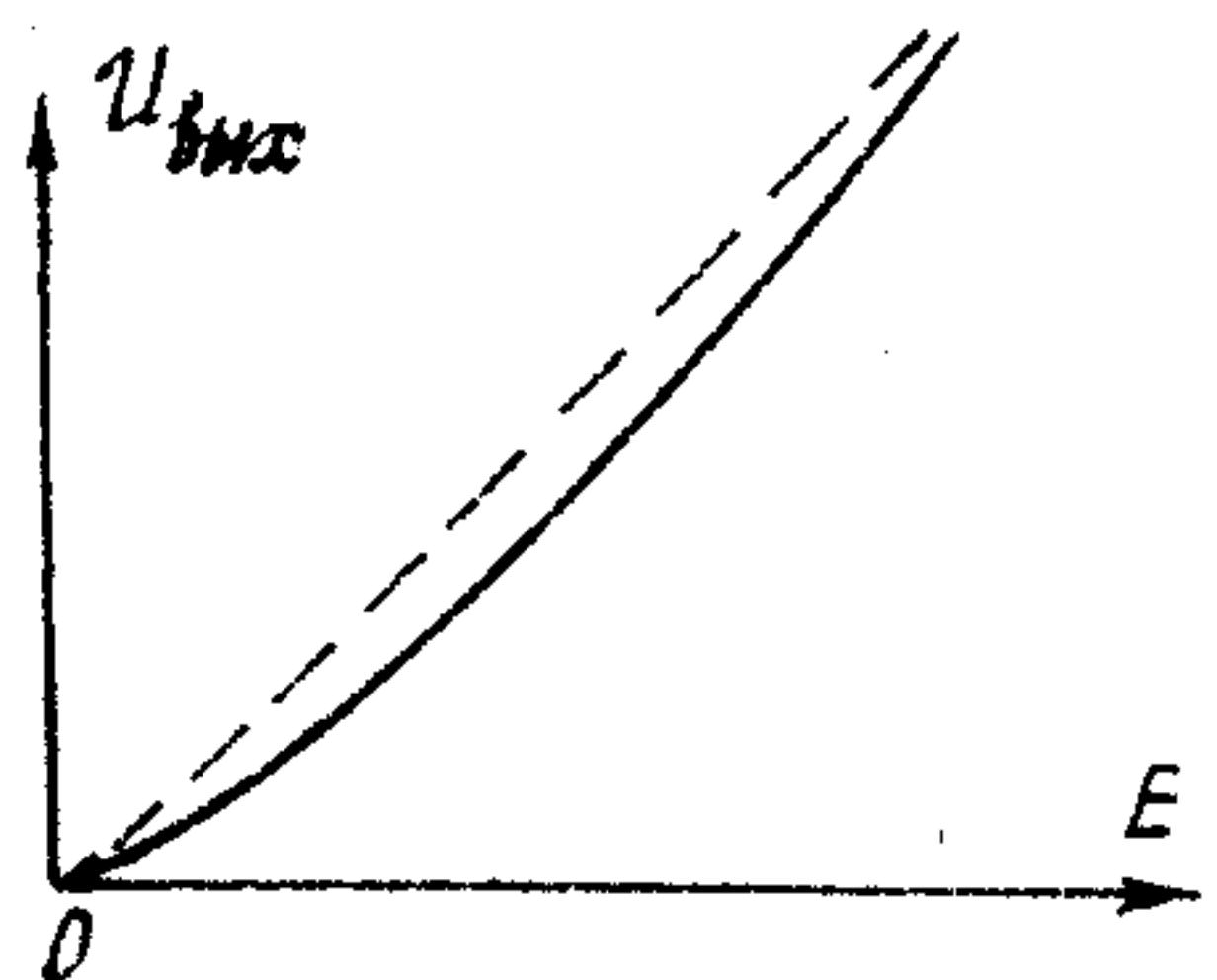


Рис. 16

В заключение рассмотрим вопрос о входном сопротивлении диодного детектора, т.е. о сопротивлении последовательной цепи диод-нагрузка RC . Этот вопрос имеет существенное значение для определения затухания, вносимого детектором в колебательный контур $L_k C_k$ источника напряжения (рис. I7а)

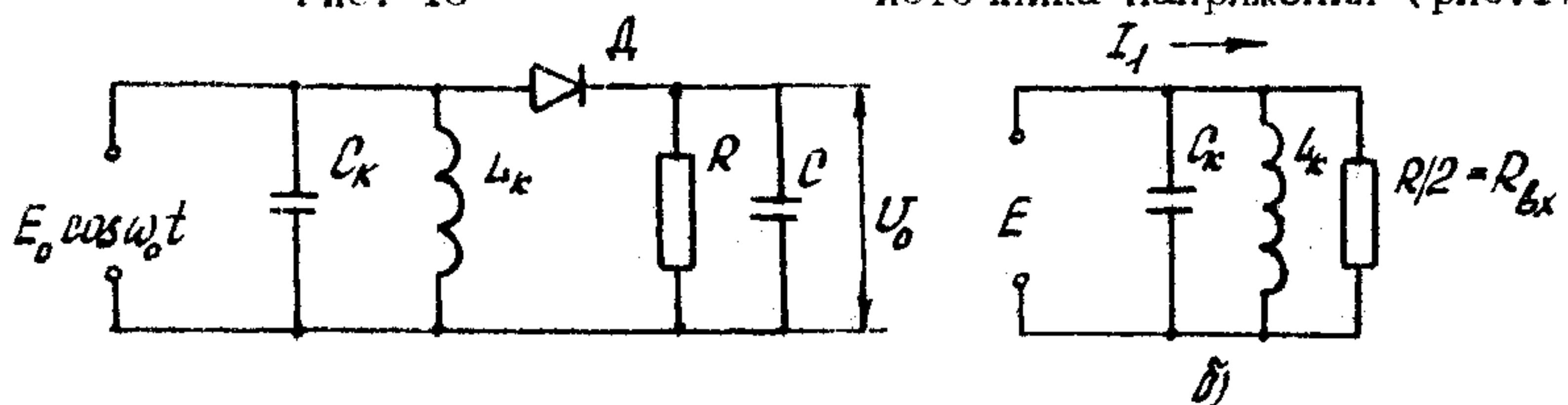


Рис. 17

Ограничимся случаем $R \gg R_i$, когда угол θ мал и можно считать $\cos \theta \approx 1$ и $E \approx V_o$.

Поскольку детектор подключается как правило к высокодобротному контуру $L_K C_K$ источника сигнала, то мощность потребляемую детектором от источника можно положить равной $\mathcal{J}_1 E / 2$ где \mathcal{J}_1 - амплитуда первой гармоники тока через диод. Мощность же, выделяемая на сопротивлении нагрузки, равна $V_o \mathcal{J}_0$. При $R \gg R_i$ практически вся мощность, потребляемая детектором, выделяется на R . Поэтому можно приближенно считать $\frac{E \mathcal{J}_1}{2} \approx V_o \mathcal{J}_0$.

Поделив левую и правую части на E^2 , получим

$$\frac{\mathcal{J}_1}{2E} \approx \left(\frac{V_o}{E} \right) \left(\frac{\mathcal{J}_0}{E} \right)$$

$$\text{но } \frac{V_o}{E} \approx 1; \quad \frac{\mathcal{J}_0}{E} \approx \frac{1}{R}, \quad \text{а } \frac{\mathcal{J}_1}{E} \approx \frac{1}{R_{det}},$$

где R_{det} искомое входное сопротивление детектора. Отсюда находим $R_{det} \approx R/2$. Схема замещения цепи детектора для частоты ω_0 первой гармоники \mathcal{J}_1 показана на рис. I7б.

ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

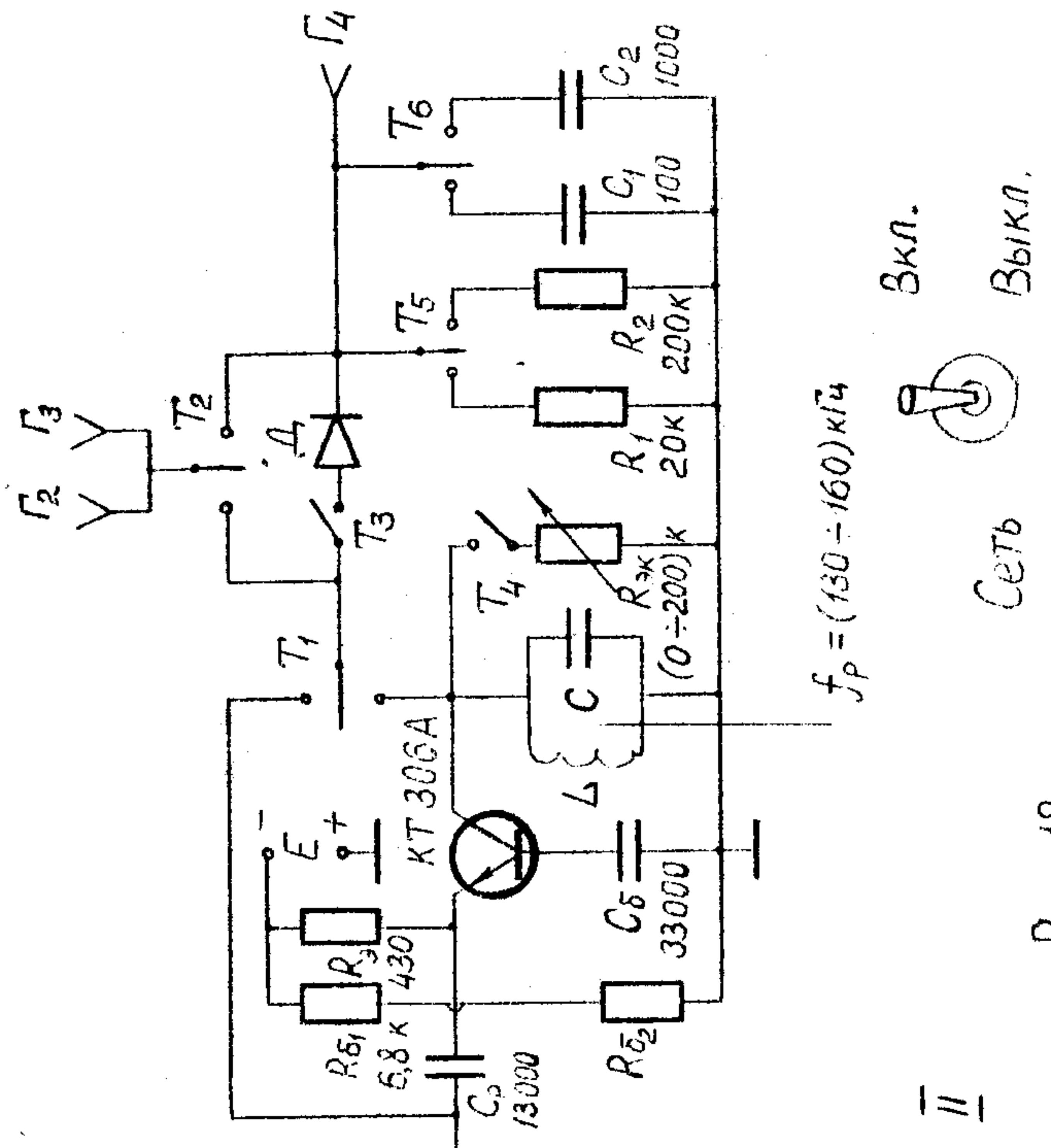
Экспериментальная установка состоит из двух схем, объединенных в одном лабораторном макете (рис. I8). Выбор схемы осуществляется переключателем I-П.

Схема I предназначена для исследования процессов преобразования гармонических сигналов на нелинейности с апериодической (RC) и резонансной (LC) нагрузками коммутируемых тумблером T_2 . В схеме имеется встроенный генератор (Γ), настроенный на фиксированную частоту F_p' , который подключается к входному трансформатору тумблером T_1 . К гнезду Γ_1 подключается внешний генератор стандартных сигналов. Гнезда Γ_2 и Γ_3 служат для наблюдения за измеряемыми величинами.

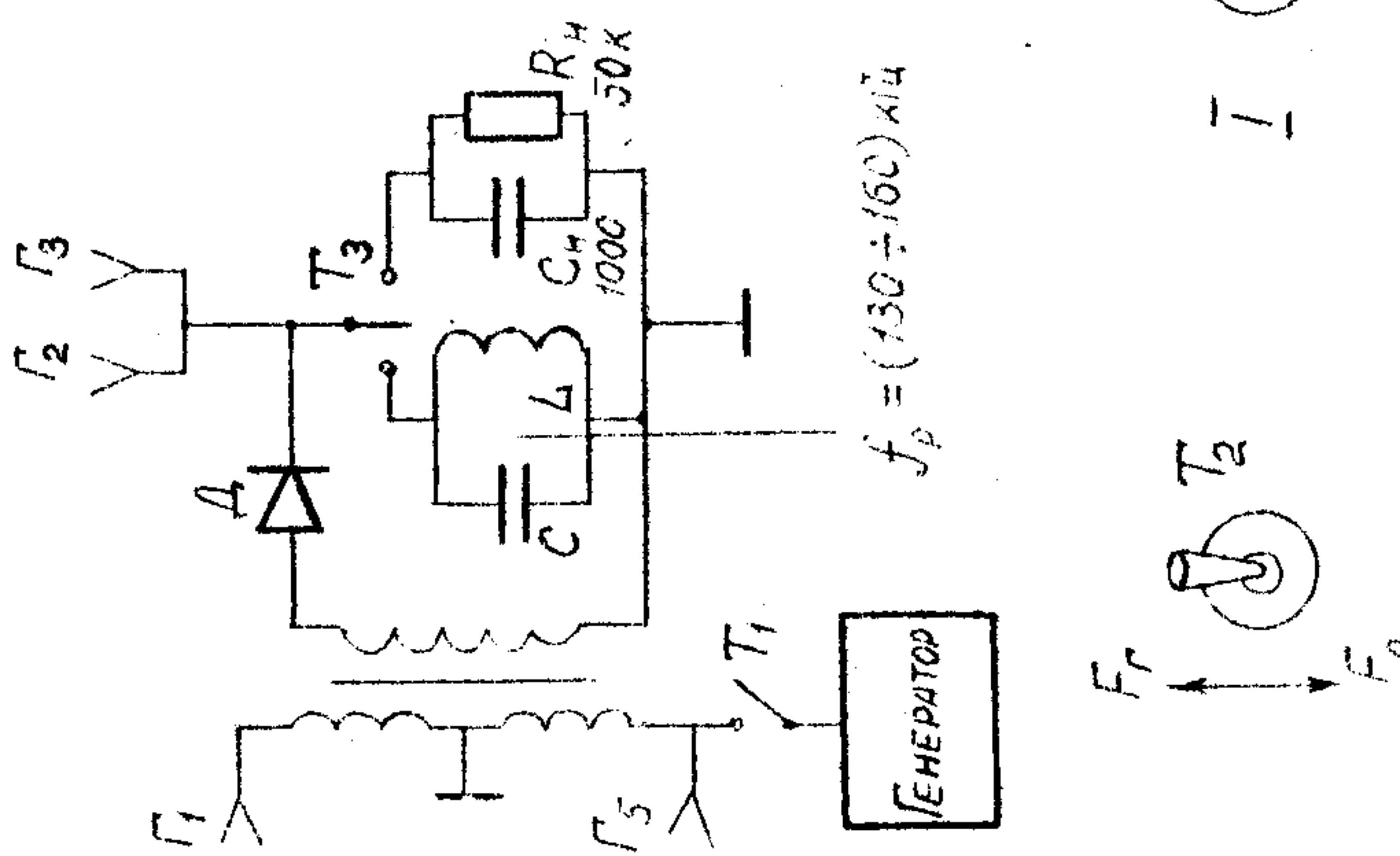
Схема II предназначена для исследования амплитудного детектирования. Схема состоит из амплитудного детектора ($A; R_1 C_1; R_2 C_2$) и резонансного усилителя напряжения, собранного по схеме с общей базой на $n-p-n$ транзисторе (КТ 306 А).

Сигнал на детектор поступает с гнезда Γ_1 через переключатель T_1 при включенном тумблере T_3 . Гнезда Γ_2 и Γ_3 предназначены для наблюдения входного и выходного напряжений, в зависимости от положения переключателя T_2 ; Γ_4 - для наблюдения за параметрами выходного напряжения.

Для измерения влияния детектора на предыдущий каскад (влияние на резонансную характеристику усилителя ВЧ) использована традиционная схема подключения детектора к частотно-избирательному каскаду.



P.W.C. 18.



- 31

ЗАДАНИ

I. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ С АПЕРИОДИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

Включить схему I. Тумблер T_3 - в положение $R_H C_H$
тумблер T_2 - в положение F_L , тумблер T_1 - в положение "включе-
но" (вверх).

Подключить генератор стандартных сигналов к гнезду Γ_1 .
Подключить осциллограф к гнезду Γ_3 , к гнезду Γ_2 - анализатор спектра.

Примечание. Анализатор спектра в работе использовать по индивидуальному заданию преподавателя.

I) Изменяя частоту f_c генератора стандартных сигналов в пределах 0,4 - 0,5 МГц по осциллографу снять зависимость выходного напряжения $U_{\text{ых}}$ на нагрузке R_H от частоты f_c . Одновременно следить за изменением частоты и спектра колебаний по осциллографу и анализатору спектра. Полученные результаты объяснить.

2) Добиться нулевых биений и измерить частоту встроенного генератора.

3) Отстроить f_c от F_c . Измерить частоту первой гармоники по анализатору спектра и сравнить ее с $4f = |f_c - F_p|$.
Отключить анализатор спектра.

П. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ С РЕЗОНАНСНОЙ НАГРУЗКОЙ

Подключить вольтметр к гнезду Г3 для измерения переменного напряжения, тумблер Т3 - в положение *LC* - контур.

I) Изменяя частоту f_c генератора стандартных сигналов от 100 кГц до 1 МГц, снять зависимость напряжения на контуре от частоты генератора $U_k = \varphi(f_c)$. Одновременно наблюдать за

осциллограммой напряжения (ее амплитудой и частотой). Полученные результаты объяснить.

Отключить внутренний генератор.

Выключить внутренний источник питания тумблером "сеть".

III. ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

Включить схему II. К гнезду Γ_4 подключить вольтметр для измерения постоянного напряжения. Тумблером T_1 подключить детектор к гнезду Γ_1 , тумблер T_5 - в положение R_2 , тумблер T_6 - в положение C_2 , тумблер T_3 - в положение "включено". Подать на вход детектора сигнал напряжением $U_{bx} = 1$ В с частотой $f_c = 140$ кГц.

1) Посмотреть осциллограмму напряжения на входе и выходе детектора, переключая тумблер T_2 . Результаты зарисовать.

2) Снять зависимость выходного напряжения от амплитуды входного напряжения $U_{bx} = \Phi(U_{bx})$ (детекторная характеристика). Подключить генератор Γ_3 - IVA.

3) Подать модулированный сигнал и снять зависимость выходного напряжения от частоты модуляции $U_{bx} = \Phi(F_m)$ при разных постоянных времени $R_1 C_1$ и $R_2 C_2$.

Одновременно наблюдать за осциллограммами U_{bx} и U_{mix} переключая тумблер T_2 . Характерные осциллограммы зарисовать (для 3-х значений частоты F_m). ($F_m = 1$ кГц - 15 кГц при глубине модуляции $m = 30\%$, $R_1 = 20$ ком, $C_1 = 100$ пФ, $R_2 = 200$ ком, $C_2 = 1000$ пФ).

Напряжение U_{mix} измерять с помощью вольтметра.

Выкл. ГЗ-IVA.

Включить внутренний источник питания, что обеспечит подачу напряжения на транзистор резонансного усилителя.

4) Снять резонансные характеристики усилителя, подключив к его выходу вольтметр, при подключенном и отключенном детекторе, сравнить их (при нагрузке $R_2 C_2$). Тумблер T_1 - вниз, T_2 - в левое положение.

5) Определить входное сопротивление детектора.

Подать на вход усилителя (гнездо Γ_1) немодулированный сигнал от генератора стандартных сигналов, напряжение $U_{bx} = 1$ В. Включить нагрузку детектора $R_2 C_2$. Тумблер T_1 в нижнем положении, T_2 - в левом положении. Сопротивление $R_{экф}$ отключено. Зафиксировать максимальное напряжение на контуре U_{max}^* при подключенном детекторе.

Отключить детектор и подключить $R_{экф}$ с помощью тумблера T_4 . Изменяя $R_{экф}$ добиться, чтобы напряжение на контуре было равно U_{max}^* . Соответствующее этому значению $R_{экф}$ определяет величину R_{bx} детектора.

Максимальное значение $R_{экф} = 220$ ком.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Начертить принципиальную схему преобразователя и объяснить назначение всех элементов.
2. Какие колебания принято называть комбинационными?
3. Какие комбинационные колебания на выходе преобразователя частоты возможны при большой амплитуде гетеродина?
4. Объяснить назначение фильтра в схеме преобразователя частоты.
5. Почему при преобразовании частоты стремятся выделить колебания с частотами $|F_p \pm f_c|$?
6. Приведите принципиальную схему последовательного диодного детектора, поясните назначение всех элементов схемы.

7. Чем следует руководствоваться при выборе параметров нагрузки диодного детектора?
8. Используя характеристику диода, изобразить графически работу линейного детектора.
9. Что такое характеристика детектирования? От чего зависит ее вид?
10. Что такое входное сопротивление детектора и от чего оно зависит?

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОНОРОВСКИЙ И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Глава 8.
М., Сов.радио, 1977г.
2. ГОНОРОВСКИЙ И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Глава 9.
М., Сов.радио, 1971г.
3. Радиоприемные устройства. Под.ред. В.И.Сифорова. Глава 7 и
глава 8. М., Сов.радио, 1974г.