

Тема: Преобразования сигналов в нелинейных цепях и модуляция.

Кафедра Радиоэлектроники.

**Преподаватель:
Лазаренко
Сергей Валерьевич.**

Учебные вопросы:

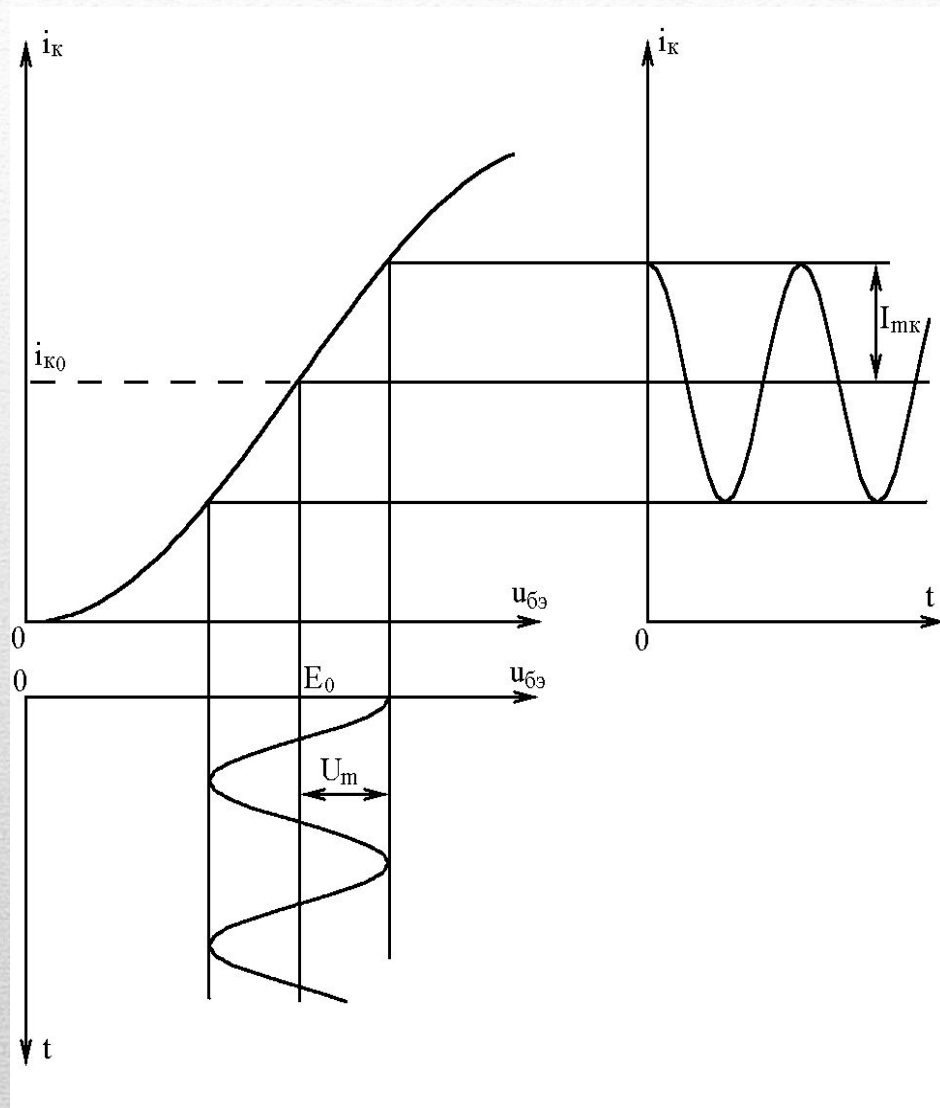
1. Нелинейное резонансное усиление.
2. Умножение частоты.
3. Преобразование частоты.
4. Амплитудная модуляция .
5. Частотная модуляция.
6. Фазовая модуляция.

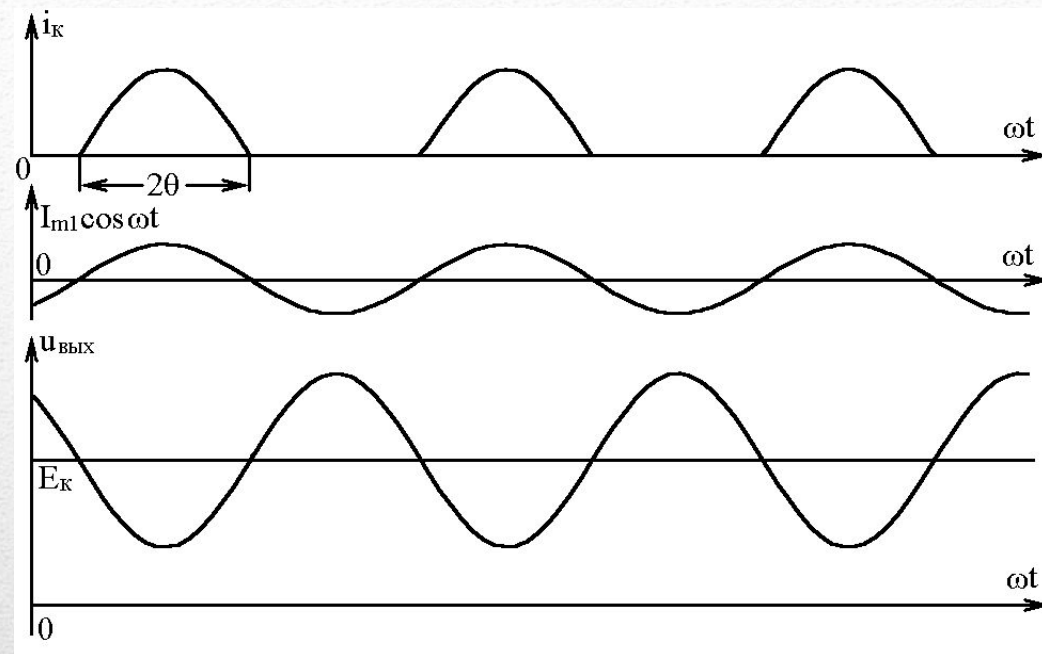
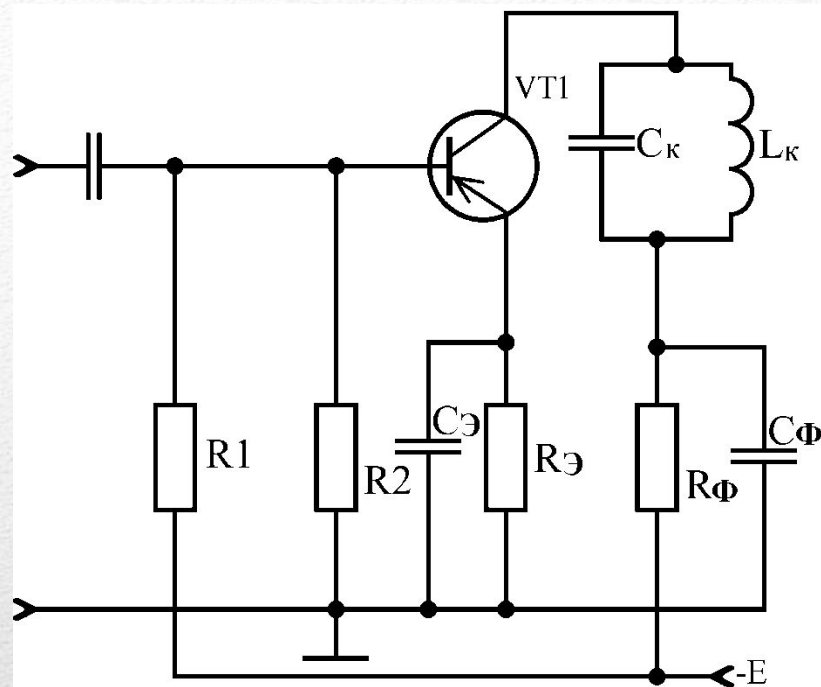
1. Нелинейное резонансное усиление.

Коэффициент усиления K рассчитывается по формуле

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \approx SR_K \quad (1)$$

Где S - крутизна ВАХ транзистора на рабочем участке;
 R_K - сопротивление коллекторной нагрузки усилителя.





Для частоты входного сигнала настроенный в резонанс контур представляет очень большое сопротивление $Z_{эр}$ и поэтому напряжение на контуре

$$U_{mk} = I_{m1} Z_{эр} = S U_{mвх} \gamma_1(\theta) Z_{эр} \quad (2)$$

будет относительно большим. Большим будет и коэффициент усиления по первой гармонике.

Для всех других составляющих тока в контуре имеет место режим, далекий от резонанса. Поэтому сопротивление контура для них незначительно, и заметного напряжения на контуре они не создадут, т.е.

$$K \approx S Z(\omega) = S \frac{Z_{\text{эп}}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \approx 0 \quad (3)$$

Коэффициент усиления усилителя равен

$$K \approx S_{\text{ср}} Z_{\text{эп}} = S_{\text{ср}} \frac{\rho^2}{r} \quad (4)$$

Где $S_{\text{ср}}$ - средняя крутизна ВАХ транзистора;

ρ - характеристическое сопротивление контура;

r - сопротивление потерь контура.

Основное достоинство нелинейных резонансных усилителей - относительно высокий к.п.д. η , под которым понимается отношение колебательной мощности $P_{\approx} = 1/2 I_{m1} U_{mk}$ в контуре, к мощности $P_0 = I_0 E_k$, потребляемой от источника коллекторного питания, т.е.

$$\eta = \frac{P_{\approx}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{m1} U_{mk}}{I_0 E_k} \quad (5)$$

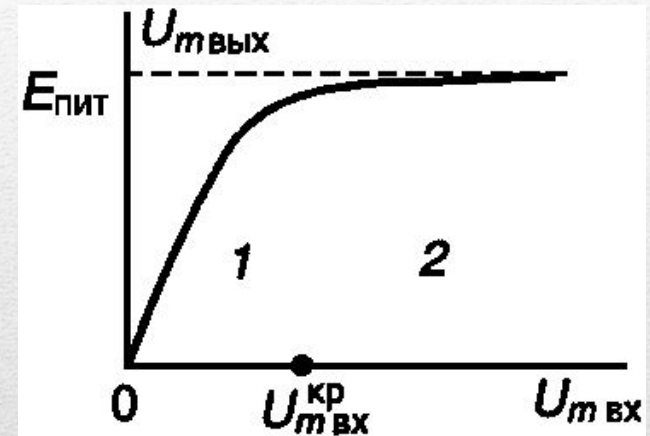
В резонансных усилителях $U_{mk} \approx E_k$ и поэтому

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \quad (6)$$

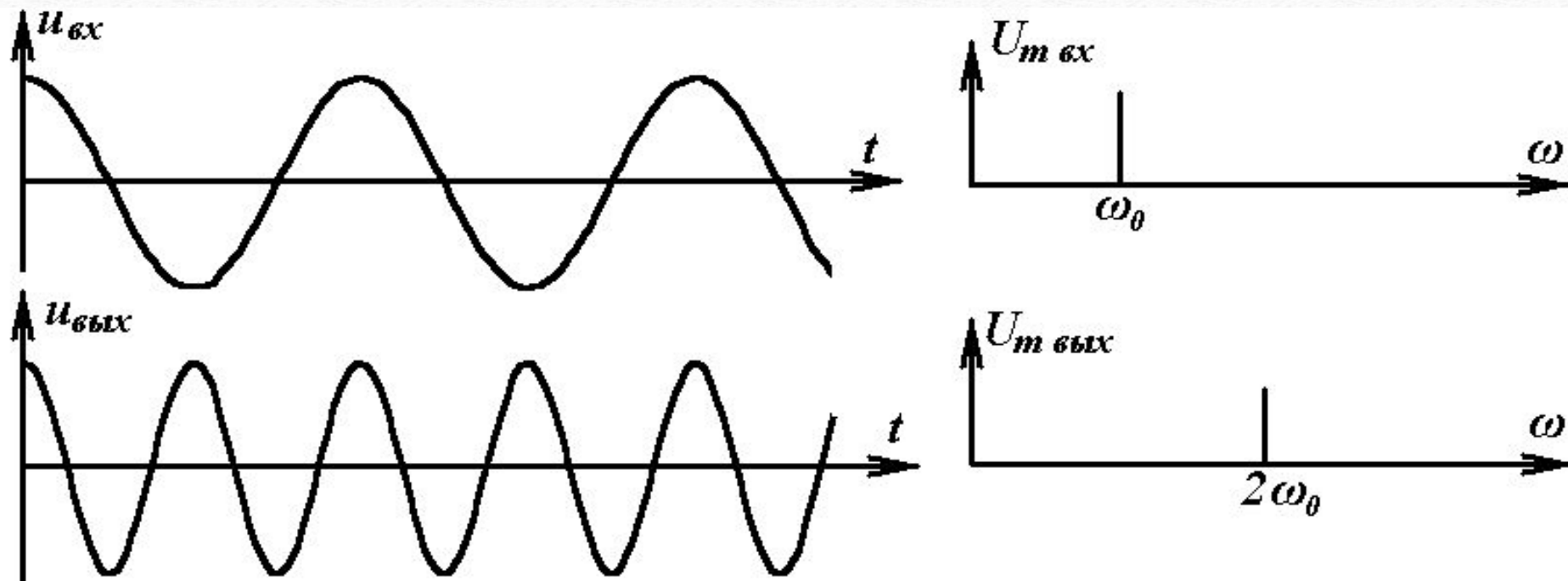
Анализ зависимостей $\alpha_1(\theta)$ и $\alpha_0(\theta)$ показывает, что с уменьшением угла отсечки отношение $\frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \rightarrow 2, \quad \eta \rightarrow 1$

Важным параметром колебательной характеристики является ширина ее линейного участка, который определяет динамический диапазон усиливаемых сигналов.

Если $U_{m\text{ вх}} > U_{m\text{ вх}}^{\text{кр}}$, то говорят, что усилитель работает в перенапряженном режиме. Этот режим непригоден для усиления АМ - сигналов. Однако, значительно снижая напряжение источника питания, резонансный усилитель можно перевести в перенапряженный режим, превратив его в ограничитель амплитуды квазигармонических колебаний — полезное устройство, ликвидирующее паразитную амплитудную модуляцию ЧМ - или ФМ - сигналов.



2. Умножение частоты.



По аналогии с выражением (2) амплитуда выходного напряжения умножителя

$$U_{mвых} = S U_{mвх} \gamma_n(\theta) Z_{эр} \quad (7)$$

3. Преобразование частоты.

Под преобразованием частоты, подразумевают перемещение спектра сигнала по шкале частот без изменения характера сигнала, т. е. соотношений между компонентами спектра.

Преобразование частоты АМ колебания

$$u_1 = U_1 \cdot [1 + M \cdot x(t)] \cdot \cos \omega_1 t \quad (8)$$

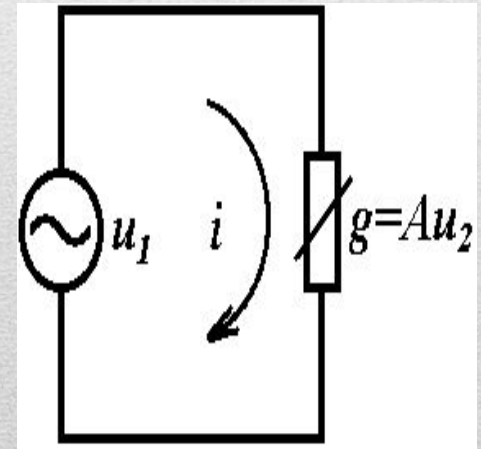
с помощью вспомогательного синусоидального напряжения

$$u_2 = U_2 \cdot \cos \omega_2 t \quad (9)$$

в параметрической цепи, ток в которой определяется выражением

$$i = Au_1 u_2 \quad (10)$$

Соотношению (10) соответствует схема, изображенная на рисунке содержащая параметрический резистивный элемент, проводимость которого $g = Au_2$

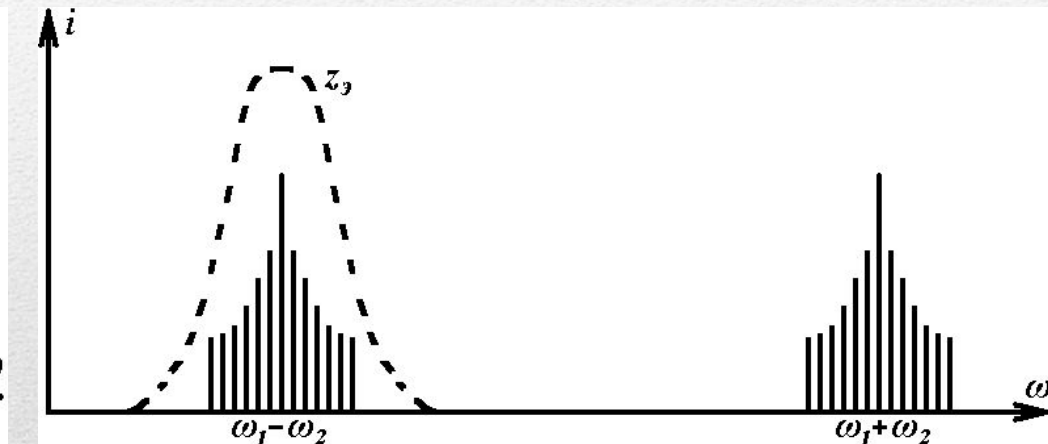
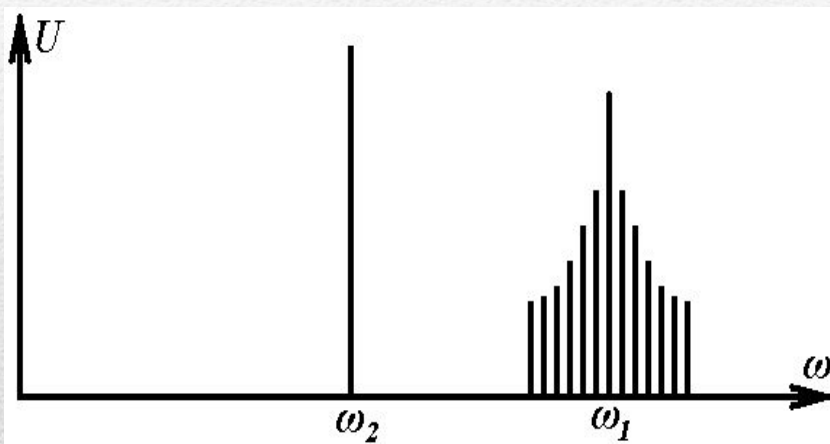


Подставляя (8) и (9) в (10), получаем ток

$$i = AU_1U_2 \cdot [1 + M \cdot x(t)] \cdot \cos\omega_1 t \cdot \cos\omega_2 t =$$

$$= \frac{AU_1U_2}{2} \cdot [1 + M \cdot x(t)] \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{AU_1U_2}{2} \cdot [1 + M \cdot x(t)] \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

в виде суммы двух АМ колебаний, подобных входному сигналу (8).



Напряжение на таком контуре будет модулированным по амплитуде по тому же закону, что и входной сигнал (8):

$$u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \cdot [1 + M \cdot x(t)] \cdot \cos\omega_{\text{пр}} t$$

т. е. преобразование частоты произойдет без искажений. Аналогично производится преобразование частоты ЧМ (ФМ) сигналов.

4. Амплитудная модуляция .

Модуляция осуществляется в устройствах, которые называются модуляторами.

На вход модулятора подается высокочастотное (несущее) колебание

$$u_{\omega} = U_{m\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

и управляющее (модулирующее) колебание

$$u_{\Omega} = \sum_{j=1}^n U_{m\Omega j} \cos(\Omega_j t + \psi_j) \quad \text{Причем } \omega_0 \gg \Omega_{j \max}.$$

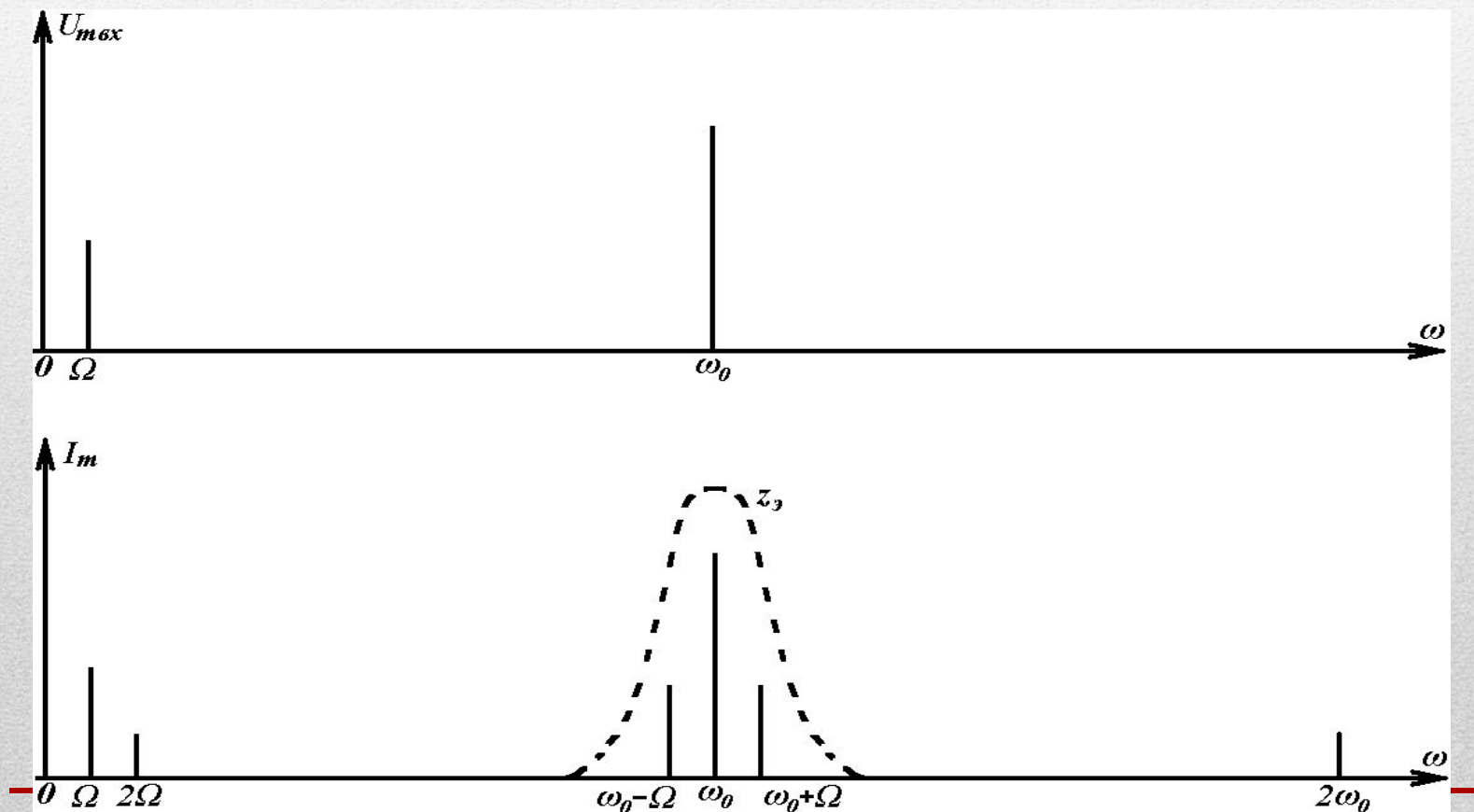
Рассмотрим случай простейшей (тональной) амплитудной модуляции. Поскольку спектр АМС в этом случае содержит три высокочастотных составляющих (несущую с частотой ω_0 и две боковые с частотами $\omega_0 \pm \Omega$), то схема амплитудного модулятора представляется такой: на вход НЭ подаются гармонические колебания частот ω_0 и Ω , и из очень богатого спектра тока НЭ, содержащего колебания кратных и комбинационных частот, фильтром (например, колебательным контуром) выделяют несущее колебание (ω_0) и колебания комбинационных частот ($\omega_0 \pm \Omega$). Все остальные продукты нелинейного преобразования спектра должны отфильтровываться контуром, т.е. контур должен быть настроен в резонанс на частоту ω_0 и иметь полосу пропускания $2\Delta\omega \geq 2\Omega$.

Процесс получения АМС можно изучить и аналитически. Предположим, что рабочий участок ВАХ НЭ аппроксимируется полиномом 2-й степени

$$i = a_0 + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2$$

и на НЭ подано напряжение

$$u = U_0 + U_{m1} \cos \omega_0 t + U_{m2} \cos \Omega t \quad \text{причем } \omega_0 \gg \Omega$$



Так как при тональной модуляции $M=2I_{мб}/I_{мн}$, то в рассматриваемом случае

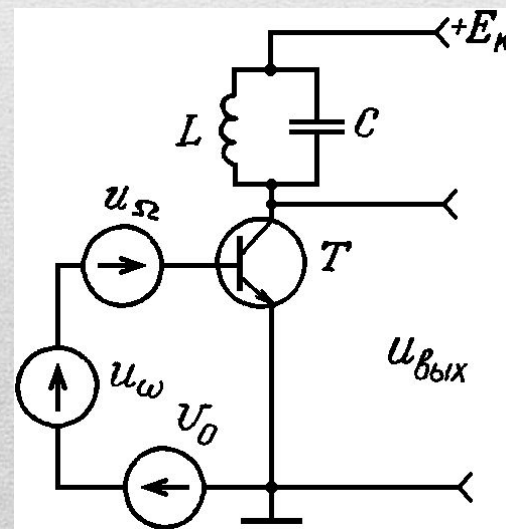
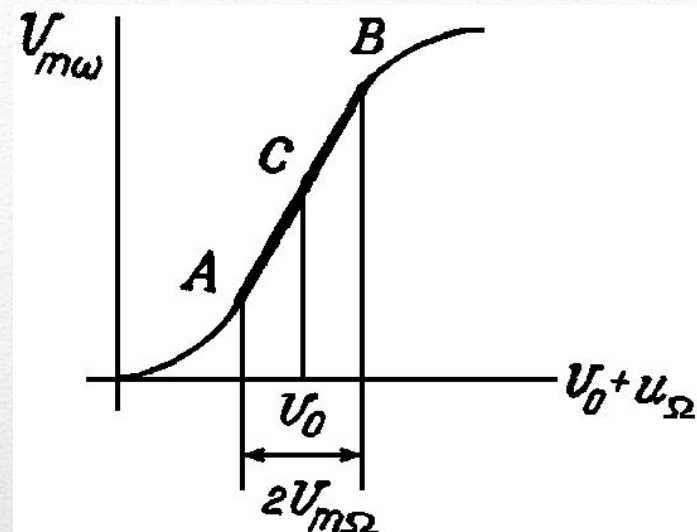
$$M = 2 \frac{a_2}{a_1} U_{m2}$$

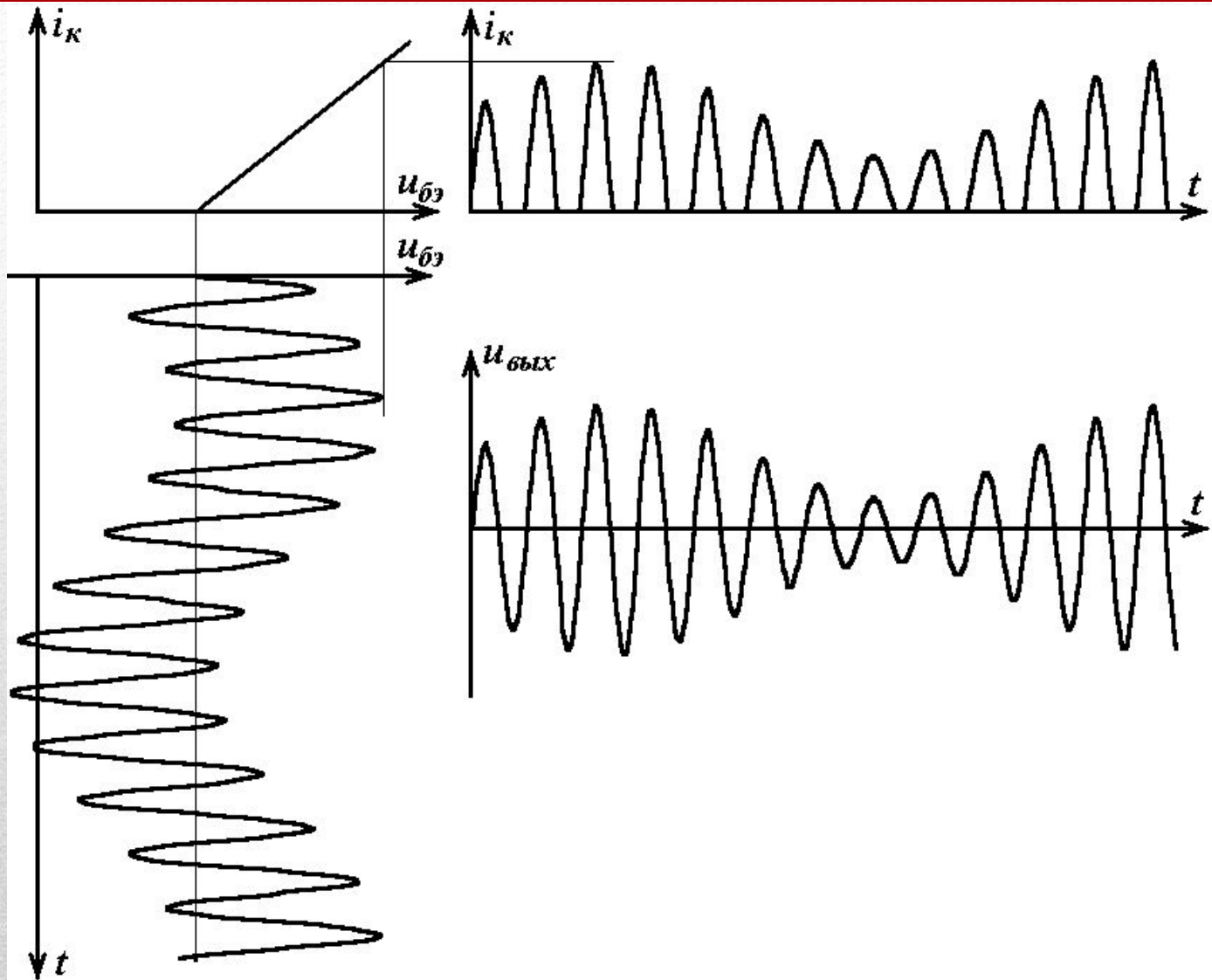
При аппроксимации ВАХ полиномом 3-й степени:

$$I_{мн} = U_{m1} \left(a_1 + 3a_3 \frac{U_{m1}^2 + 2U_{m2}^2}{4} \right)$$

$$I_{мб} = a_2 U_{m1} U_{m2}$$

$$M = \frac{2I_{мб}}{I_{мн}} = \frac{8a_2 U_{m2}}{4a_1 + 3a_3 (U_{m1}^2 + 2U_{m2}^2)}$$



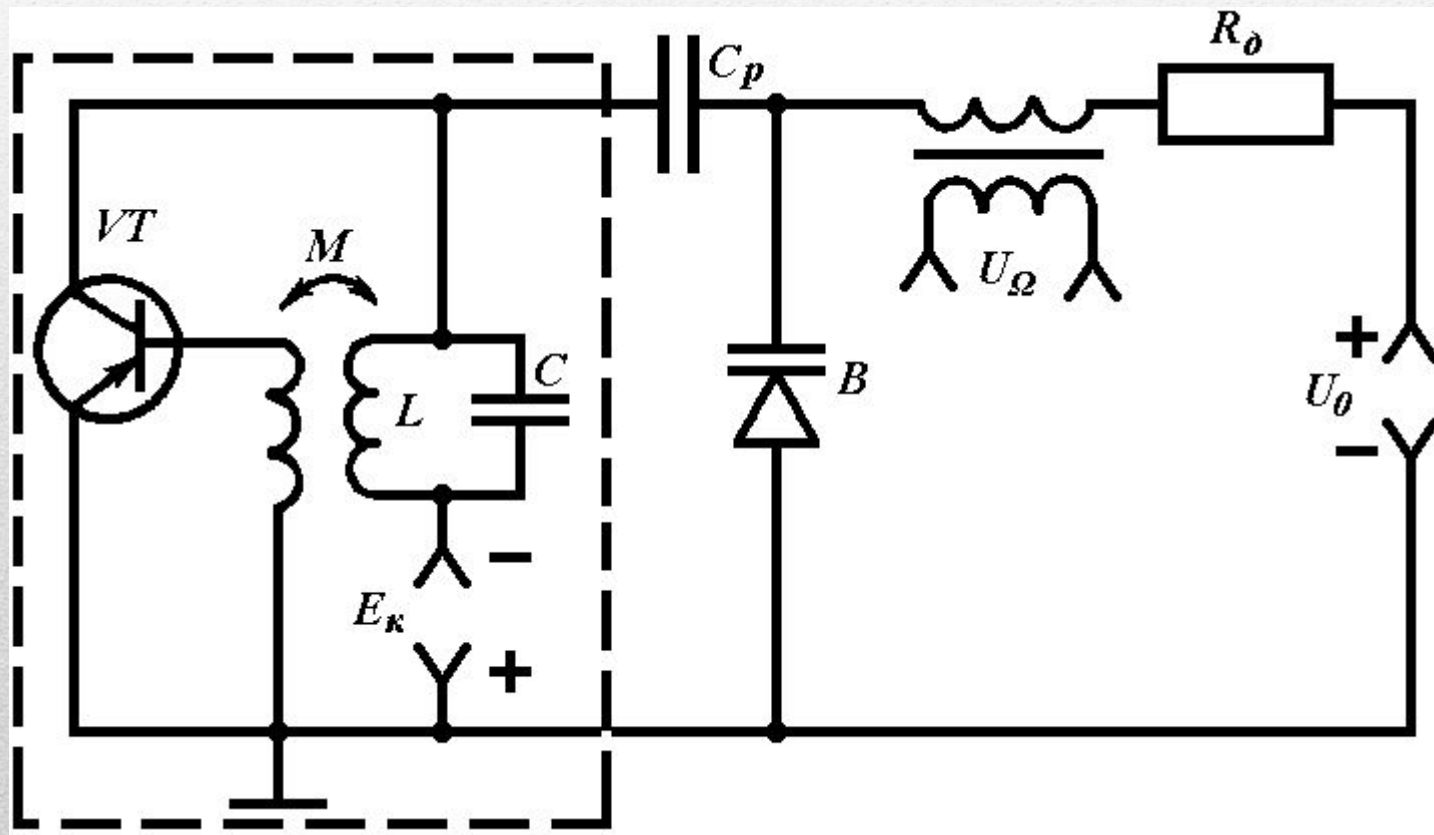


5. Частотная модуляция.

Для получения частотной модуляции нужно, чтобы частота колебаний автогенератора изменялась по закону изменения модулирующего напряжения u_{Ω} ,

т.е.

$$\omega(t) = \omega_0 + k_{\text{ЧМ}} \cdot u_{\Omega}(t)$$

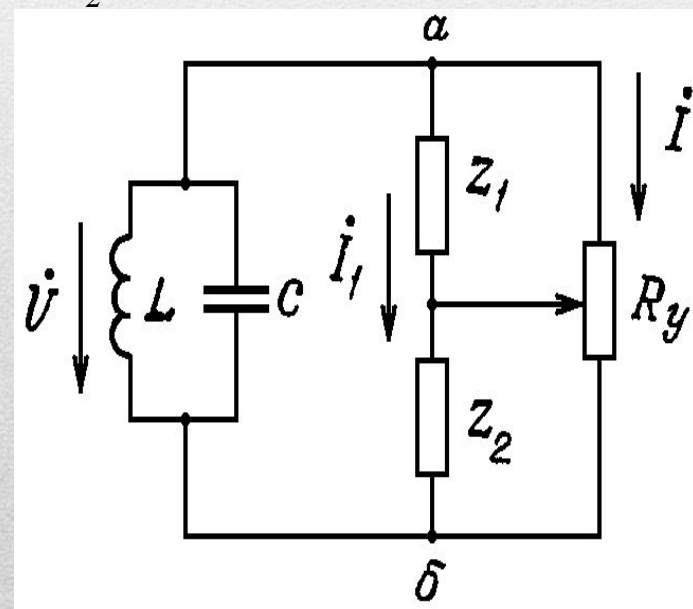


Известно, что транзистор представляет собой активное управляемое сопротивление R_y . Однако если параллельно ему подключить делитель, состоящий из сопротивлений Z_1 и Z_2 , то при соответствующем выборе элементов делителя сопротивление транзистора относительно точек а-б может стать реактивным.

Обычно выполняется следующие условия:

1. Ток I_1 , протекающий через делитель, значительно меньше выходного тока транзистора $I (I_1 \ll I)$. Это достигается подбором Z_1 и Z_2 достаточно большой величины.
2. Модуль сопротивления Z_1 значительно больше модуля сопротивления Z_2 ($|Z_1| \ll |Z_2|$).
3. Ток во входной цепи транзистора столь мал, что им можно пренебречь. Тогда сопротивление схемы относительно точек а-б равно

$$Z_{ab} = \frac{U}{I_1 + I} \approx \frac{U}{I}$$



Выходной ток транзистора

$$I_{\text{вх}} = S_{\text{cp}} U_{\text{вх}} = S_{\text{cp}} \frac{U_{\text{вх}}}{z_1 + z_2} z_2 \approx S_{\text{cp}} U_{\text{вх}} \frac{z_2}{z_1}$$

где S_{cp} - средняя крутизна транзистора;
 $U_{\text{вх}}$ - напряжение на входе транзистора.

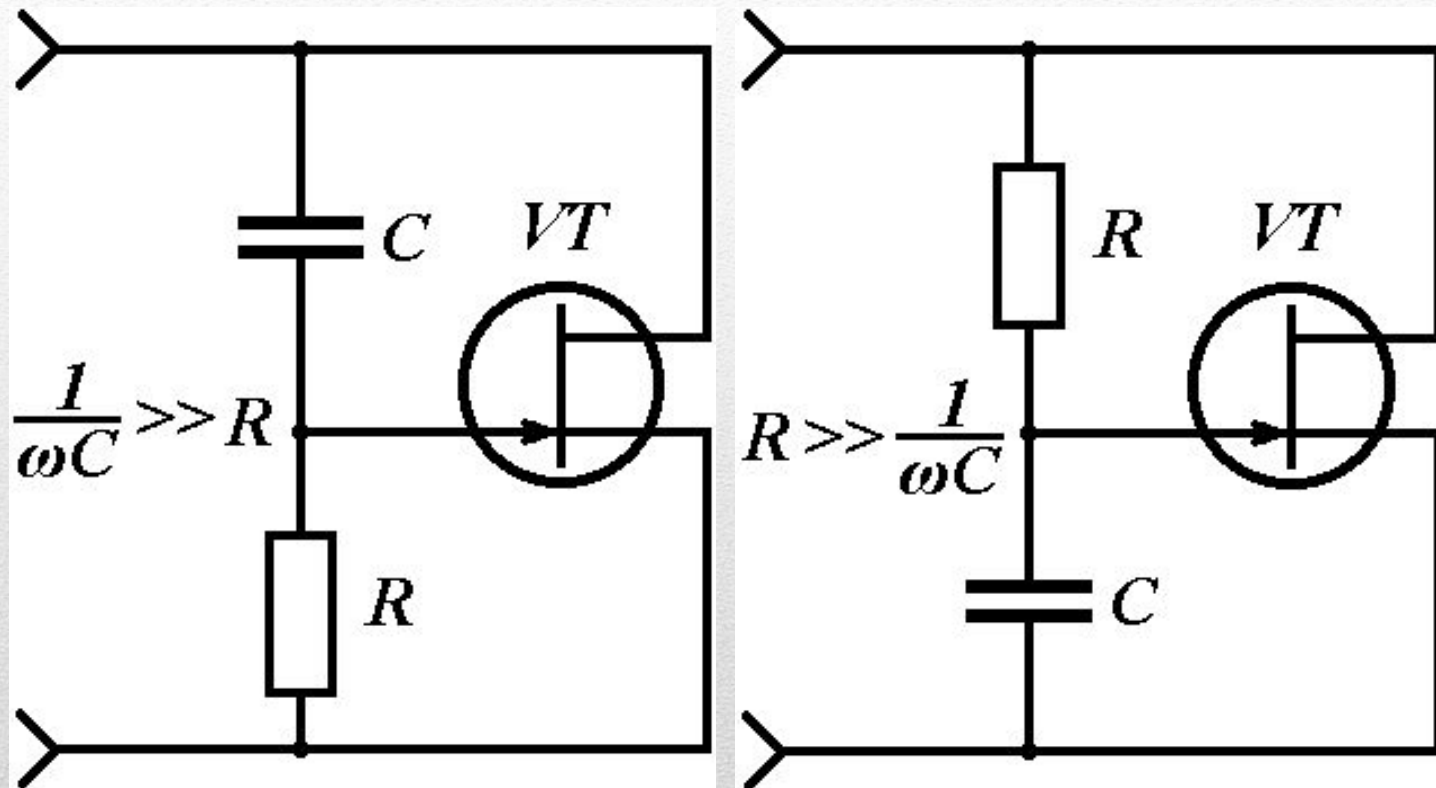
Поэтому

$$z_{\text{аб}} = \frac{1}{S_{\text{cp}}} \frac{z_1}{z_2}$$

Если теперь одно из сопротивлений (z_1 или z_2) выбрать активным, а другое реактивным, то их отношение - мнимая величина, а сопротивление $z_{\text{аб}}$ получается чисто реактивным.

$$z_{\text{аб}} = \frac{1}{j\omega CRS_{\text{cp}}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{э}}}$$

где $C_{\text{э}} = CRS_{\text{cp}}$ - эквивалентная емкость реактивного транзистора.



6. Фазовая модуляция.

Для осуществления фазовой модуляции нужно иметь устройство, на выходе которого фаза колебаний изменяется пропорционально модулирующему сигналу:

$$\theta(t) = \theta_0 + k_{\text{фм}} u_{\Omega}(t)$$

На вход усилителя подается гармоническое напряжение стабильной частоты ω_0 . Изменение резонансной частоты контура с помощью реактивного управляемого элемента вызывает

изменение фазы напряжения на контуре, определяемое фазовой характеристикой контура, т.е. приводит к ФМ. Частота же колебаний в стационарном режиме при любой настройке контура остается неизменной и равной ω_0 . Одновременно с ФМ в устройстве возникает паразитная АМ (вследствие изменения эквивалентного сопротивления контура).

