

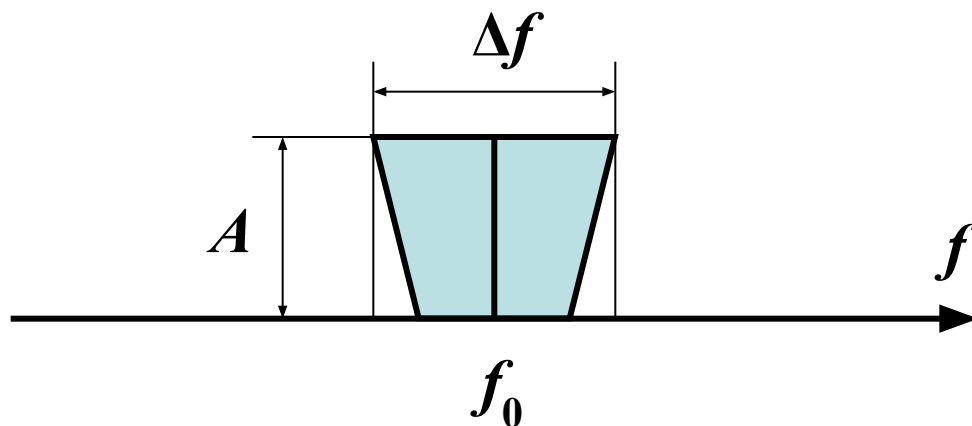
Место РПрдУ в радиосистеме

Определяется назначением РС

- Ист.→РПрдУ→Ант→Среда→Ант→РПрмУ→Получат.

Функциональное назначение радиопередатчика – формирование радиочастотного сигнала требуемого уровня в определенной полосе частот, модулированного в соответствии с передаваемым сообщением.

- ✓ Полоса частот должна обеспечить требуемые скорость и качество передачи информации.
- ✓ Уровень сигнала должен обеспечить требуемое качество (отношение С/Ш и С/П) с учетом характеристик других элементов радиосистемы.
- ✓ ... другие показатели качества



Излучение в пределах заданной полосы частот называется **основным**, а вне ее – **нежелательным**.

Нежелательные излучения могут быть ослаблены без ущерба для качества работы радиопередатчика.

Классификация нежелательных излучений:

- побочные;
- внеполосные;
- шумовые.

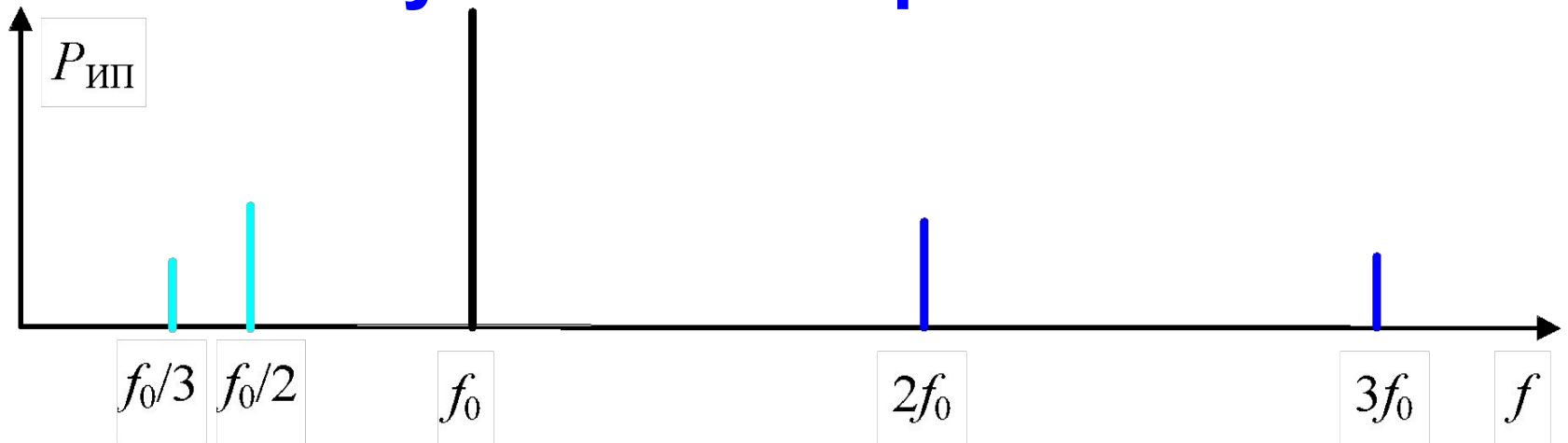
Побочные излучения

Общая причина возникновения побочных излучений – **нелинейные эффекты** в радиопередатчике (кроме модуляции).

Классификация побочных излучений:

- на гармониках;
- на субгармониках;
- паразитные;
- комбинационные;
- интермодуляционные (здесь кроме нелинейных эффектов задействованы внешние ЭМП).

Излучение на гармониках



$f_m = m f_0$, где $m = 2, 3, \dots, n$,

f_0 – несущая частота модулированного колебания.

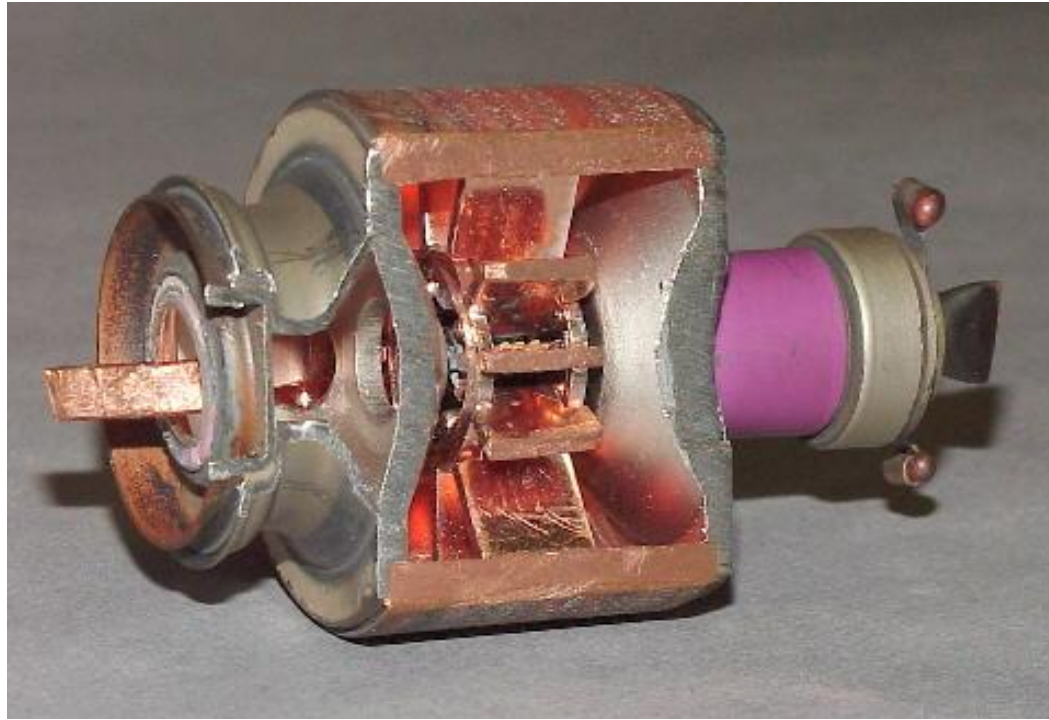
Уровень гармоник определяется:

- конкретной схемой радиопередатчика,
- типом и параметрами активных приборов (генераторов и усилителей),
- режимом их работы,
- наличием устройств дополнительной фильтрации.

Как правило, амплитуда гармоник уменьшается с ростом номера.

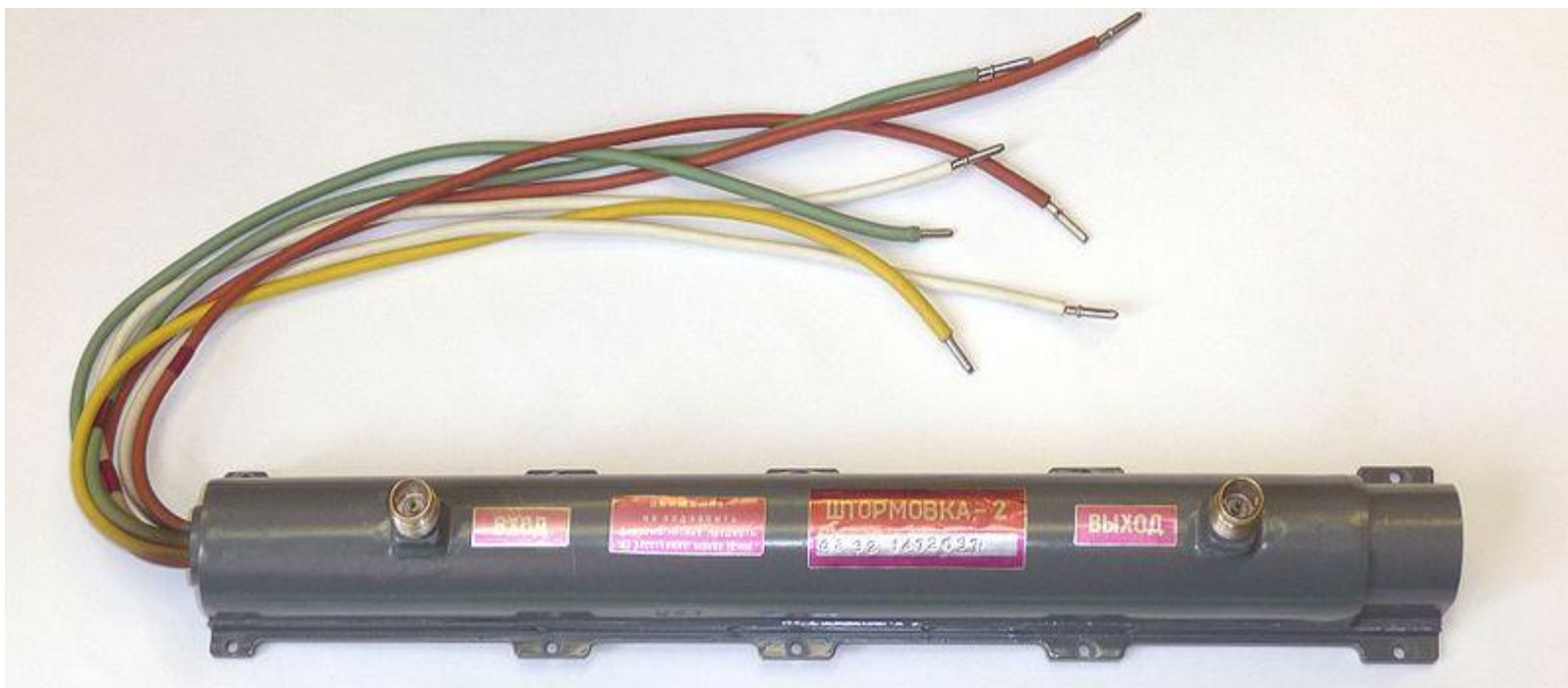
Уровни гармоник

Тип прибора	Уровни побочных излучений относительно основного, (- дБ)		
	На гармониках		Паразитное излучение
	2	3	
Магнетрон	47	44	59
Стабилитрон	14	39	30
ЛБВ	37	44	42
Клистрон	42	46	42



Магнетрón - электровакуумный прибор для генерации радиоволн СВЧ, основанный на взаимодействии потока электронов с электромагнитным полем.

Магнетроны могут работать на частотах 0,5 - 100 ГГц, с мощностями 1 Вт - 20 кВт в непрерывном режиме и 10 Вт - 5 МВт в импульсном режиме при $T_{\text{и}} = 0,1 - 50$ мкс. Магнетроны используются в радиолокации.



ЛБВ – электровакуумный прибор, в котором для генерирования и/или усиления электромагнитных колебаний СВЧ используется взаимодействие бегущей э-м волны и электронного потока, движущихся в одном направлении.

Важным свойством ЛБВ является их широкополосность (порядка 20-50 % от средней частоты).

ЛБВ выпускаются на выходные мощности от долей мВт (входные маломощные и малошумящие ЛБВ в усилителях СВЧ) до десятков кВт (выходные мощные ЛБВ в передающих устройствах) в непрерывном режиме и до нескольких МВт в импульсном режиме работы.



Клистрон —

электровакуумный прибор, в котором преобразование постоянного потока электронов в переменный происходит путём модуляции скоростей электронов электрическим полем СВЧ

Низкий КПД

Узкополосность

Другие виды побочных излучений

- Излучение *на субгармониках* происходит на частотах $f_{\text{субг}} = f_0 / m$ и свойственно передатчикам, использующим умножение частоты (обычно стабилизированные генераторы опорных частот являются маломощными).
- *Паразитное* излучение возникает в результате самовозбуждения передатчика из-за паразитных связей в его генераторных и усилительных каскадах. Мощность и частота (не кратна и не доля f_0) паразитного излучения трудно предсказуемы.

Внеполосное излучение

Внеполосное излучение – нежелательное излучение за пределами основной полосы частот (вблизи нее). Возникает, например, при наличии нелинейности в модуляторе или при использовании квантования.

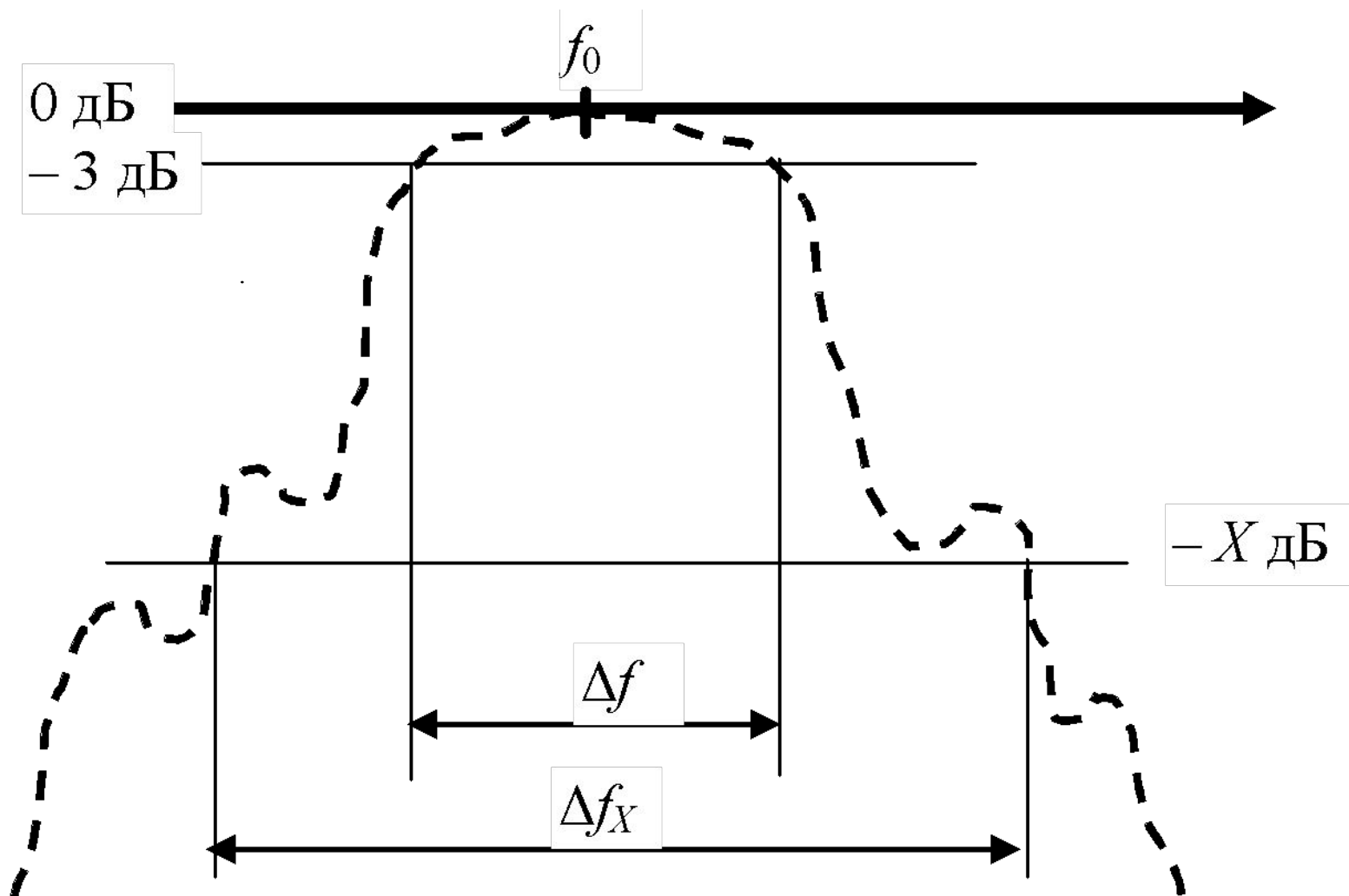
Уровни внеполосного излучения являются предметом нормирования. Например, нормируется полоса Δf_X на уровне $(-X)$ дБ.

За пределами этой полосы все излучения ослаблены не менее, чем на X дБ.

Стандартные значения параметра X :

- 30 дБ – используется при распределении частот между радиопередатчиками;
- 60 дБ – используется при анализе ЭМС

Внеполосное излучение



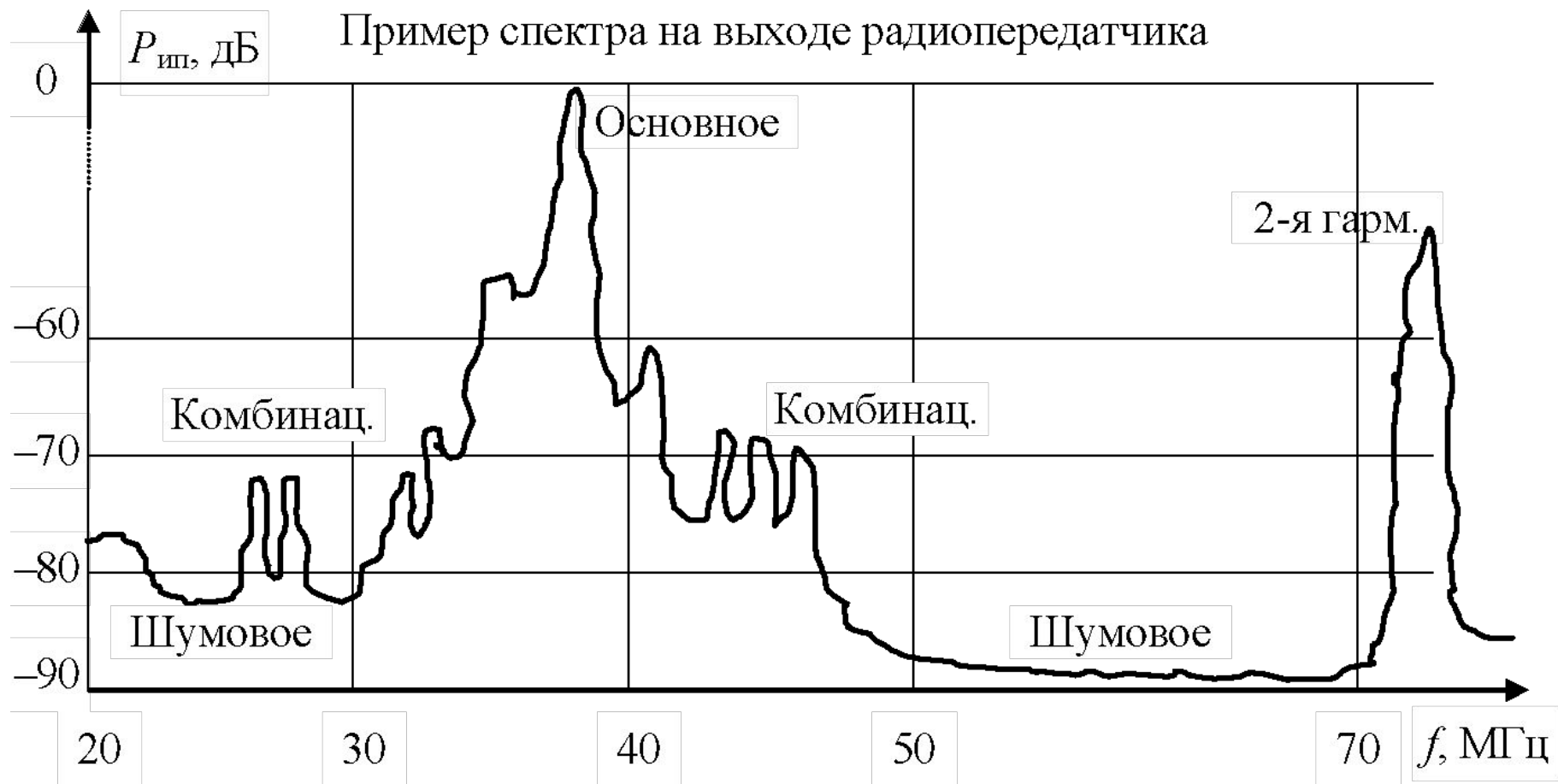
Шумовое излучение

Шумовое излучение – излучение, обусловленное собственными шумами и паразитной модуляцией генерируемого колебания шумовыми процессами радиопередатчика.

Для него характерны уровни – (80-100) дБ и очень широкая полоса (10-100 Δf).

Из-за значительной ширины полосы шумовое излучение несмотря на низкий уровень может нарушать работу близко расположенных РЭС.

Реальный спектр излучения РПрДУ



Генерирование и усиление радиочастотных колебаний

Два типа генераторов

- Генератор с внешним возбуждением (ГВВ)

Частота ГВВ определяется входным воздействием с учетом возможного

умножения частоты: $f_{\text{ВЫХ}} = k f_{\text{ВХ}}, k = 1, 2, \dots$

- Автогенератор (АГ)

Частота АГ определяется собственными параметрами устройства

(«самовозбуждение», «автоколебание»)

Типы электронных приборов

Для реализации ГВВ и АГ необходим «электронный прибор»:

- **Электровакуумные** (электронные лампы);
- **Полупроводниковые** (транзисторы, диоды [специальные], микросхемы);
- Клистроны;
- ЛБВ;
- Магнетроны.

Во всех приборах происходит взаимодействие потока носителей заряда с ЭМП

Генератор с внешним возбуждением на электронной лампе и транзисторе

Основные элементы ГВВ :

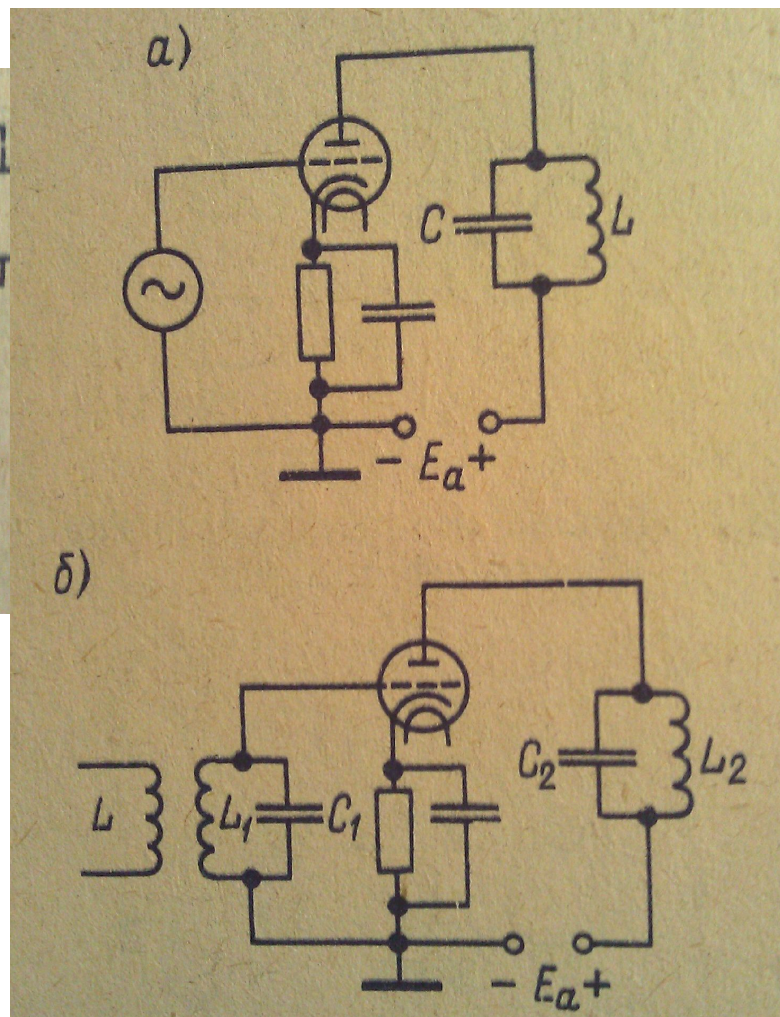
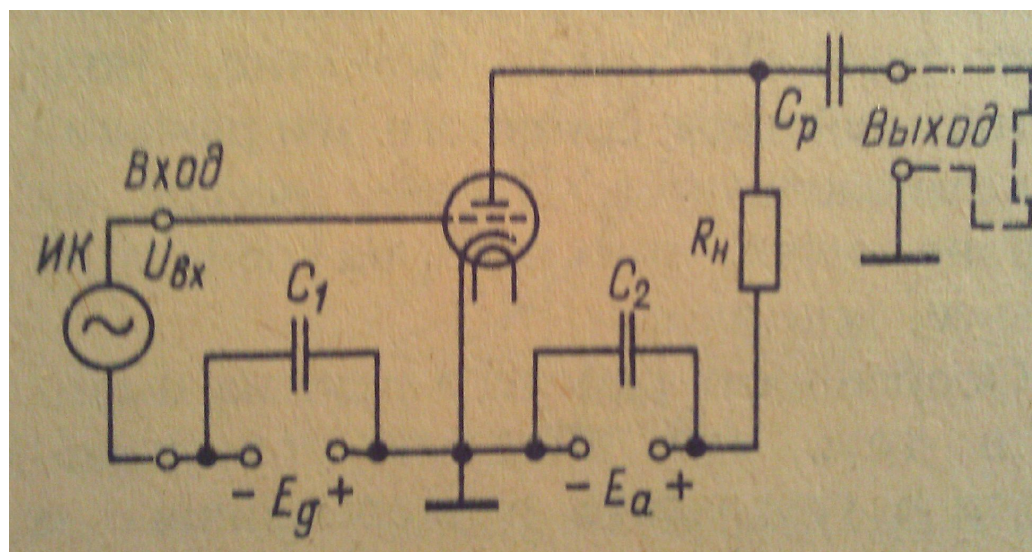
- активный элемент (АЭ) – лампа или транзистор;
- нагрузка в выходной цепи АЭ (обычно - параллельный колебательный контур);
- электрические источники питания (анода, сеток, накала в случае ламп; коллектора, базы в случае БТ; стока и затвора в случае ПТ);
- цепь возбуждения.

Основная схема включения:

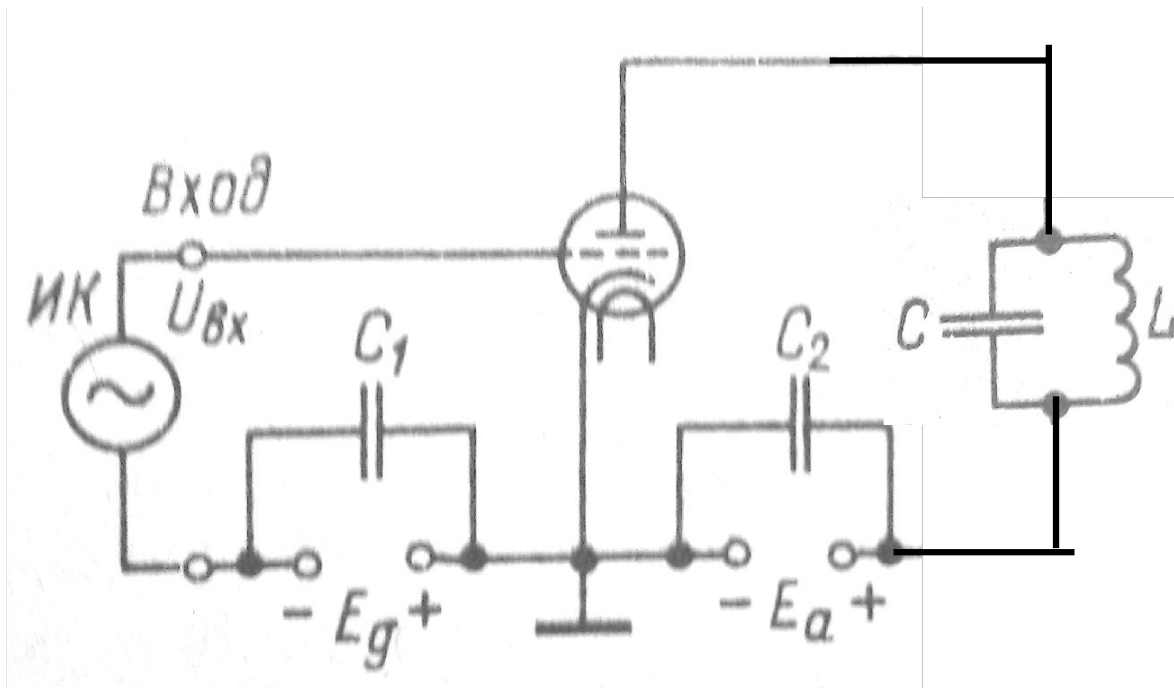
- Схема с общим катодом для лампы;
- Схема с общим эмиттером для БТ. БТ *n-p-n* типа - более высокочастотный, чем транзистор *p-n-p* типа. (Скорость перемещения электронов в теле полупроводника существенно больше, чем дырок).

- Общие сведения об электронных лампах ...

ГВВ на электронной лампе



ГВВ на электронной лампе



Нагрузка –
колебательный
контур

АЧХ контура

$$\frac{U(x)}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 x^2}}$$

U_0 - напряжение при резонансной частоте f_0 ;

Q – добротность контура;

$x = (f - f_0) / f_0$ – относит. расстройка

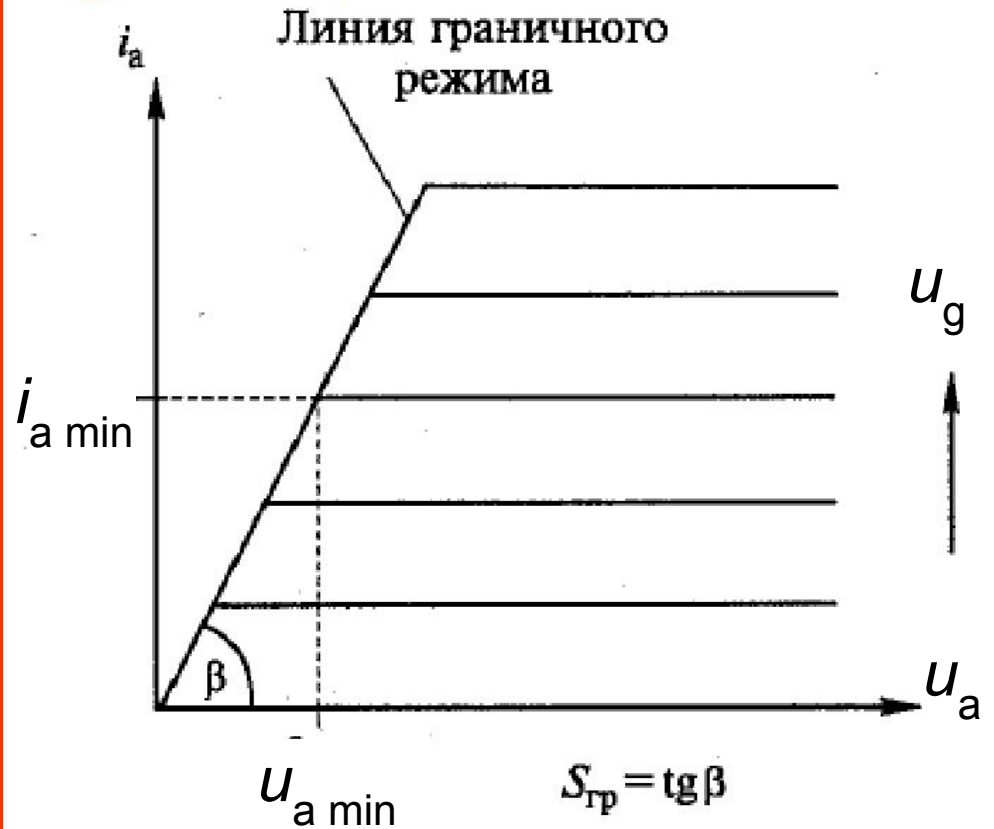
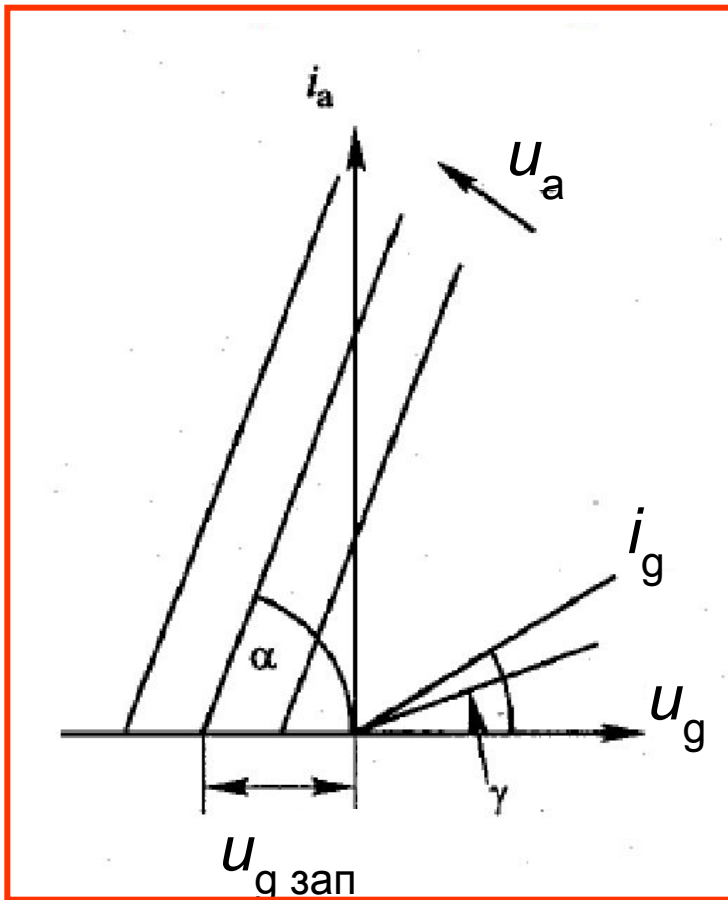
При $Q \gg 1$ полоса пропускания контура: $\Delta f = f_0 / Q$.

При $Q \gg 1$ напряжение на выходе генератора является синусоидальным.

$$u_g = E_g + u_{\text{вх}} = E_g + U_{\text{вх max}} \cos \omega t$$

$$u_a = E_a - u_a = E_a - U_{a \text{ max}} \cos \omega t$$

Расчет ГВВ удобнее проводить с использованием **кусочно-линейной аппроксимации** статических характеристик лампы

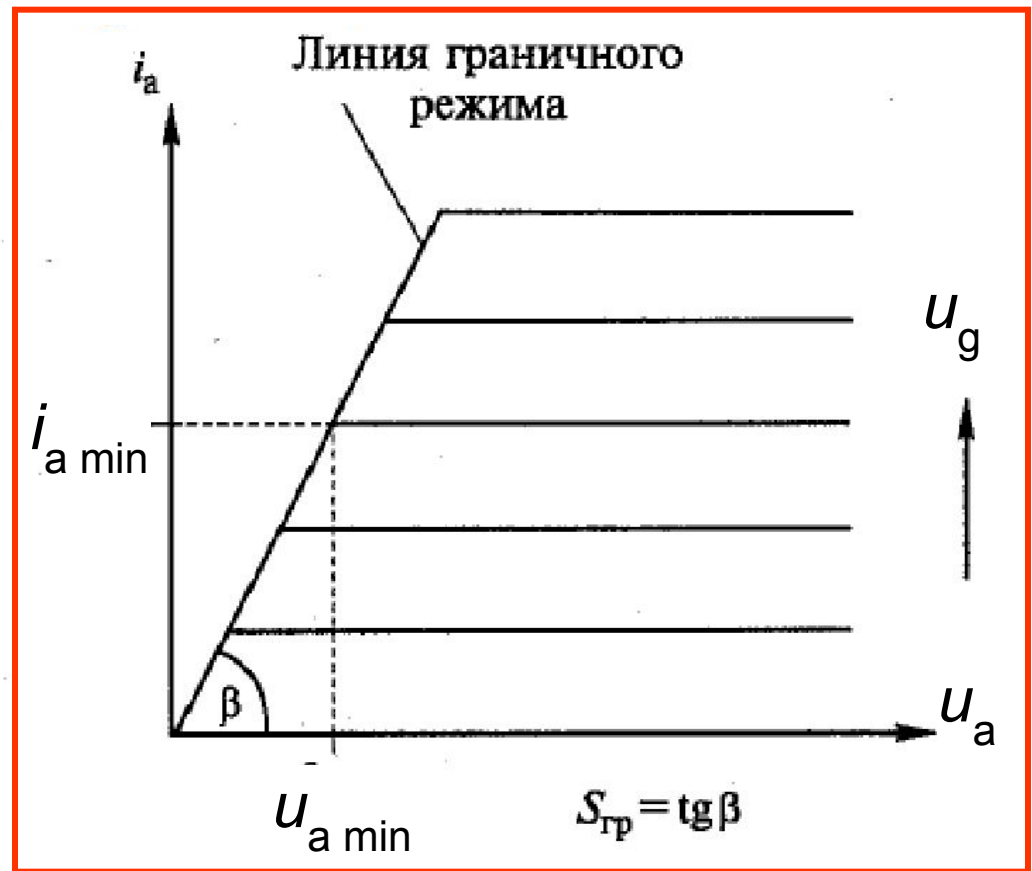
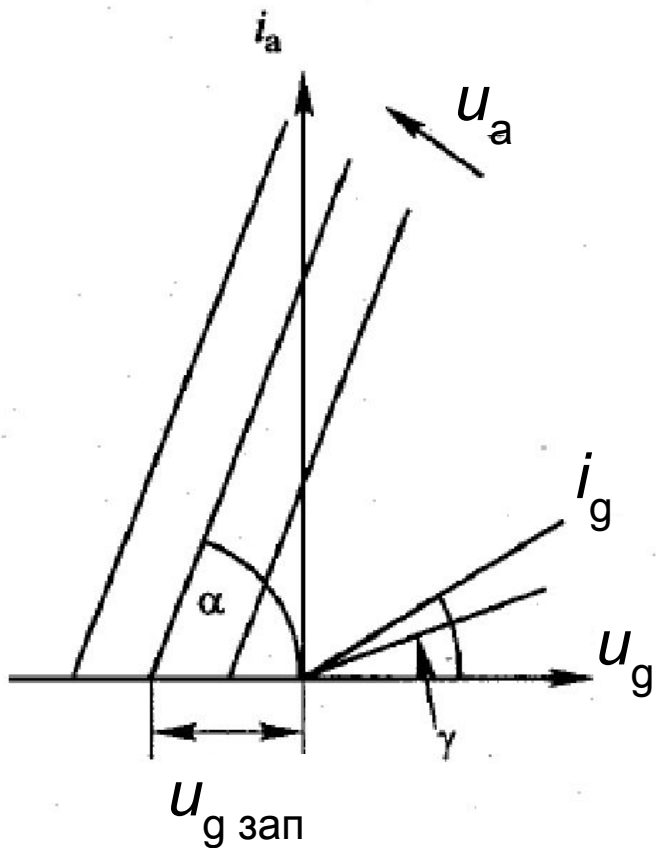


При заданном $u_a = \text{const}$:

- $i_a = 0$ при $u_g < u_{g \text{ зап}}$
- $i_a = S (|u_{g \text{ зап}}| + u_g)$ при $u_g > u_{g \text{ зап}}$
- $i_g = S_g u_g$ при $u_g > 0$

$S = \text{tg} \alpha$ – крутизна
анодно-сеточной
характеристики

$S_g = \text{tg} \gamma$ – крутизна
сеточной хар-ки



При заданном $u_g = \text{const}$:

- $i_a = S_{гр} u_a$ при $u_a < u_{a \text{ min}}$
- $i_a = i_{a \text{ max}}$ при $u_a > u_{a \text{ min}}$

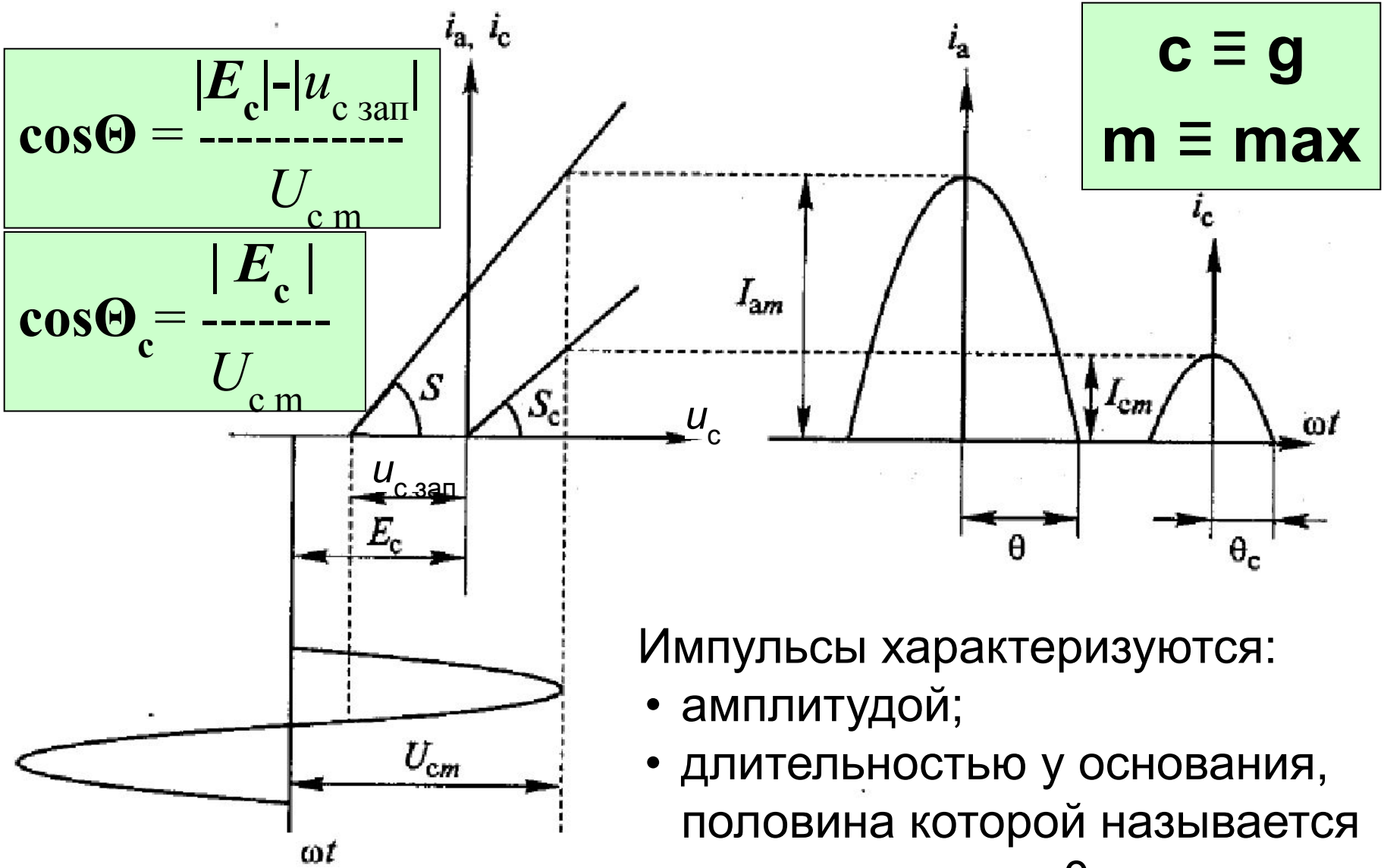
$S_{гр} = \text{tg} \beta$ –
крутизна линии
граничного
режима

Графический метод расчета анодного тока

$$\cos\Theta = \frac{|E_c| - |u_{c \text{ зап}}|}{U_{cm}}$$

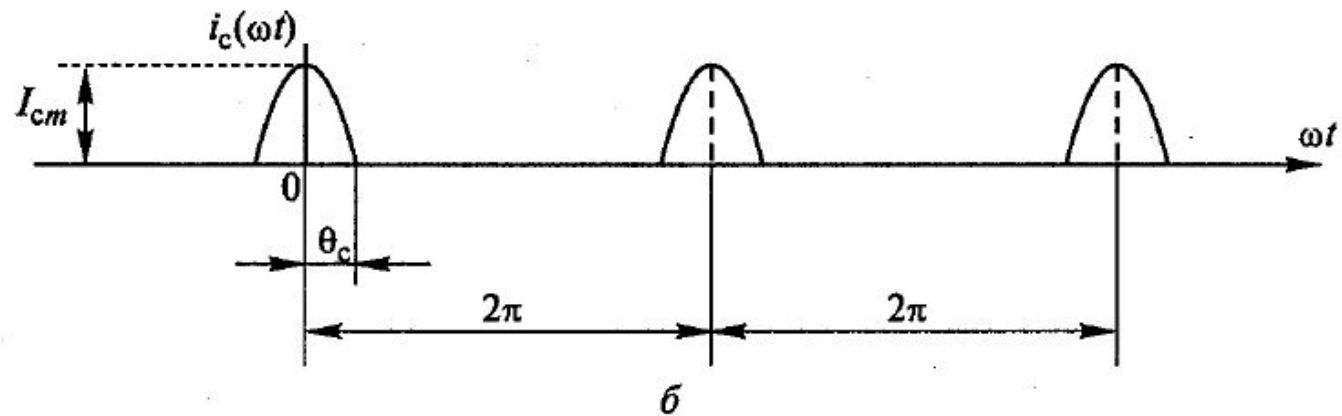
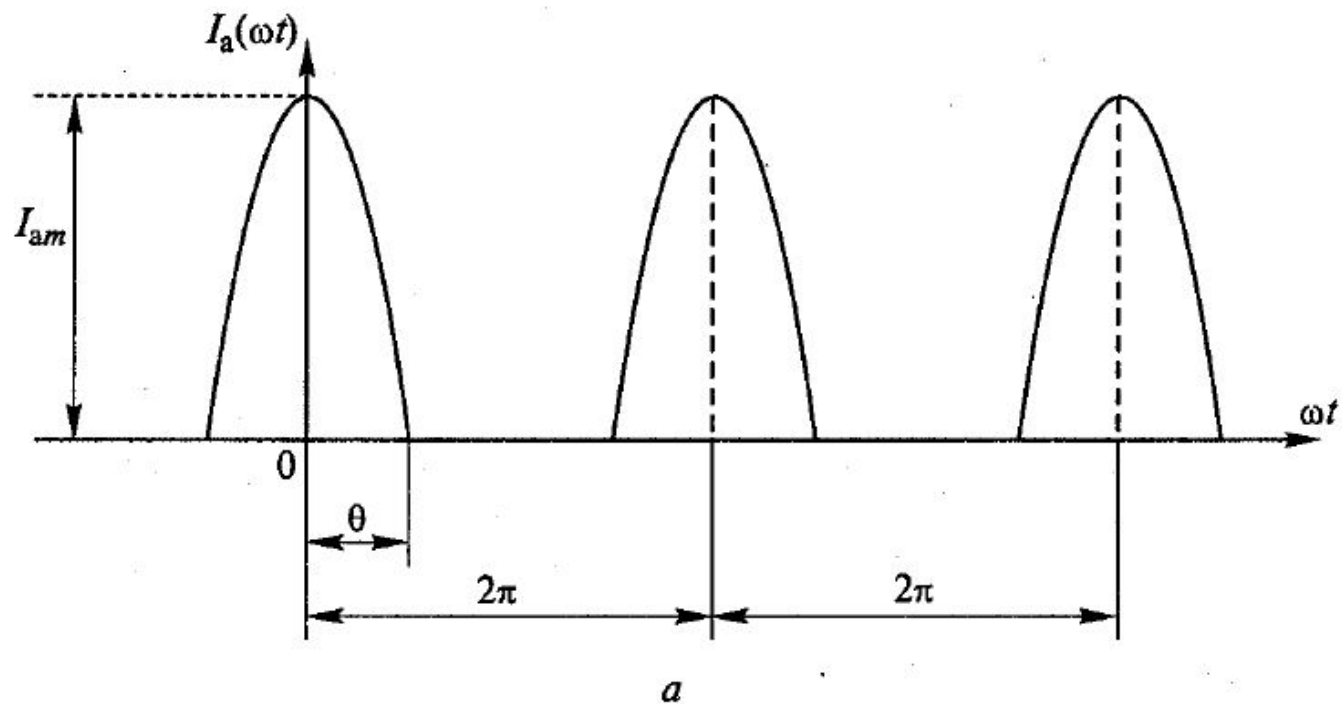
$$\cos\Theta_c = \frac{|E_c|}{U_{cm}}$$

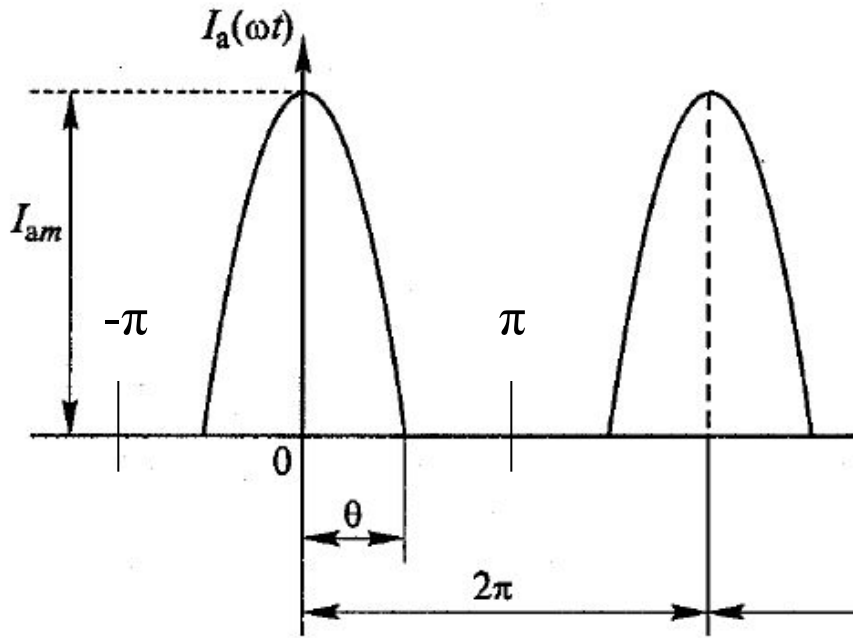
$c \equiv g$
 $m \equiv \max$



- Импульсы характеризуются:
- амплитудой;
 - длительностью у основания, половина которой называется «углом отсечки» θ

Импульсные токи в анодной и сеточной цепях





$$-\pi \leq \omega t \leq \pi$$

$$\cos \Theta = \frac{|E_c| - |u_{c \text{ зап}}|}{U_{cm}}$$

$$i_a(\omega t) = S u_{c \text{ max}} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad \text{при } \omega t \leq \theta$$

$$i_a(\omega t) = 0 \quad \text{при } \theta < \omega t \leq \pi$$

$$I_{am} = S u_{c \text{ max}} (1 - \cos \theta)$$

$$\text{Аналогично: } I_{cm} = S_c u_{c \text{ max}} (1 - \cos \theta_c) \quad \text{при } \omega t \leq \theta_c$$

$i_a(\omega t)$ – периодическая функция. Разложим ее в ряд Фурье.

$$i_a(\omega t) = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots$$

$$I_{an} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t$$

$$I_{a0} = SU_{cm} \gamma_0(\theta) = I_{am} \alpha_0(\theta) \text{ постоянная составляющая}$$

где $\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$ и $\alpha_0(\theta) = \frac{\gamma_0(\theta)}{1 - \cos \theta}$

$$I_{an} = SU_{cm} \gamma_n(\theta) = I_{am} \alpha_n(\theta) \quad n\text{-ая гармоника}$$

где $\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi n} \left[\frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right]$ $\alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos \theta}$

Интерес представляет первая гармоника:

$$I_{a1} = SU_{cm} \gamma_1(\theta) = I_{am} \alpha_1(\theta)$$

где $\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi}(\theta - 0,5 \sin 2\theta)$ и $\alpha_1(\theta) = \frac{\gamma_1(\theta)}{1 - \cos \theta}$

Коэффициент формы косинусоидального импульса:

$$g_n(\theta) = \frac{I_{an}}{I_{a0}} = \frac{\gamma_n(\theta)}{\gamma_0(\theta)} = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$$

Например при $\Theta=90^\circ$: $\gamma_1(\Theta)=0,5$ и $\alpha_1(\Theta)=0,5$

Рассчитать самостоятельно $\alpha_2(\Theta)$ и $\alpha_3(\Theta)$

Определим напряжение на нагрузке – контуре.

При настройке контура в резонанс его сопротивление R_1 на первой гармонике анодного тока чисто активное и велико:

$$R_1 = \rho Q = Q \sqrt{L_k / C_k}$$

где ρ – характеристическое сопротивление контура. На остальных гармониках нагрузка представляет собой короткое замыкание.

Таким образом напряжение на контуре является синусоидальным:

$$u_a(\omega t) = U_{am} \cos \omega t = I_{am} R_1 \cos \omega t$$

Баланс мощностей в ГВВ

- мощность P_0 , потребляемая от источника постоянного тока по цепи анода

$$P_0 = E_a I_{a0}$$

- выходная мощность P_1 генератора

$$P_1 = 0,5U_{am} I_{a1}$$

- мощность P_a , рассеиваемая в виде тепла анодом лампы

Баланс мощностей в анодной цепи $P_0 = P_1 + P_a$

Аналогичные соотношения в цепи сетки.

Значения P_a и P_c не должны превышать предельных значений для конкретной лампы.

КПД генератора

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5 I_{a1} U_{am}}{I_{a0} E_a} = 0,5 g_1(\theta) \xi$$

где $\xi = U_{am} / E_a$ коэффициент использования
анодного напряжения

Оценка величины η при $\Theta = 90^\circ$:

$$g_1(\Theta) = \alpha_1(\Theta) / \alpha_0(\Theta) = 0,5 / (1/\pi) = \pi/2$$

$$\eta \approx 0,8 \cdot \pi/4 \approx 0,6$$

Найти максимум функции $g_1(\Theta)$

Динамическая характеристика генератора

$$\Theta = 90^\circ$$

- $i_a(\omega t) = I_{am} \cos \omega t$ при $|\omega t| \leq 90^\circ$
- $i_a(\omega t) = 0$ при $90^\circ < |\omega t| \leq 180^\circ$

$$u_a(\omega t) = E_a - I_{am} \alpha_1 R_1 \cos \omega t$$

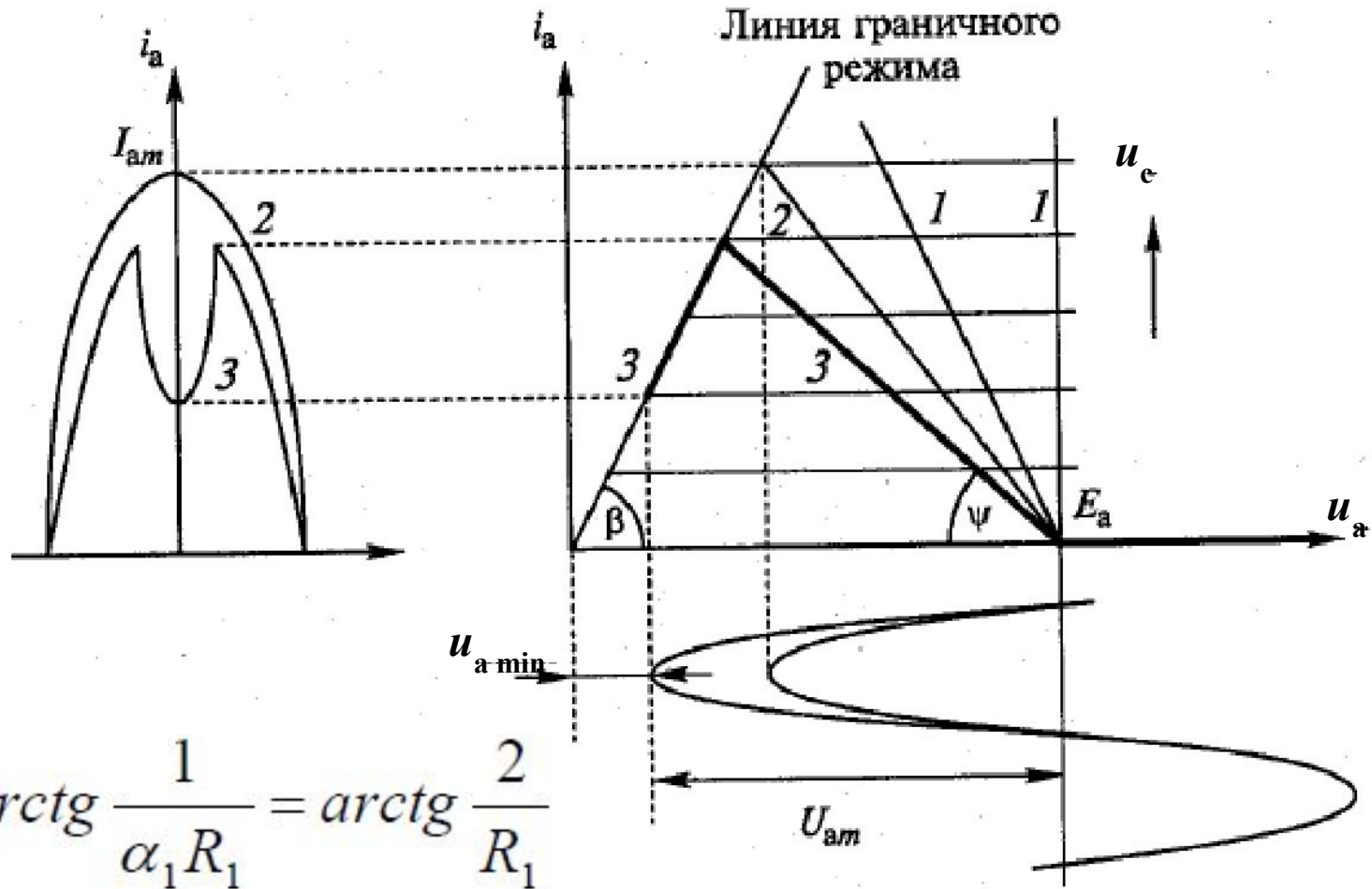
$$i_a = \frac{E_a - u_a}{\alpha_1 R_1} \quad \text{при } |\omega t| \leq 90^\circ$$

$$i_a = 0 \quad \text{при } 90^\circ < |\omega t| \leq 180^\circ$$

Динамическая характеристика генератора состоит из двух отрезков.

Динамическая характеристика генератора

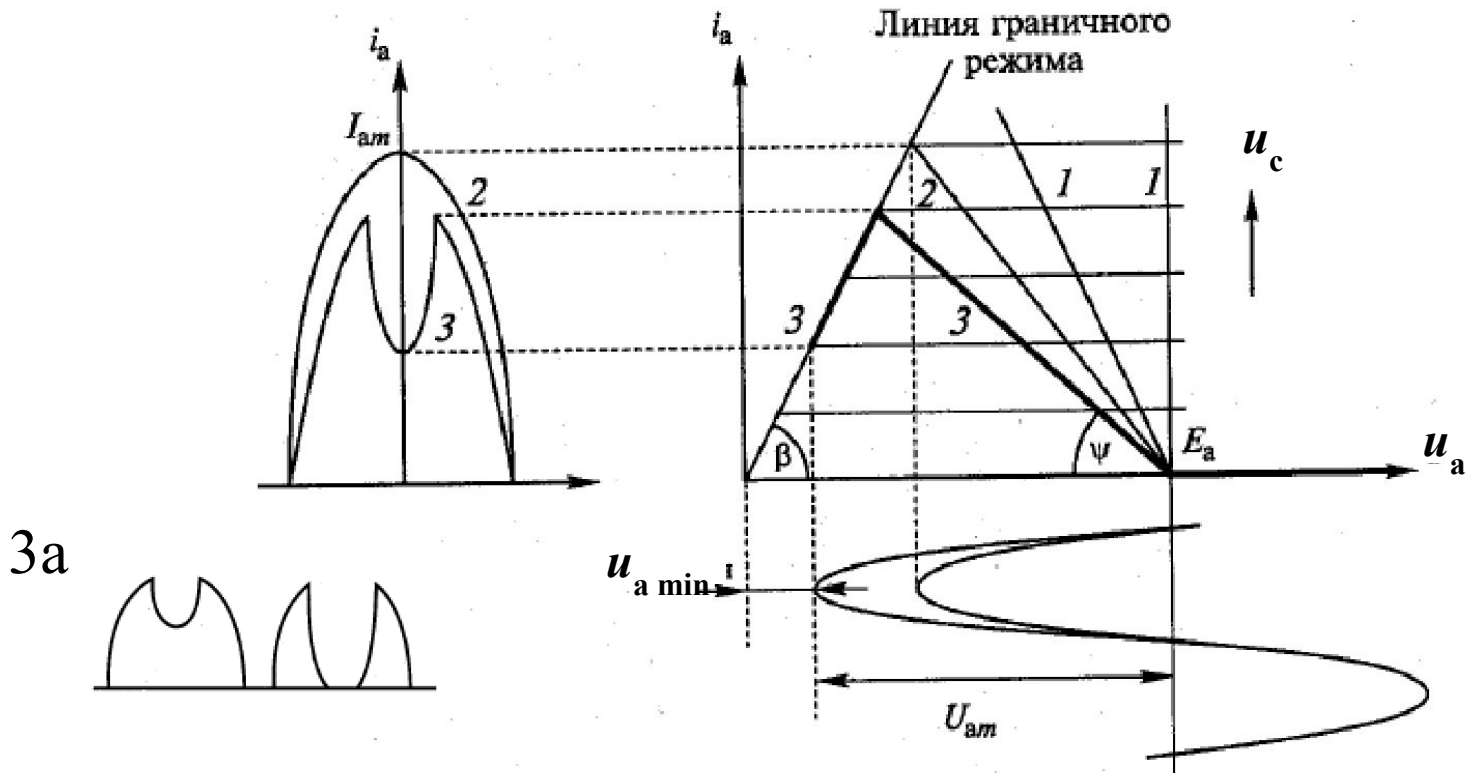
$$\Theta = 90^\circ$$



$$\psi = \arctg \frac{1}{\alpha_1 R_1} = \arctg \frac{2}{R_1}$$

Частные случаи: $R_1 = 0$ и $R_1 \rightarrow \infty$

Режимы работы лампового генератора



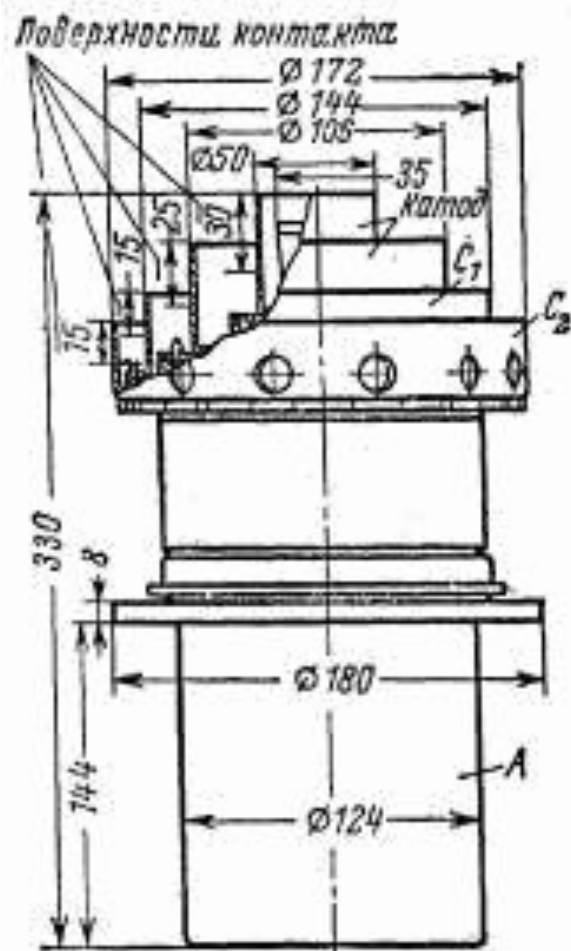
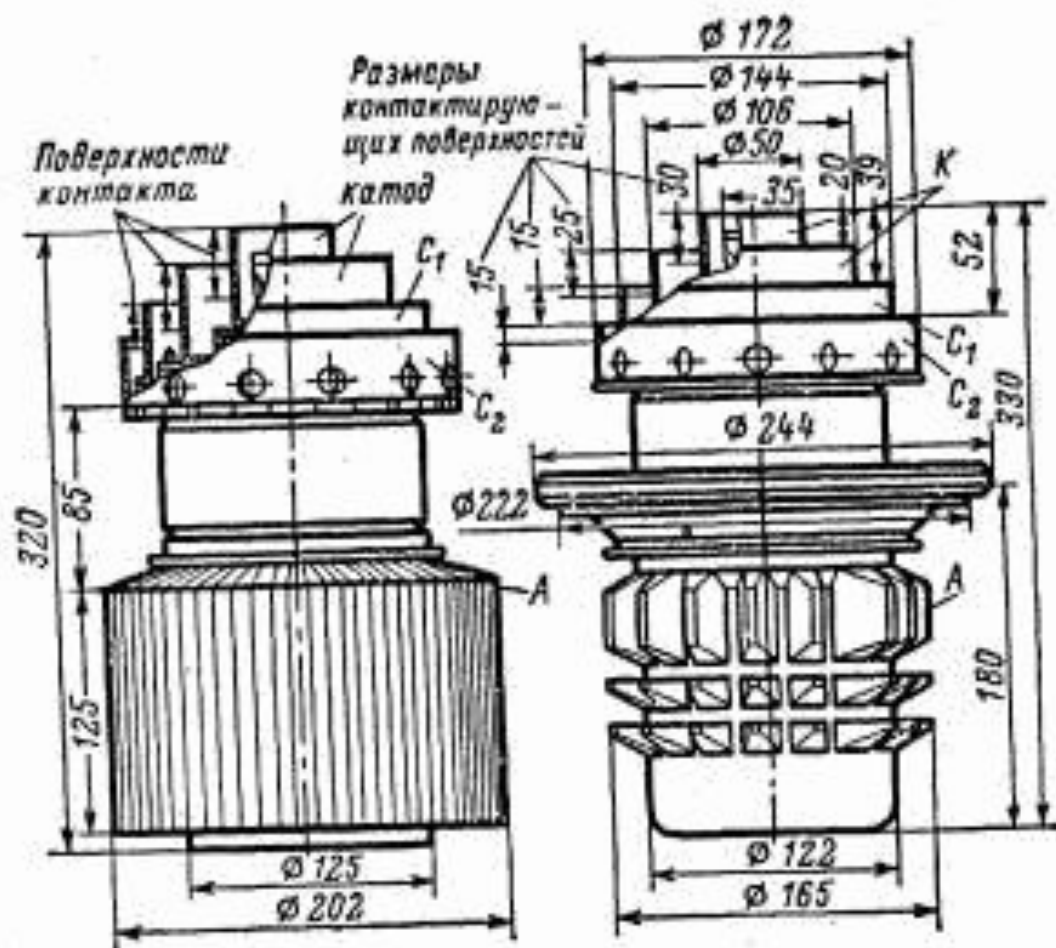
3а

- **граничный**, $R_1 = R_{1 \text{ гр}}$ и $U_{ам} = U_{ам \text{ гр}}$; импульс тока имеет косинусоидальную форму (2);
- **недонапряженный**, $R_1 < R_{1 \text{ гр}}$ и $U_{ам} < U_{ам \text{ гр}}$; импульс тока имеет косинусоидальную форму (1);
- **перенапряженный**, $R_1 > R_{1 \text{ гр}}$ и $U_{ам} > U_{ам \text{ гр}}$; импульс тока имеет косинусоидальную форму с провалом посередине (3, 3а).

Расчет мощного ГВВ на лампе

- **ГУ-61А, ГУ-61Б, ГУ-61П**
- Генераторные тетроды для работы в качестве усилителя высокочастотных колебаний в режиме однополосного усиления на частотах до 70 МГц.
Оформление - металлокерамическое.
Рабочее положение - вертикальное, анодом вниз.
Охлаждение - принудительное:
ГУ-61А: анода - водяное не менее 52 л/мин, ножки - воздушное не менее 200 м³/ч;
ГУ-61Б: анода - воздушное не менее 1250 м³/ч, ножки - воздушное не менее 200 м³/ч;
ГУ-61П: анода - испарительное.

Масса: ГУ-61А 11 кг, ГУ-61Б 17 кг, ГУ-61П 17 кг.



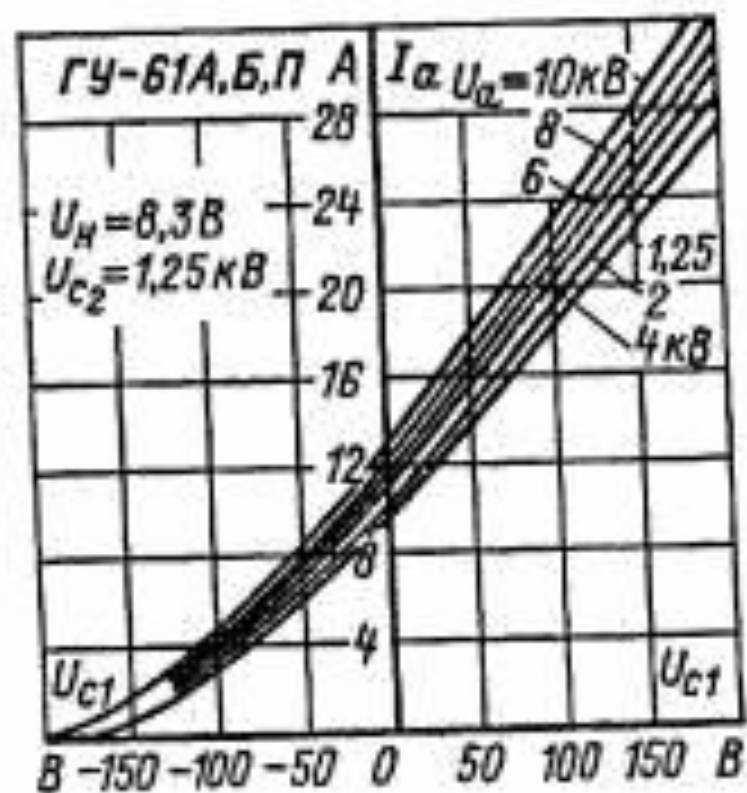
Основные параметры

при $U_n=8,3$ В, $U_a=2$ кВ, $U_{c2}=1,25$ кВ, $I_a=5$ А

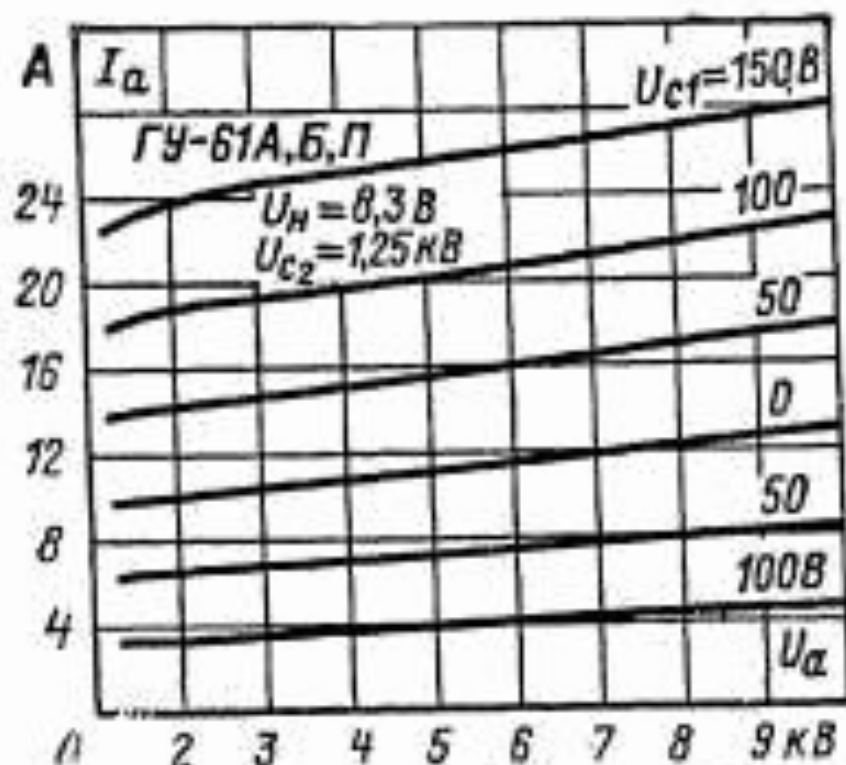
Ток накала	130 ± 12 А	
Ток анода (при $U_a=U_{c2}=1,5$ кВ, $U_{c1}=0$)	³ 10 А	
Ток 2-й сетки (при $U_{c2}=1$ кВ)	£ 0,7 А	
Ток 1-й сетки обратный (при $U_a=6$ кВ, $U_{c2}=1,5$ кВ)	£ 150 мкА	
Ток эмиссии катода (при $U_a=0,35$ кВ)	³ 22 А	
Крутизна характеристики	74 ± 11 мА/В	
Коэффициент усиления 1-й сетки относительно 2-й сетки	8 ± 1	
Запирающее напряжение 1-й сетки, отрицательное (при $U_a=10$ кВ, $U_{c2}=1,5$ кВ, $I_a=0,1$ А)	£ 330 В	
Выходная мощность на частоте 70 МГц (при $U_a=10$ кВ)	³ 30 кВт	
Междуэлектродные емкости, пФ:	с ОК	с ОС
сетка - катод	£ 320	£ 150
анод - катод	£ 38	£38(40ГУ-61П)
сетка - анод	£ 1,4	£ 0,2
Долговечность средняя	³ 1000 ч	

Предельные эксплуатационные данные

Напряжение накала	7,9 - 8,7 В
Напряжение анода	10 кВ
Напряжение 2-й сетки	1,5 кВ
Ток накала пусковой	190 (210 для ГУ-61П) А
Мощность, рассеиваемая анодом ГУ-61А, ГУ-61П	30 кВт
Мощность, рассеиваемая анодом ГУ-61Б	20 кВт
Мощность, рассеиваемая 2-й сеткой	0,7 кВт
Мощность, рассеиваемая 1-й сеткой	0,3 кВт
Рабочая частота	70 МГц
Температура спаев керамики с металлом и ножки	150 (175 для ГУ-61П) С
Интервал рабочих температур окружающей среды ГУ-61А, ГУ-61П	от +5 до +70 С
Интервал рабочих температур окружающей среды ГУ-61Б	от -60 до +70 С



Анодно-сеточные характеристики ламп ГУ-61А, ГУ-61Б, ГУ-61П.



Анодные характеристики ламп ГУ-61А, ГУ-61Б, ГУ-61П.

Пример расчета мощного ГВВ на лампе

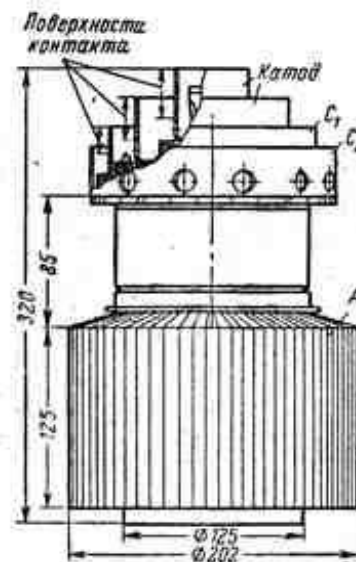
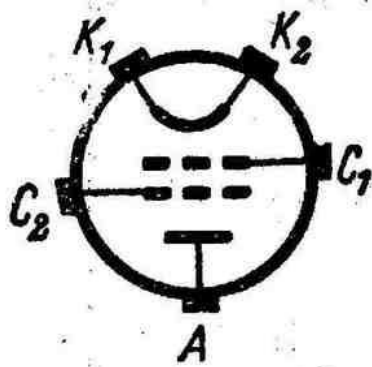
Техническое задание:

- $f = 50$ МГц
- $P_1 = 30$ кВт

Выбор типа лампы по показателям качества.

Лампа типа ГУ-61Б (тетрод) с параметрами:

- $f = 70$ МГц
- $P_1 = 30$ кВт

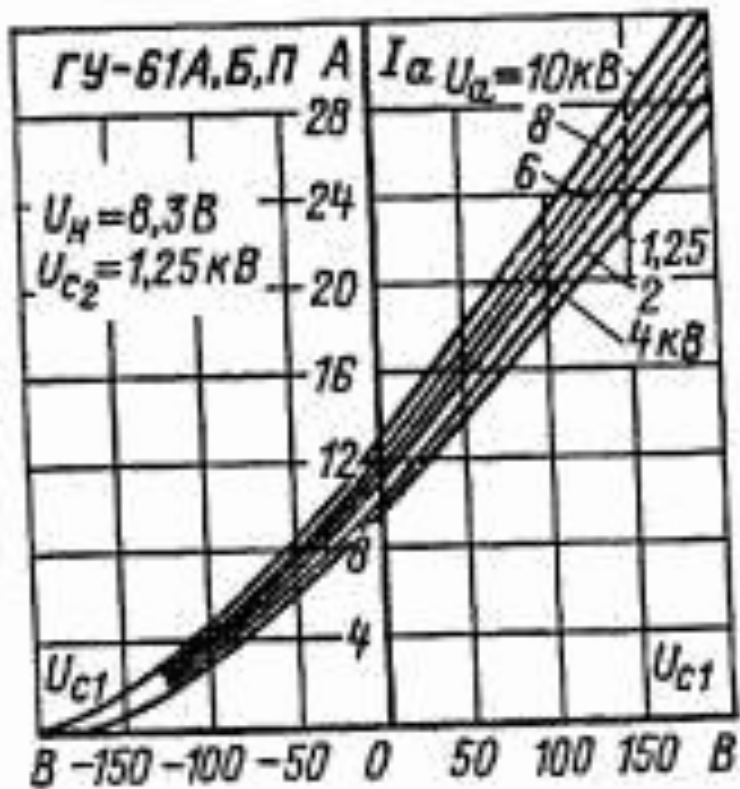


Характеристики лампы ГУ-61Б

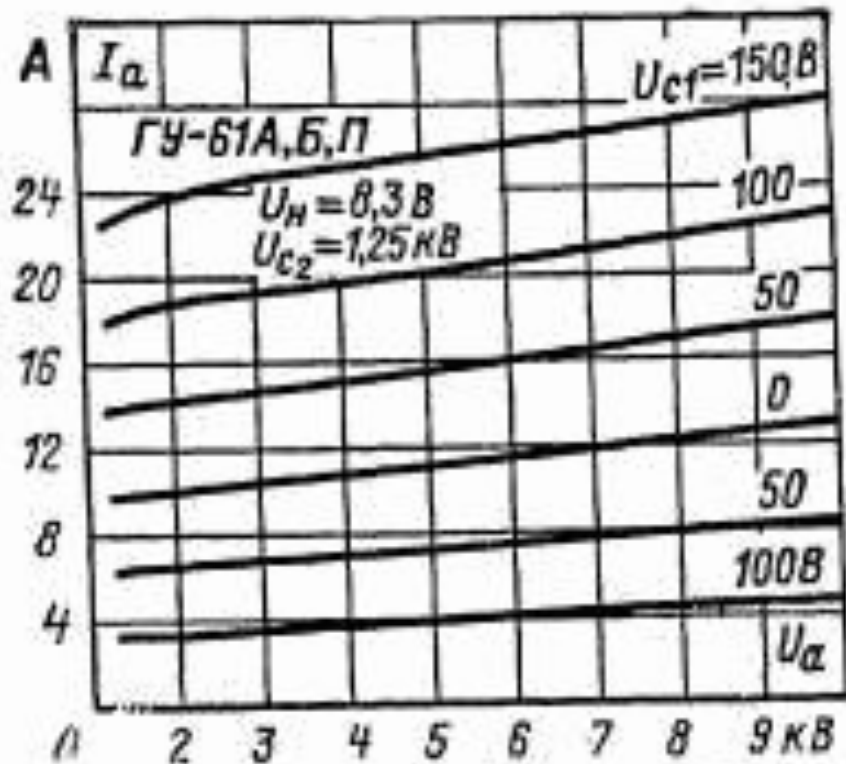
при $U_{\text{н}} = 8,3 \text{ В}$; $U_{\text{а}} = 2 \text{ кВ}$; $U_{\text{с}2} = 1,25 \text{ кВ}$; $I_{\text{а}} = 5 \text{ А}$

Наименование	Значение
Ток накала, А	118-142
Ток анода (при $U_{\text{с}1} = 0$), А	10
Ток 2-й сетки, А	0,7
Ток эмиссии катода, А	22
Крутизна характеристики, мА/В	63-77
Запирающее напряжение 1-й сетки (при $U_{\text{а}} = 10 \text{ кВ}$), В	— 330
Выходная мощность (на частоте 70 МГц), кВт	30
Мощность, рассеиваемая анодом, кВт	20
Максимальная рабочая частота, МГц	70
Максимальное анодное напряжение, кВ	10
Максимальное напряжение 2-й сетки, кВ	1,5
Долговечность средняя, ч	1000

Статические характеристики лампы ГУ-61Б

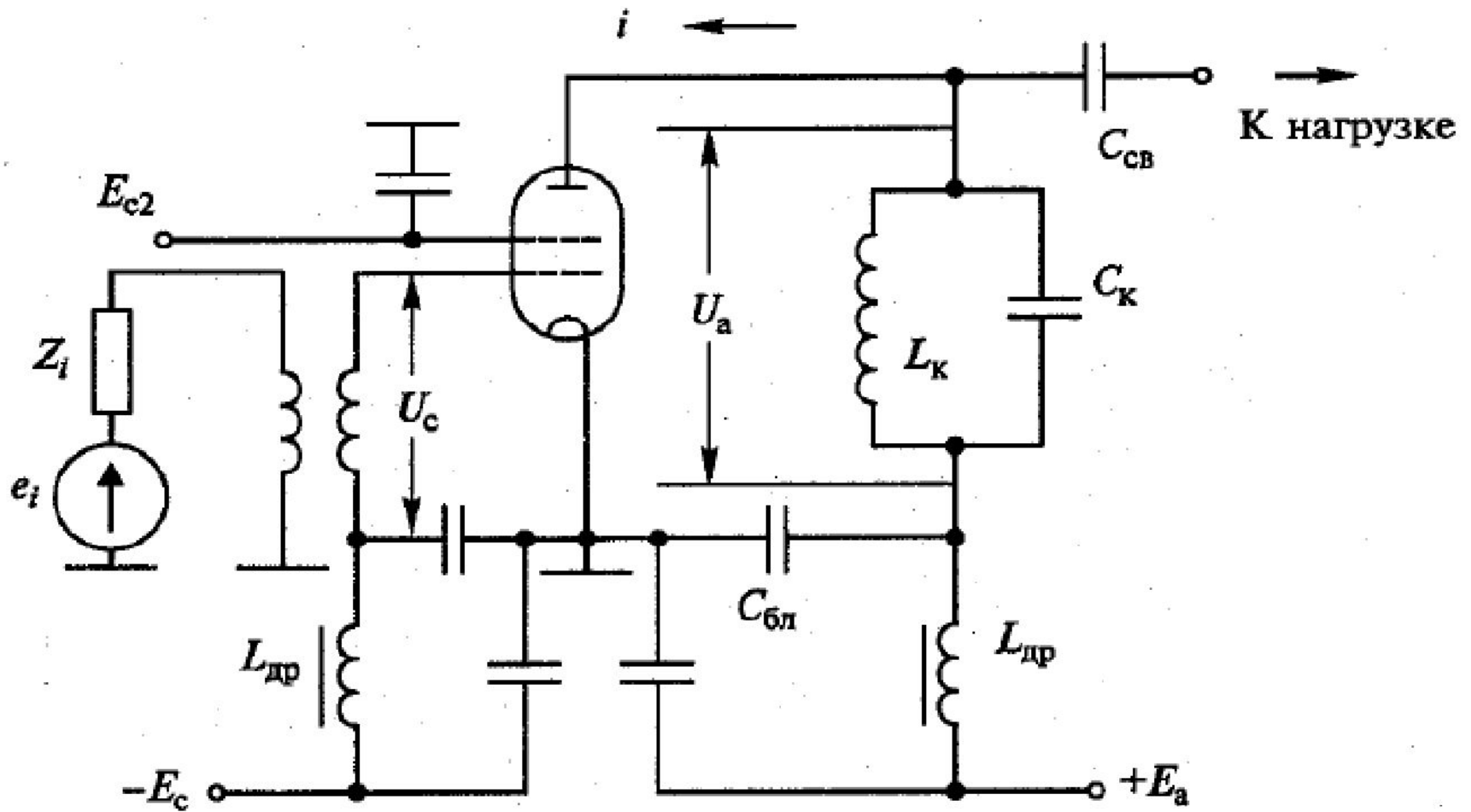


Анодно-сеточные характеристики лампы ГУ-61А, ГУ-61Б, ГУ-61П.



Анодные характеристики лампы ГУ-61А, ГУ-61Б, ГУ-61П.

Схема ГВВ



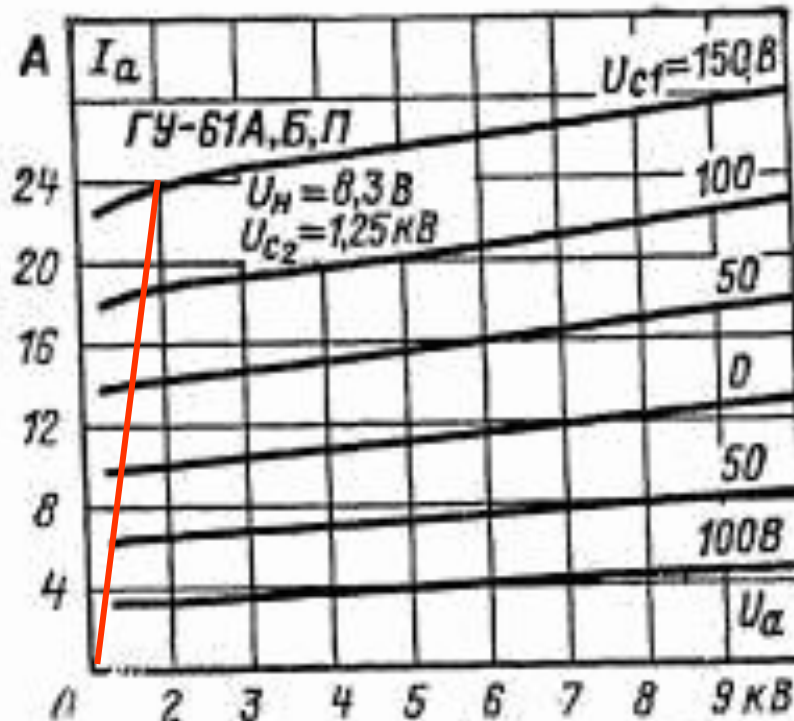
Расчет

Выбираем угол отсечки $\Theta=90^\circ$, при котором:

- $\alpha_0(\Theta)=0,318$; $\alpha_1(\Theta)=0,5$; $g_1(\Theta)=1,57$

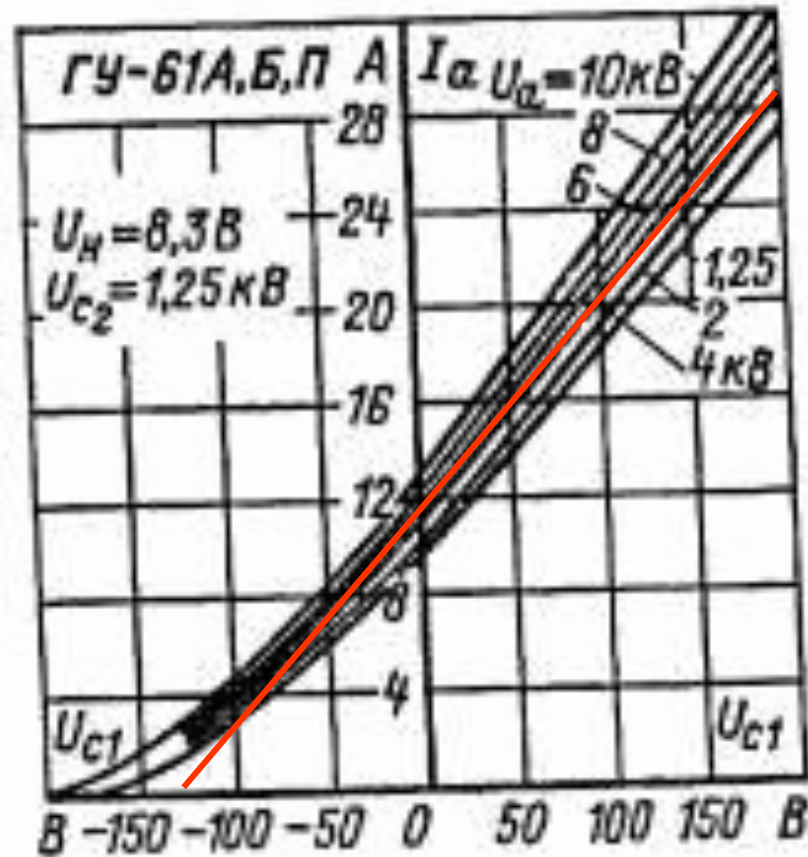
По характеристикам прибора определяем:

- крутизну линии граничного режима $S_{гр} = 12 \text{ мА/В}$;



По характеристикам прибора определяем:

- крутизну анодно-сеточной харак-ки $S = 80 \text{ mA/V}$;
- напряжение отсечки $E_c' = -130 \text{ B}$.



Принимаем $E_a = 10$ кВ, $E_{c2} = 1,5$ кВ

• Расчет анодной цепи генератора:

1. Коэффициент использования анодного напряжения

$$\xi_{\text{эп}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{\text{эп}} \alpha_1 E_a^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 30 \cdot 10^3}{0,5 \cdot 12 \cdot 10^{-3} \cdot 10^8}} = 0,887$$

2. Амплитуда напряжения на анодном контуре

$$U_{\text{ам}} = \xi_{\text{эп}} E_a = 0,887 \cdot 10^4 = 8870 \text{ В}$$

3. Остаточное напряжение на аноде лампы

$$u_{\text{а.мин}} = E_a - U_{\text{ам}} = 10000 - 8870 = 1130 \text{ В}$$

4. Амплитуда 1-й гармоники анодного тока

$$I_{a1} = 2P_1 / U_{am} = 2 \cdot 30 \cdot 10^3 / 8870 = 6,76 \text{ A}$$

5. Амплитуда импульса анодного тока

$$I_{am} = I_{a1} / \alpha_1 = 6,76 / 0,5 = 13,52 \text{ A}$$

6. Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{a0} = \alpha_0 I_{am} = 0,318 \cdot 13,52 = 4,30 \text{ A}$$

7. Мощность, потребляемая в анодной цепи

$$P_0 = I_{a0} E_a = 4,30 \cdot 10^4 = 43,0 \text{ кВт}$$

8. Мощность, рассеиваемая анодом лампы

$$P_a = P_0 - P_1 = 43,0 - 30 = 13,0 \text{ кВт} < P_{a.\text{дон}}$$

9. КПД

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 \xi_{\text{эп}} g_1(\theta) = 0,5 \cdot 0,887 \cdot 1,57 = 0,696$$

10. Сопротивление анодного контура, обеспечивающее расчетный режим работы

$$R_1 = U_{\text{ам}} / I_{\text{ам}} = 8870 / 6,76 = 1312 \text{ Ом}$$

Расчет цепи управляющей сетки

1. Требуемая амплитуда управляющего напряжения

$$U_{\text{см}} = I_{a1} / (\gamma_1(\theta) S) = 6,76 \cdot 10^3 / (0,5 \cdot 80\text{т}) = 169 \text{ В}$$

2. Напряжение смещения

$$|E_c| = -U_{\text{см}} \cos \theta + |E_c'| = 130 \text{ В}$$

3. Максимальное напряжение на сетке

$$u_{C.\text{макс}} = U_{cm} - |E_C| = 169 - 130 = 39 \text{ В}$$

4. Амплитуда импульса сеточного тока тока (определяется по сеточной характеристике)

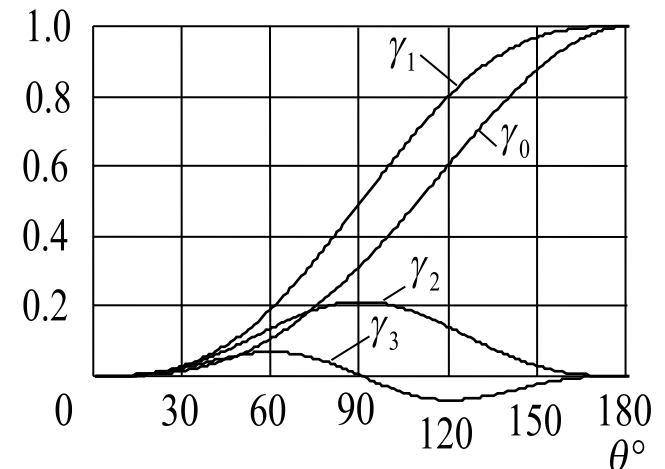
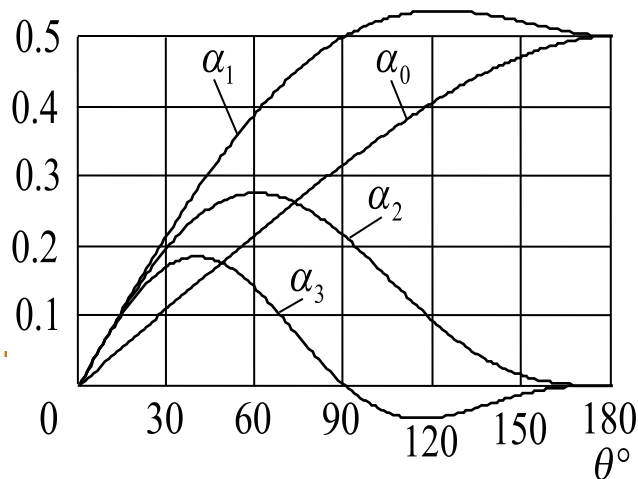
$$\text{при } u_{C.\text{макс}} = 39 \text{ В} = 2,7 \text{ А}$$

5. Косинус угла отсечки сеточного тока

$$\cos \theta_C = |E_C| / U_{cm} = 130 / 169 = 0,769 \quad \cos \theta_C = 39^\circ$$

$$\alpha_0(\theta_C) = 0,161$$

$$\alpha_1(\theta_C) = 0,283$$



6. Амплитуда 1-й гармоники сеточного тока

$$I_{c1} = \alpha_1(\theta_c) I_{cm} = 0,283 \cdot 2,7 = 0,76 \text{ A}$$

7. Постоянная составляющая сеточного тока

$$I_{c0} = \alpha_0(\theta_c) I_{cm} = 0,161 \cdot 2,7 = 0,43 \text{ A}$$

8. Требуемая мощность возбуждения

$$P_{c1} = 0,5 U_{cm} I_{c1} = 0,5 \cdot 169 \cdot 0,76 = 64 \text{ Вт}$$

9. Мощность потерь в цепи смещения

$$P_{c0} = |E_c| I_{c0} = 130 \cdot 0,43 = 55,9 \text{ Вт}$$

10. Мощность, рассеиваемая управляющей сеткой

$$P_c = P_{c1} - P_{c0} = 64 - 55,9 = 8,1 \text{ Вт}$$

11. Входное сопротивление по 1-й гармонике сигнала

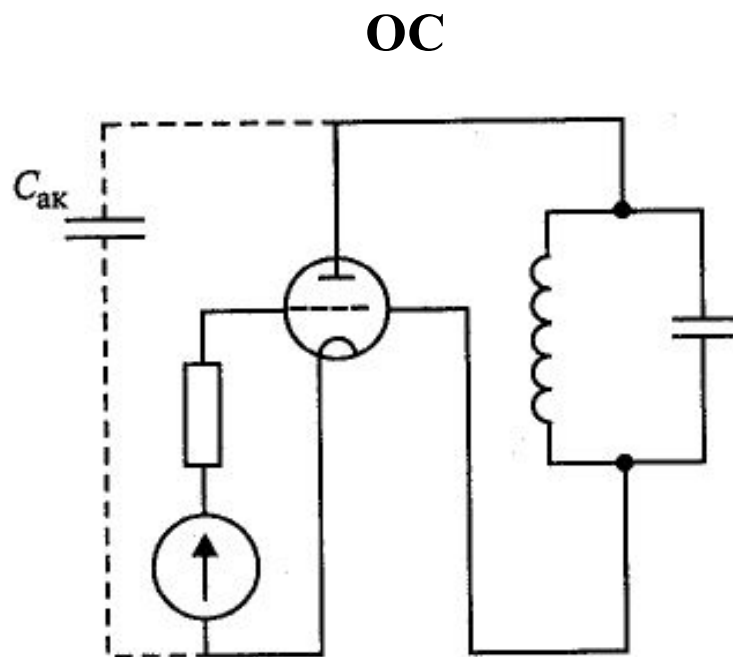
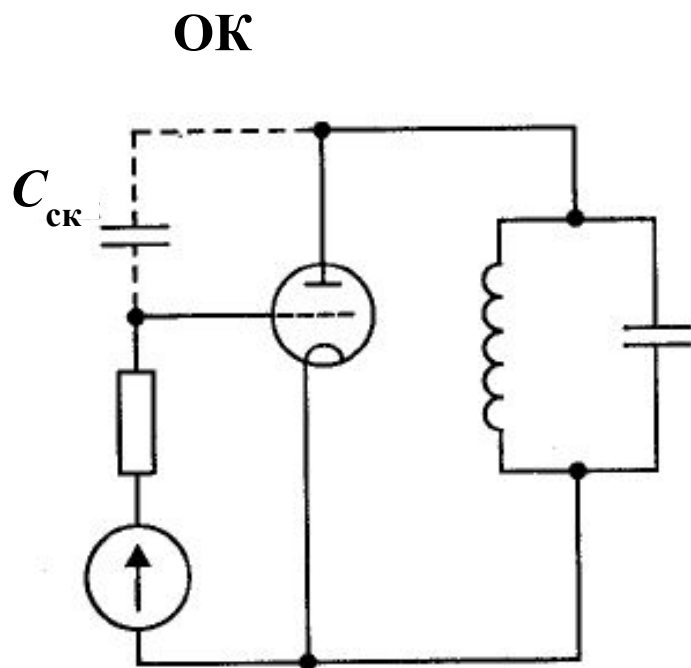
$$R_{\text{вх1}} = U_{\text{см}} / I_{\text{с1}} = 169 / 0,76 = 222 \text{ Ом}$$

12. Коэффициент усиления лампы по мощности

$$K_P = P_1 / P_{\text{с1}} = 30 \cdot 10^3 / 64 = 469 \text{ или } 26,7 \text{ дБ}$$

Вычислить коэффициент усиления лампы по напряжению

Ламповый ГВВ с общей сеткой



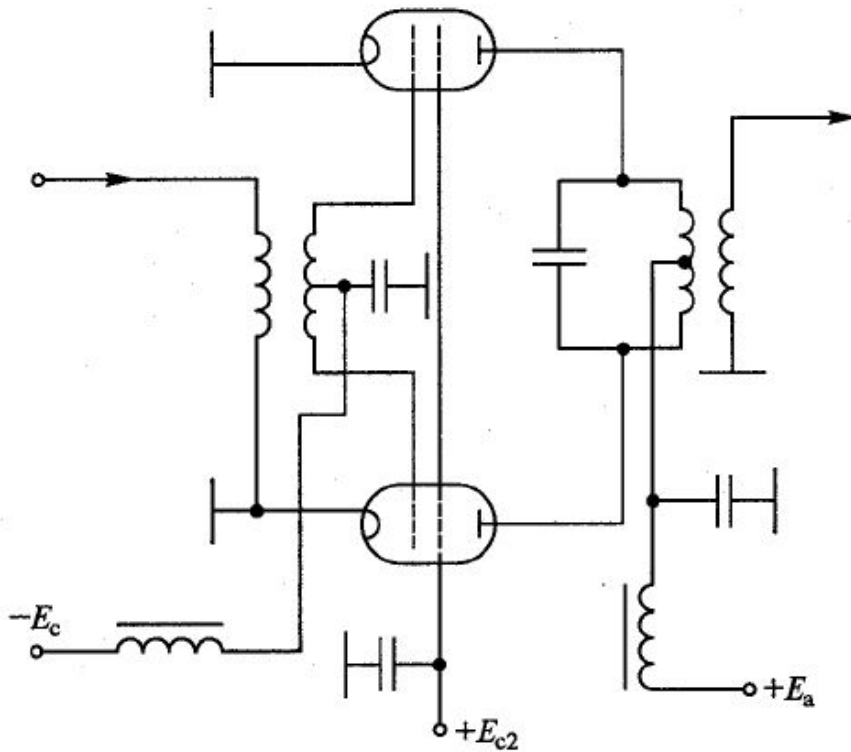
- Проблема – связь выходной цепи со входной через *паразитную емкость*. Приводит к возникновению автоколебаний. Усилитель превращается в генератор.
- В схеме ОК – это $C_{ск}$; в схеме ОС – это $C_{ак}$.
- $C_{ак} \ll C_{ск}$

- Специальные генераторные тетроды, у которых проходная емкость сведена до минимума, при схеме с общим катодом устойчиво работают только до частоты 200...300 МГц.
- На более высоких частотах в ламповых генераторах, как правило, используется схема с общей сеткой.
- Специальные СВЧ триоды (металлокерамические лампы) при схеме с общей сеткой устойчиво работают до частоты 5000 МГц.
- В связи с существенным возрастанием мощности возбуждения схема ОБ проигрывает схеме ОК по величине коэффициента усиления по мощности примерно в 10 раз.

Перестройка ГВВ по частоте

- При изменении частоты сигнала в диапазонных РПДУ необходимо перестраивать все контуры, резонансные частоты которых должны быть равны частоте возбудителя.
- Такая перестройка осуществляется:
 - с помощью конденсаторов переменной емкости,
 - путем изменения индуктивности контура,
 - за счет изменения обоих элементов.
- При работе радиопередатчика в широкой полосе частот весь диапазон разбивается на поддиапазоны (понятие «коэффициент перекрытия»).
При этом:
 - переход с одного поддиапазона на другой осуществляется переключением катушек индуктивности,
 - перестройка внутри поддиапазона - с помощью конденсатора переменной емкости.
- В современных РПДУ настройка контуров в резонанс с частотой усиливаемого сигнала осуществляется с помощью устройств автоматического регулирования. Вместо механических способов перестройки используются электрические (ферриты, варикапы).

Двухтактная схема ГВВ



- Сигналы на управляющие сетки двух идентичных ламп подаются в противофазе, в результате чего лампы работают попеременно на общий анодный контур.
- Сопротивление контура на частоте 1-й гармоники сигнала определяется выражением
$$R_1 = 2 U_{am} / I_{a1}$$
- где U_{am} и I_{a1} - параметры, относящиеся к одной лампе.

Преимущества: двукратное увеличение выходной мощности ВЧ сигнала; повышение устойчивости работы; фильтрация четных гармоник; лучшее блокирование цепей питания от проникновения в них токов высокой частоты ввиду симметрии схемы.

Для двухтактных схем разработаны специальные двойные генераторные тетроды, размещаемые в одном баллоне.

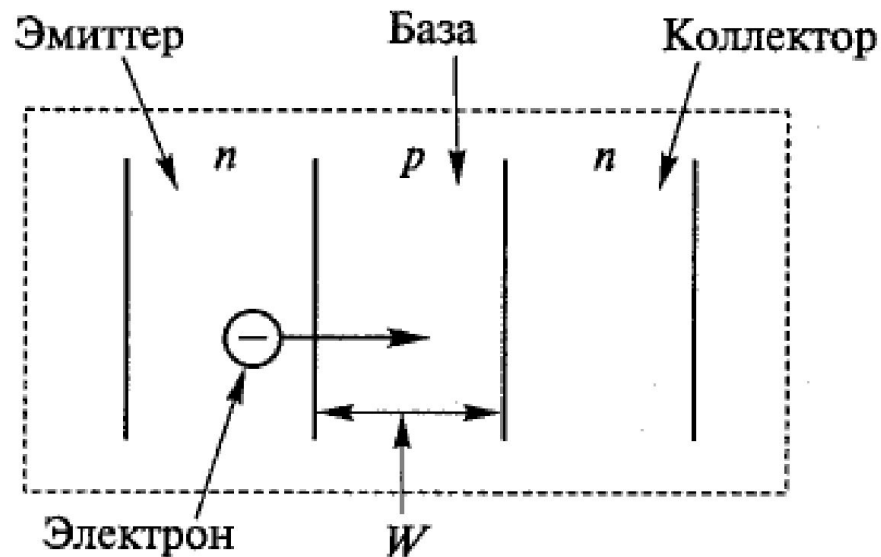
ГВВ на транзисторе

Цель – мощный высокочастотный оконечный каскад РПДУ.

Дополнит. цель – линейность усилителя при относительно высокой мощности.

Тип	Частота, МГц	Мощность, Вт	K_p , Дб	КПД, %
КТ927В	30	75	15	50
КП904А	60	50	20	55
КТ922В	175	40	7	60
КТ931А	175	80	7	60
КТ930В	400	75	7	50

Физические процессы в биполярном транзисторе (n-p-n)



- Толщина базы $W \sim A$ мкм,
- Концентрация примесей в базе значительно меньше, чем в эмиттере и коллекторе
- Активный режим (основной): переход э-к открыт, переход б-к закрыт.

Ограничения применимости БТ

- максимальная скорость движения электронов в полупроводнике, зависящая от напряженности электрического поля, $V_{\max} = 10^7$ см/с (для кремния):

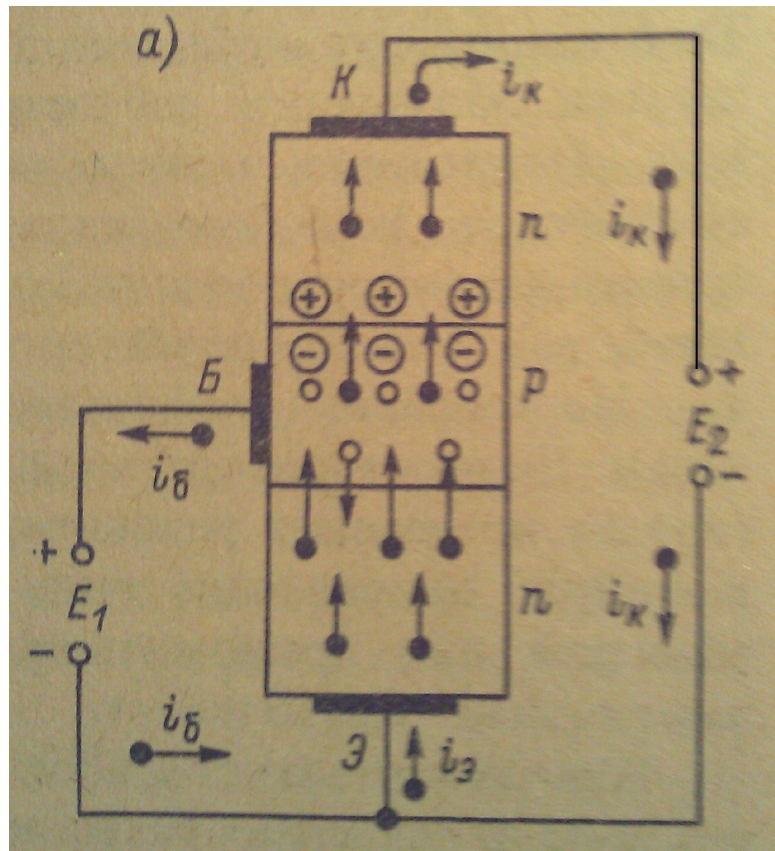
граничная частота усиления транзистора $f_{\text{гр}}$ непосредственно связана со временем переноса носителей заряда τ_T через базовую область толщиной W , $\tau_T = W / V_{\max}$

$$f_{\text{гр}} = 1/(2\pi \tau_T) = V_{\max} / (2\pi W)$$

- предельное значение напряженности электрического поля при превышении которого наступает электрический пробой, $E_{\text{пр}} = 2 \cdot 10^5$ В/см (для кремния):

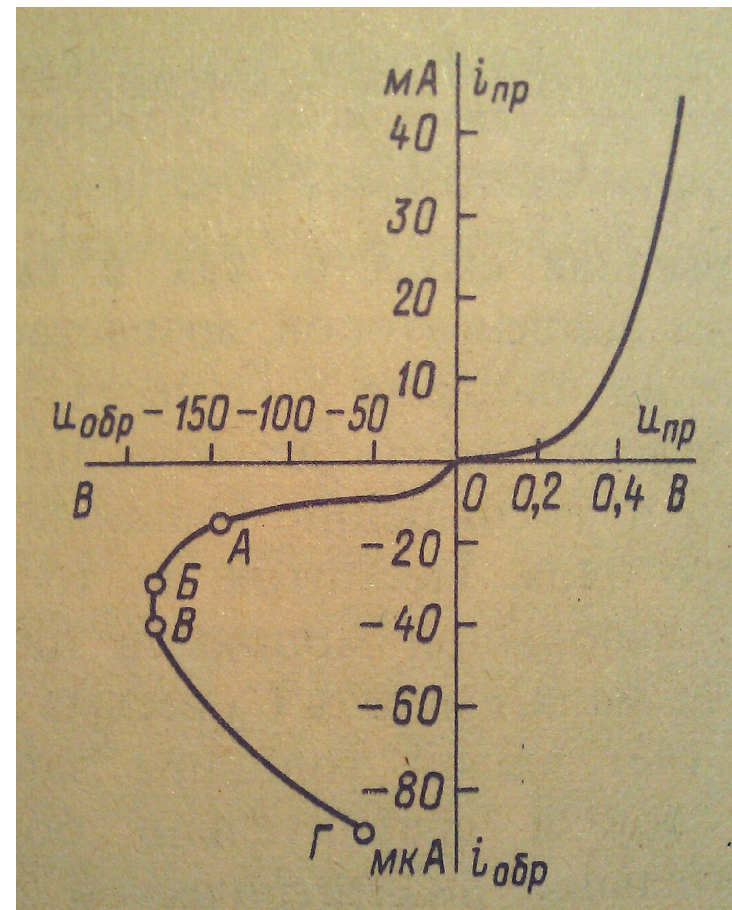
$$E = U_{\text{к}} / W < E_{\text{пр}}$$

$$U_{\text{к}} f_{\text{гр}} \approx 100 \text{ В} \cdot \text{ГГц}$$

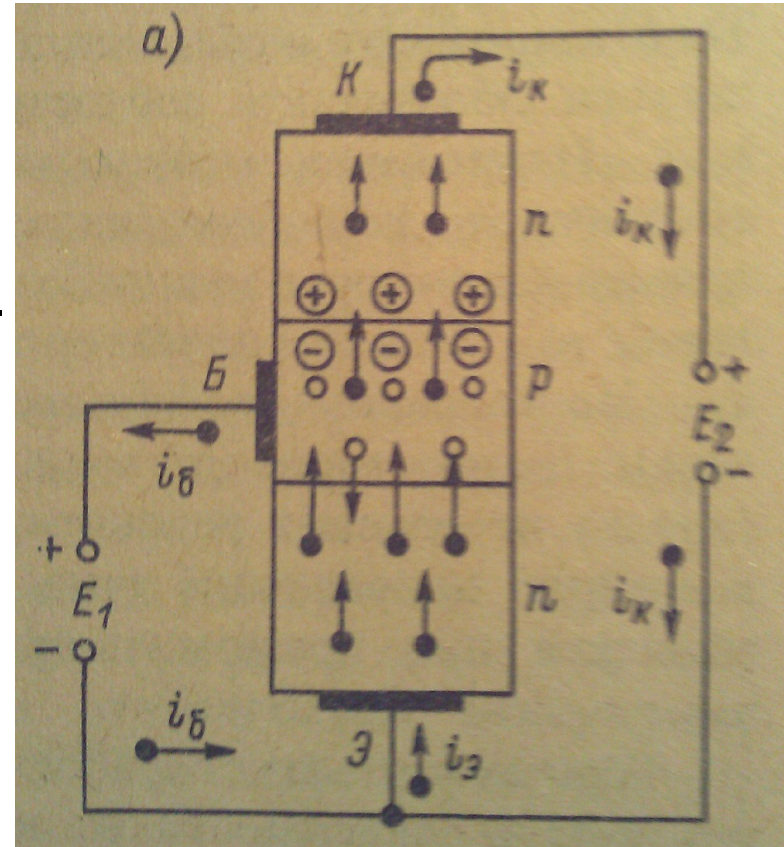


Управление током эмиттера (и коллектора, т.к. ток базы - минимален) осуществляется с помощью $U_{б-э}$.

- $U_{к-э} = U_{к-б} + U_{б-э} \approx U_{к-б}$

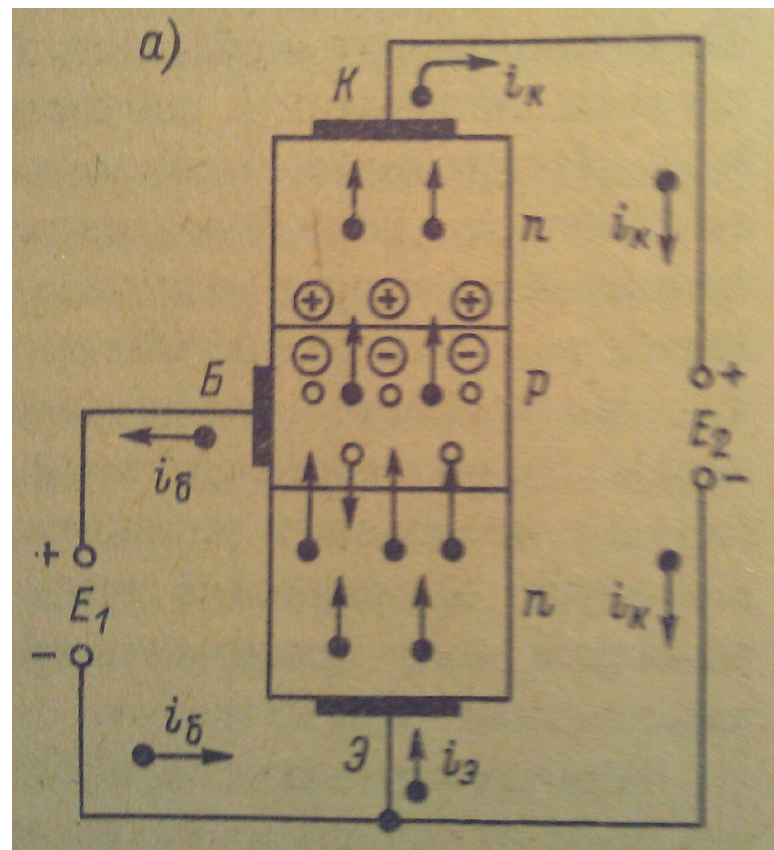


- При $u_{б-э} = 0$ в переходе б-э возникает потенциальный барьер за счет диффузии электронов и дырок через переход.
- При увеличении прямого напряжения $u_{б-э}$ потенциальный барьер понижается и возрастает $i_{э}$. Электроны попадают (инжектируются) в базу и, далее, за счет диффузии проникают на коллекторный переход.
- В коллекторном переходе под действием обратного смещения возникают объемные заряды, электрическое поле которых способствует втягиванию электронов в область коллектора.



- Толщина базы выбирается очень малой, а концентрация дырок в ней низкая, тогда большинство электронов не успевает рекомбинировать и проходит на коллекторный переход.
- Часть электронов рекомбинируют в базе и определяют ток базы. Ток коллектора уменьшается по сравнению с током эмиттера на ток базы:

$$i_{\text{э}} = i_{\text{к}} + i_{\text{б}}, \quad i_{\text{б}} \ll i_{\text{э}} \rightarrow i_{\text{к}} \approx i_{\text{э}}$$



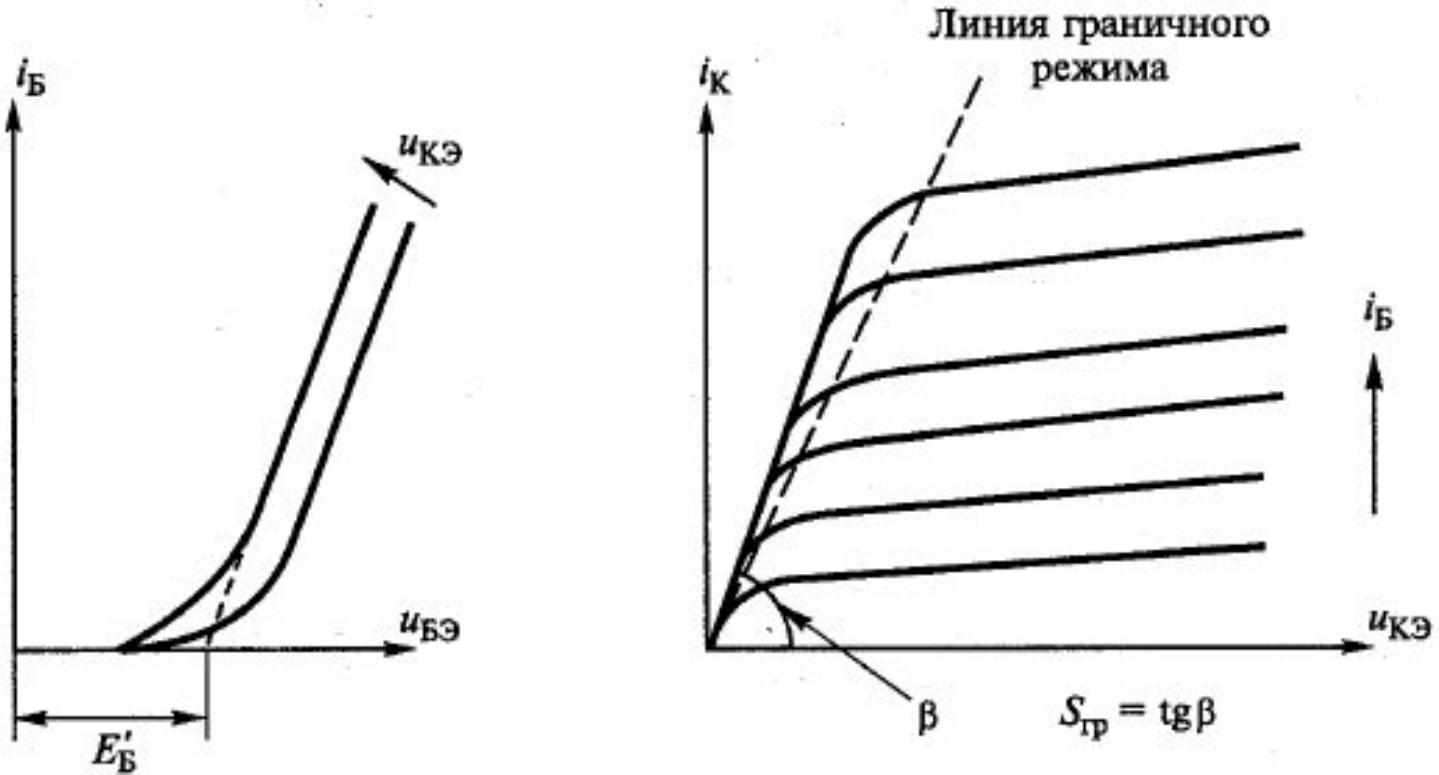
Соотношения между токами в БТ

- Управление током эмиттера i_{ε} осуществляется напряжением на эмиттерном переходе;
- Часть инжектированных в базу носителей рекомбинирует в базе, следовательно, до коллектора доходит несколько меньший ток

$$i_{\text{к}} = \alpha i_{\varepsilon}$$

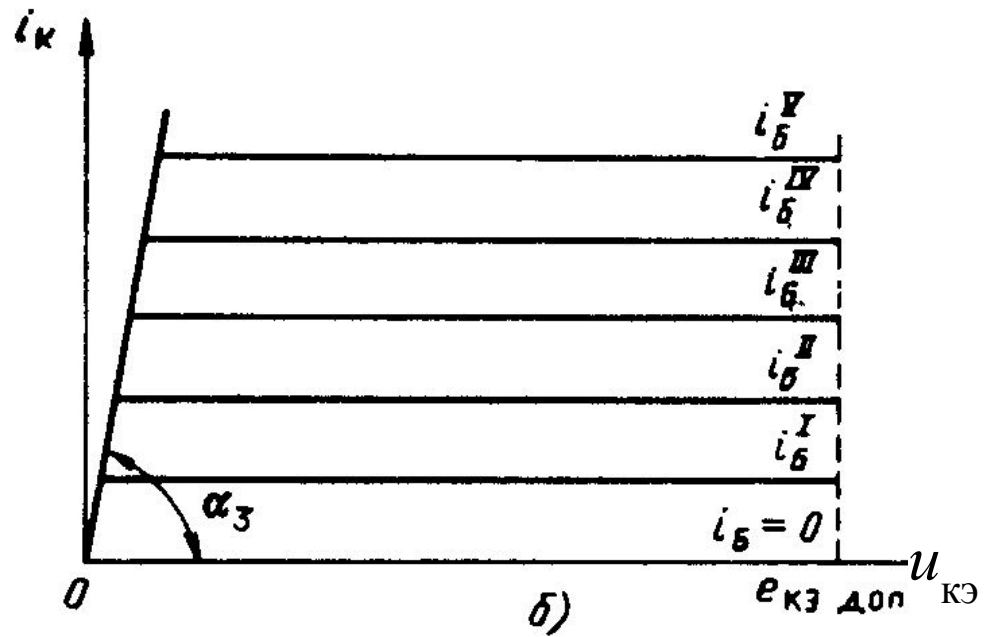
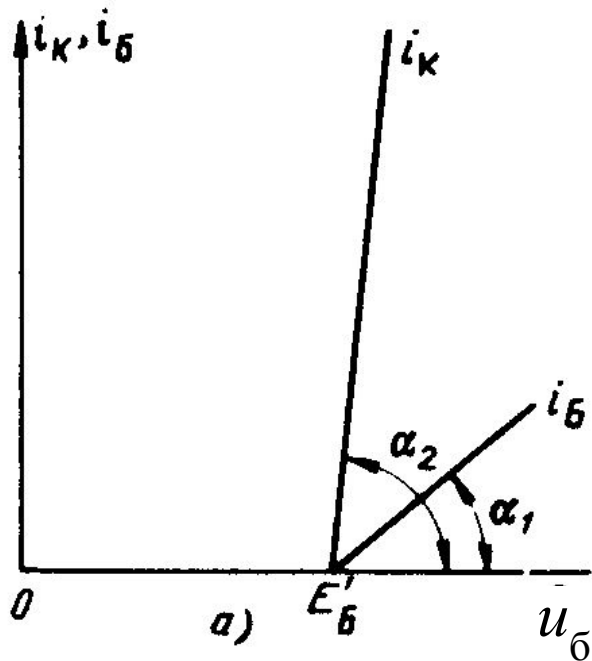
- α – коэффициент передачи тока эмиттера. Обычно $\alpha = 0,950 \dots 0,99$.
- $i_{\text{к}} = \alpha (i_{\text{к}} + i_{\text{б}}) \rightarrow i_{\text{к}} = i_{\text{б}} \alpha / (1 - \alpha) = \beta i_{\text{б}}$.
Обычно $\beta = 19 \dots 99$

Статические характеристики БТ (схема ОЭ)



- $E'_Б \approx 0,5 \dots 0,7$ В – напряжение отсечки

Аппроксимация статических характеристик

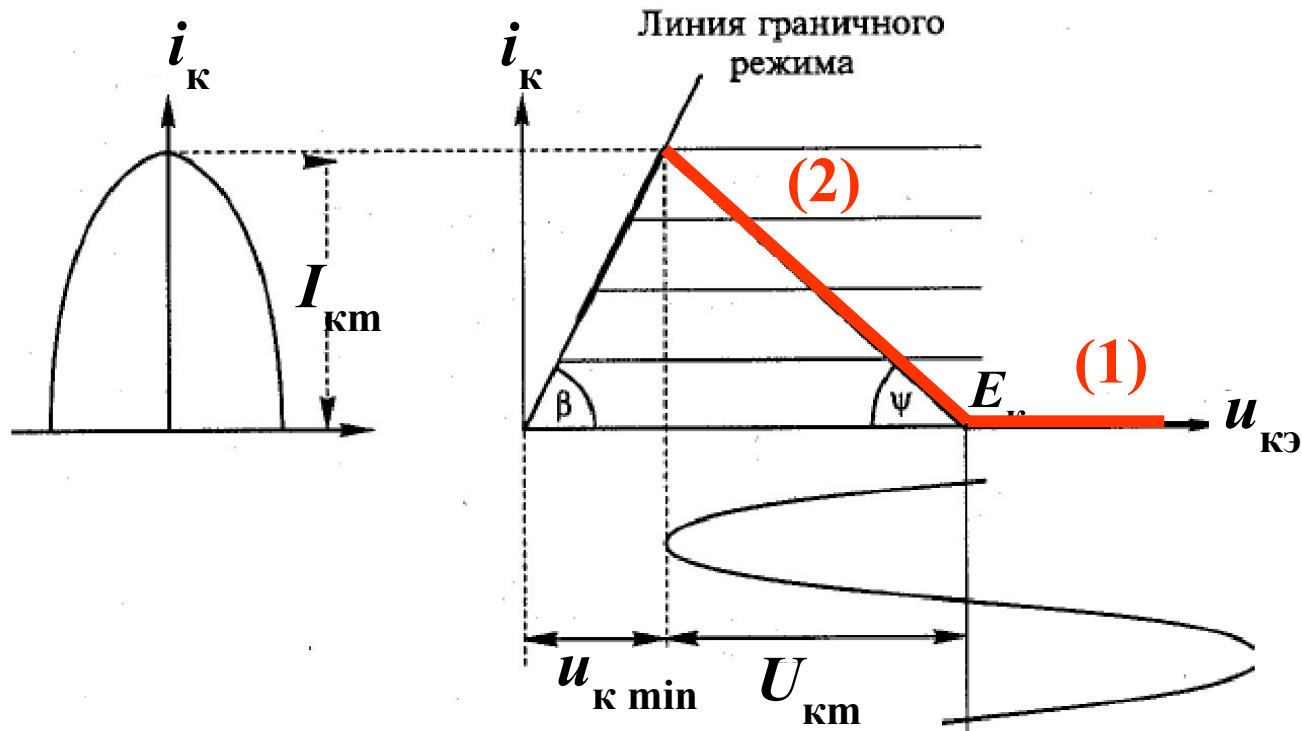


$$S_б = \operatorname{tg} \alpha_1 = 1 / (r_б + \beta_0 r_з) \quad S_{гр} = \operatorname{tg} \alpha_3 = 1 / r_{нас} =$$

$$S = \operatorname{tg} \alpha_2 = \beta_0 / (r_б + \beta_0 r_з) \quad = 1 / (r_к + r_з).$$

Режимы работы транзисторного ГВВ

- недонапряженный и граничный режимы:
динамическая характеристика располагается в двух областях - отсечки (1) и активной (2). Форма импульсов коллекторного тока – косинусоидальная;



Формы импульса коллекторного тока в перенапряженном режиме:

- при чисто активной нагрузке провал в импульсе располагается посередине;
- при добавлении к ней емкости - сдвигается влево;
- при добавлении к ней индуктивности - сдвигается вправо.



Определение угла отсечки в транзисторном ГВВ

В БТ характеристика коллекторного тока, по которой определяется θ , сдвинута вправо (в отличие от лампового триода).

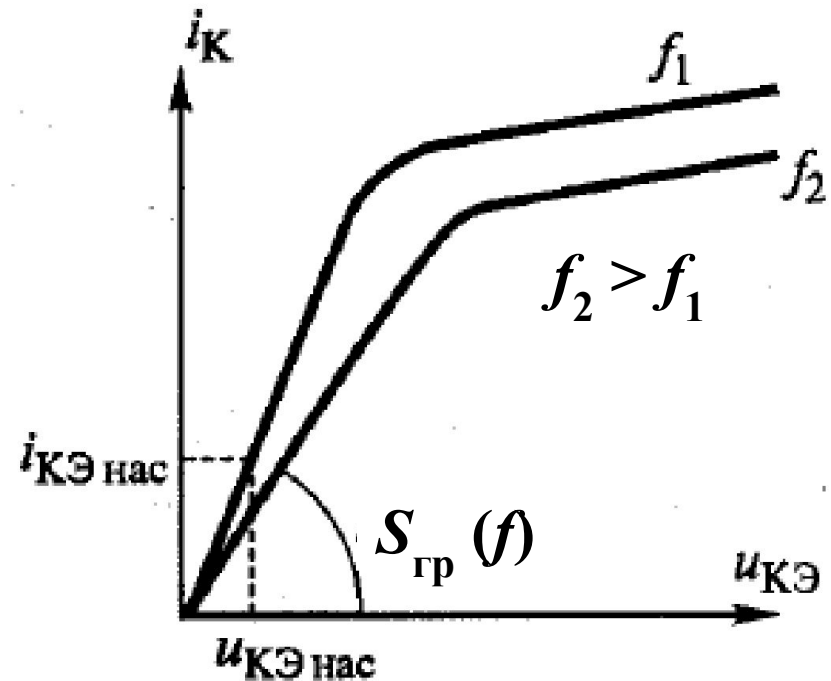
$$\cos \theta = \frac{E'_B - E_B}{U_{БЭт}}$$

Определение коэффициента использования напряжения питания в транзисторном ГВВ

$$\xi_{ГР} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}(f)}{\alpha_1 E_K^2}}$$

Для лампы было:

$$\xi_{гр} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{гр} \alpha_1 E_a^2}}$$



Расчет транзисторного ГВВ в граничном режиме

Техническое задание:

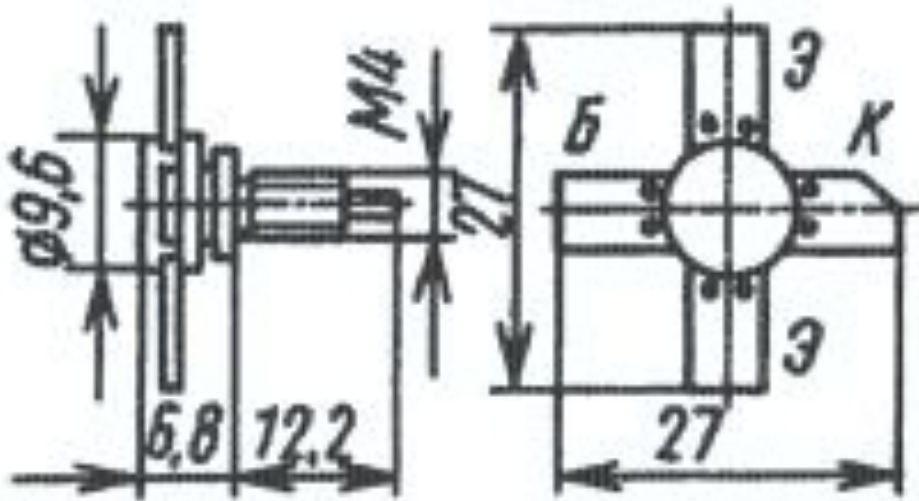
- $f = 300$ МГц
- $P_1 = 20$ Вт

Выбор типа БТ по показателям качества.

БТ типа КТ925В с параметрами:

- $f = 320$ МГц
- $P_1 = 20$ кВт

КТ925В



Кремниевые эпитаксиально-планарные структуры n-p-n.
Предназначены для применения в усилителях мощности,
умножителях частоты и автогенераторах на частотах 200...400 МГц
при напряжении питания 12,6 В.
Выпускаются в металлокерамическом корпусе с полосковыми
выводами и монтажным винтом.
Масса транзистора не более 4,5 г.

МОЩНЫЕ ВЧ И СВЧ КРЕМНИЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Тип	Выходные параметры					Максимально допустимые параметры				Тип корпуса
	f , МГц	$E_{\text{пит}}$, В	$P_{\text{вых}}$, Вт	K_P , дБ	КПД, %	$U_{\text{кэ}}$, В	$U_{\text{эб}}$, В	$I_{\text{к}}$, А	$P_{\text{к макс}}$, Вт	
КТ929А	175	8	2	10	60	30	4	0,8	6	КТ17-2
КТ920Б	175	12,6	5	6	60	36	4	1,0	10	КТ17-2
КТ958А	175	12,6	40	6	60	36	4	10	85	КТ32
КТ925В	320	12,6	20	5	60	36	4	3,3	25	КТ17-2
КТ960А	400	12,6	40	4	60	36	4	7,0	70	КТ32

- импульсное (пиковое) значение коллекторного тока 8,5 А;
- статический коэффициент передачи тока транзистора для схем с общим эмиттером $h_{21э} > 17$;
- емкость коллекторного перехода $C_{\text{к}} < 60$ пФ

Выбираем угол отсечки $\Theta=90^\circ$, при котором:

- $\alpha_0(\Theta)=0,318$; $\alpha_1(\Theta)=0,5$; $g_1(\Theta)=1,57$

По характеристикам прибора определяем:

- крутизну линии граничного режима
 $S_{гр} = 2 \text{ A/V}$, $r_{нас} = 0,5 \text{ Ом}$
- напряжение отсечки $E_6' = 0,7 \text{ В}$

Принимаем:

- $E_k = 15 \text{ В}$
- сопротивление базы $r_6 = 1 \text{ Ом}$
- стабилизирующее сопротивление в цепи эмиттера $r_{ст} = 0,5 \text{ Ом}$

Порядок расчета

1. Коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{ГР} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{НАС}}{\alpha_1(\theta) E_K^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 20 \cdot 0,5}{0,5 \cdot 15^2}} = 0,77$$

2. Амплитуда коллекторного ВЧ напряжения:

$$U_{Км} = \xi_{ГР} E_K = 0,77 \cdot 15 = 11,5 \text{ В}$$

3. Пиковое значение напряжения коллектор-эмиттер

$$U_{К.ПИК} = E_K + U_{Км} = 15 + 11,5 = 26 \text{ В} < U_{К.ДОП}$$

4. Амплитуда 1-й гармоники коллекторного тока

$$I_{K1} = 2P_1 / U_{Km} = 2 \cdot 20 / 11,5 = 3,48 \text{ А}$$

5. Амплитуда импульса коллекторного тока

$$I_{Km} = I_{K1} / \alpha_1(\theta) = 3,48 / 0,5 = 6,96 \text{ А} < I_{K0 \text{ доп}}$$

6. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{K0} = \alpha_0(\theta) I_{Km} = 0,318 \cdot 6,96 = 2,21 \text{ А} < I_{K0 \text{ доп}}$$

7. Мощность, потребляемая по коллекторной цепи

$$P_0 = I_{K0} E_K = 2,21 \cdot 15 = 33,2 \text{ Вт}$$

8. Мощность, рассеиваемая коллектором

$$P_K = P_0 - P_1 = 33,2 - 20 = 13,2 \text{ Вт} < P_{K \text{ доп}}$$

9. Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 \xi_{ГР} g_1(\theta) = 0,5 \cdot 0,77 \cdot 1,57 = 60\%$$

10. Амплитуда импульса коллекторного тока

$$R_1 = U_{Км} / I_{К1} = 11,5 / 3,48 = 3,3 \text{ Ом.}$$

Расчет входной (базовой) цепи

1. Коэффициент усиления транзистора по мощности

$$K_P = \frac{R_1}{r_B + r_{Cm}} \left(\frac{f_{ГР}}{f} \right)^2 = \frac{3,3}{1 + 0,5} \left(\frac{450}{300} \right)^2 = 4,95$$

2. Требуемая мощность возбуждения

$$P_{ВХ1} = P_1 / K_P = 20 / 4,95 = 4 \text{ Вт.}$$

3. 1-я гармоника тока базы

$$I_{B1} = I_{K1} / |\beta| = 3,48 / 1,5 = 2,32 \text{ А}$$

4. Амплитуда входного ВЧ напряжения база-эмиттер

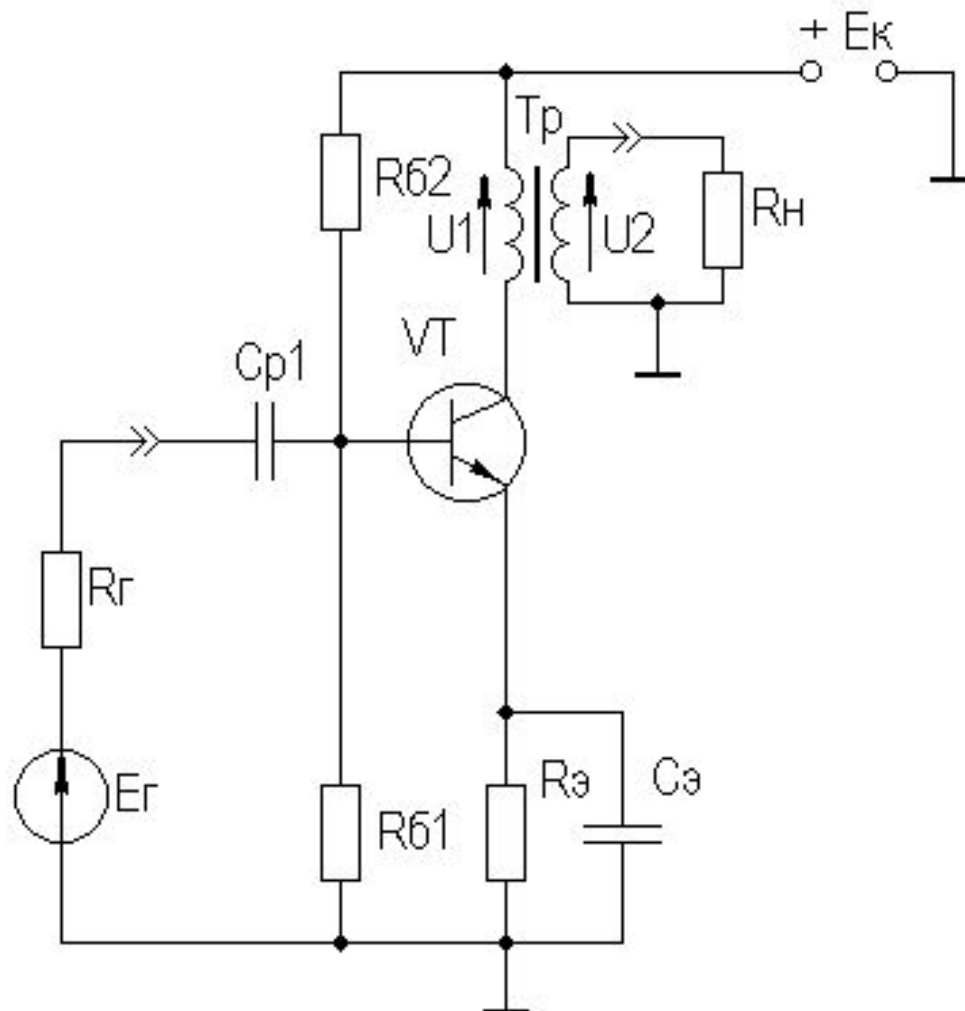
$$U_{BЭт} = 2P_{ВХ1} / I_{B1} = 2 \cdot 4 / 2,32 = 3,5 \text{ В}$$

5. Напряжение смещения на базе $E_6' = 0,7 \text{ В}$

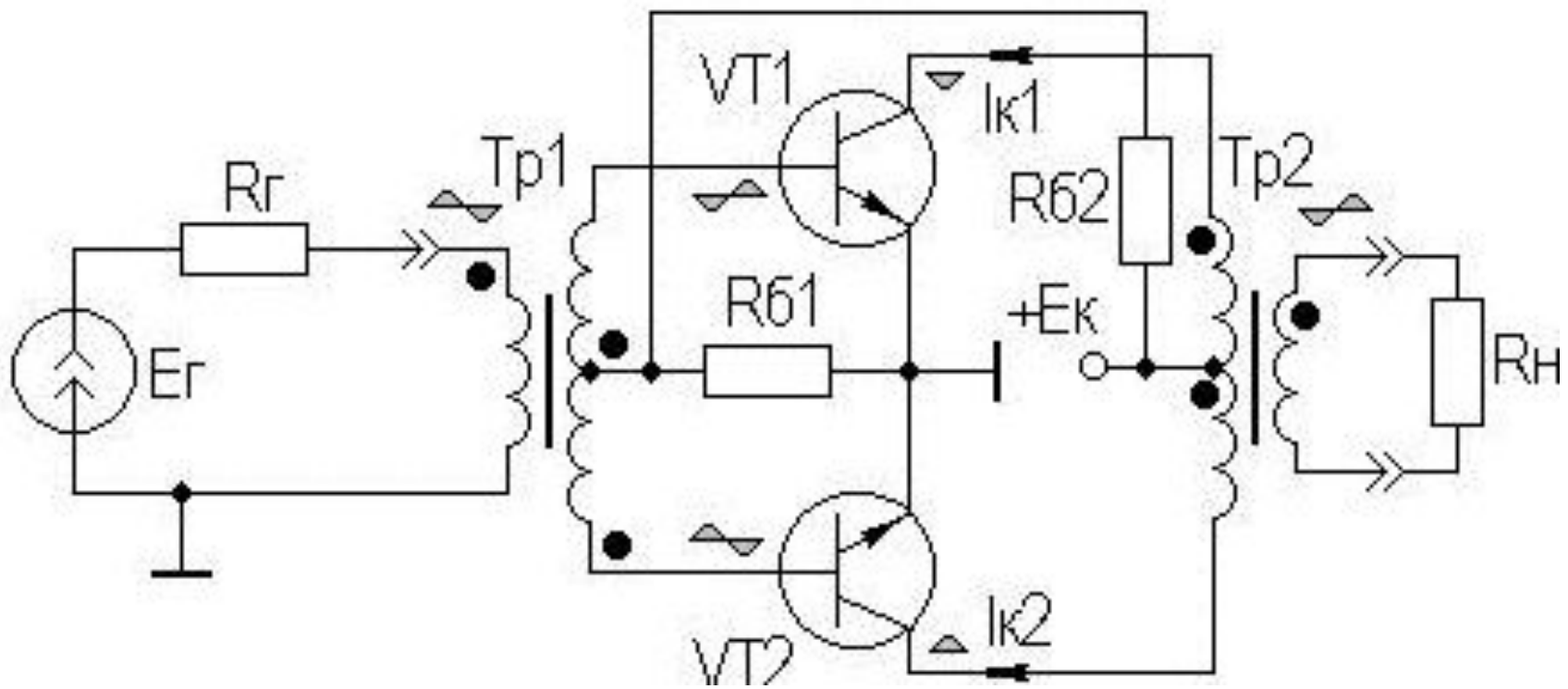
6. Входное сопротивление по 1-й гармонике сигнала

$$R_{ВХ1} = U_{BЭт} / I_{B1} = 3,5 / 2,32 = 1,5 \text{ Ом}$$

Примеры схем усилителей

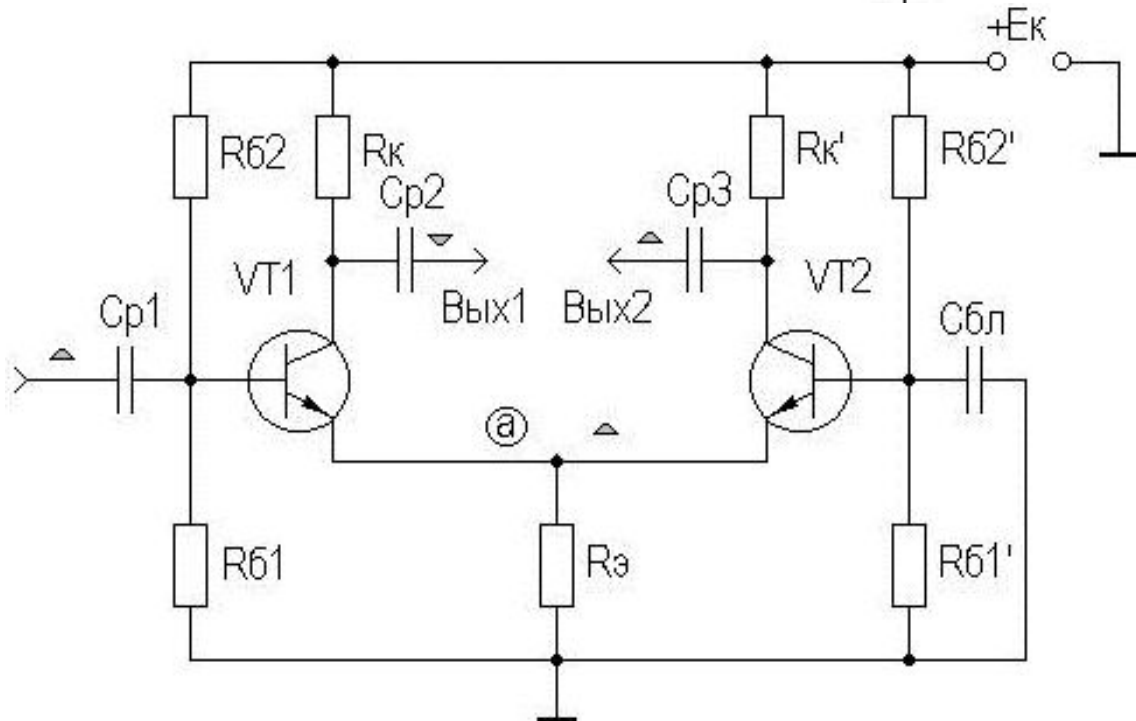
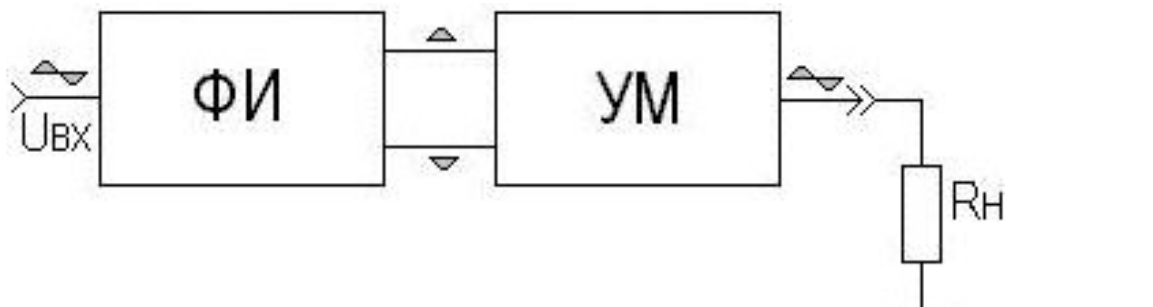


Однотактный трансформаторный УМ



. Двухтактный трансформаторный УМ

Построение двухтактных бестрансформаторных УМ с использованием фазоинверсного каскада



ФИ каскад на основе дифференциального каскада

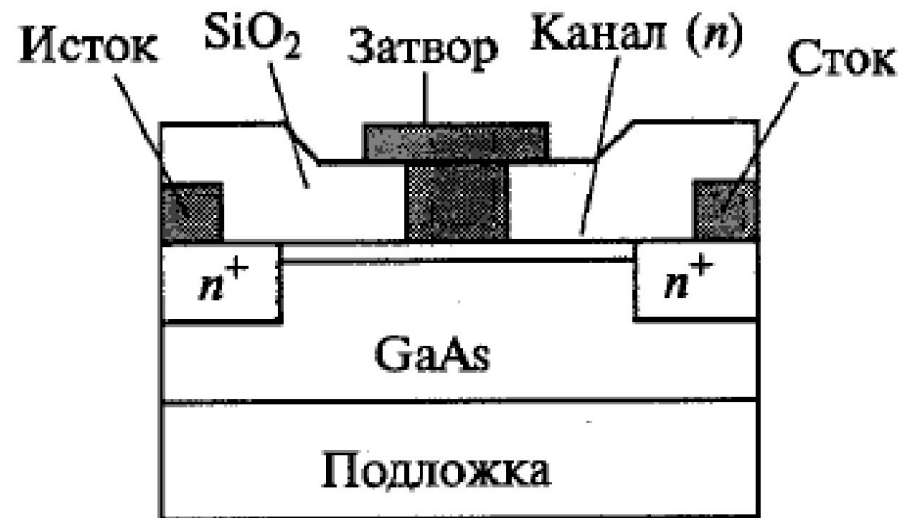
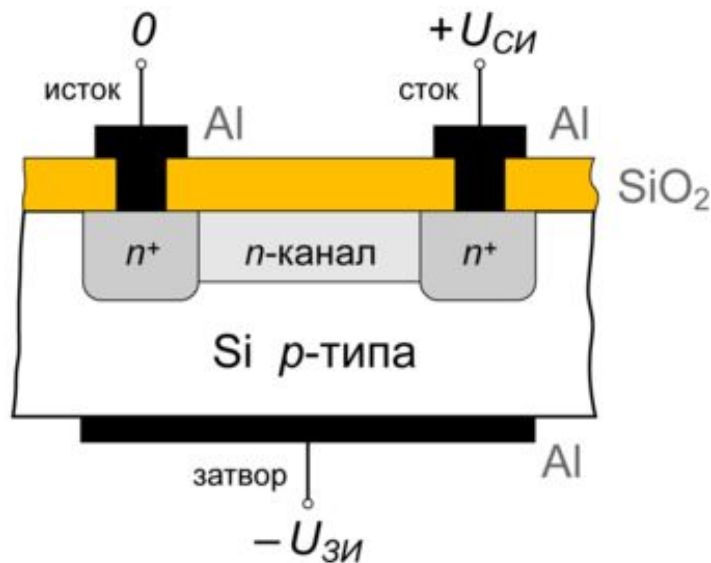
ГВВ на полевом транзисторе

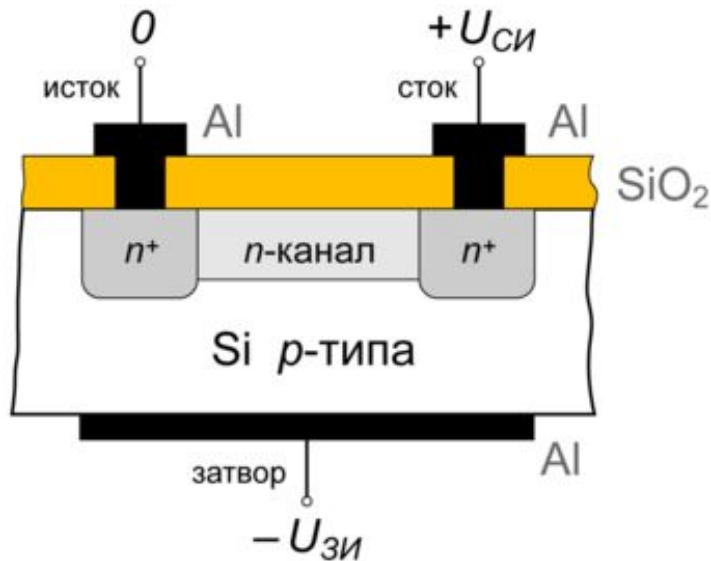
- Полевой транзистор относится к разряду униполярных полупроводниковых приборов, в которых осуществляется перенос только основных носителей заряда.
- Материал для СВЧ полевых транзисторов – арсенид галлия (GaAs), позволяющий снизить активные потери в приборе и поднять максимальную частоту усиления до 6...8 ГГц.

По физической структуре и механизму работы ПТ условно делят на 2 группы:

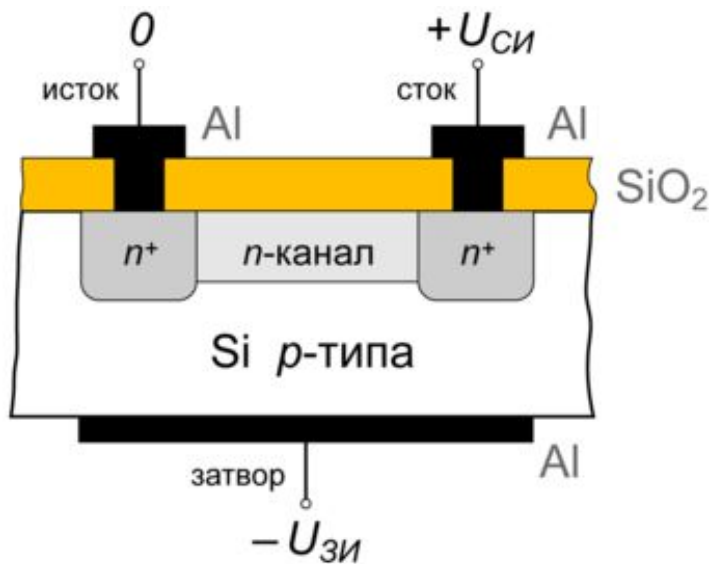
- транзисторы с управляющим p - n переходом или переходом металл — полупроводник (барьер Шоттки),
- транзисторы с управлением посредством изолированного электрода (затвора), т. н. транзисторы МДП (металл — диэлектрик — полупроводник).

Транзистор с управляющим p - n переходом

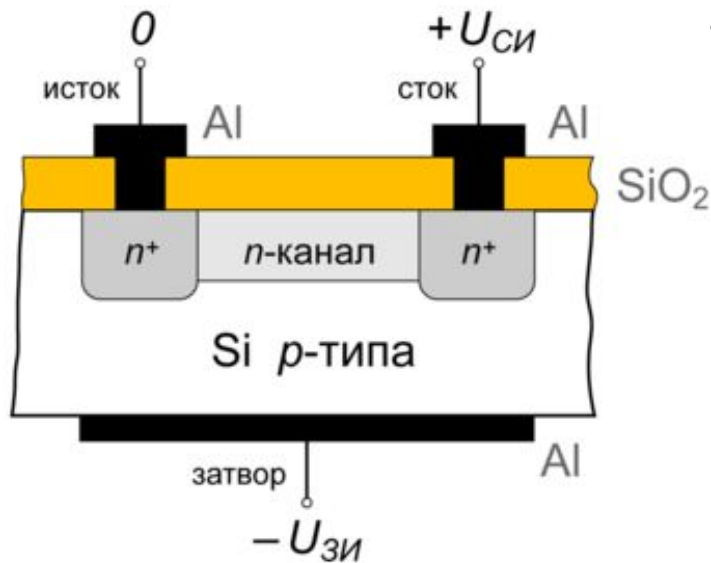




- Полевой транзистор с управляющим $p-n$ переходом — это полевой транзистор, затвор которого изолирован от канала $p-n$ переходом, смещённым в обратном направлении.
- Такой транзистор имеет два невыпрямляющих контакта к области, по которой проходит управляемый ток основных носителей заряда, и один управляющий электронно-дырочный переход, смещённый в обратном направлении.
- При изменении обратного напряжения на $p-n$ переходе изменяется его толщина и, следовательно, толщина области, по которой проходит управляемый ток основных носителей заряда.



- Область, толщина и поперечное сечение которой управляется внешним напряжением на управляющем р-n переходе и по которой проходит управляемый ток основных носителей, называют **каналом**.
- Электрод, из которого в канал входят основные носители заряда, называют **исток**ом.
- Электрод, через который из канала уходят основные носители заряда, называют **сток**ом.
- Электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала, называют **затвор**ом.



- Управление током стока происходит при изменении обратного напряжения на p - n -переходе затвора.
- В связи с малостью обратных токов мощность, необходимая для управления током стока и потребляемая от источника сигнала в цепи затвора, оказывается ничтожно малой. Поэтому ПТ может обеспечить усиление как по мощности, так и по току и напряжению.
- ПТ с барьером Шоттки имеют значительно большие входные сопротивления (по сравнению с БТ), порядка 10^7 - 10^9 Ом, что связано с обратным смещением p - n -перехода затвора

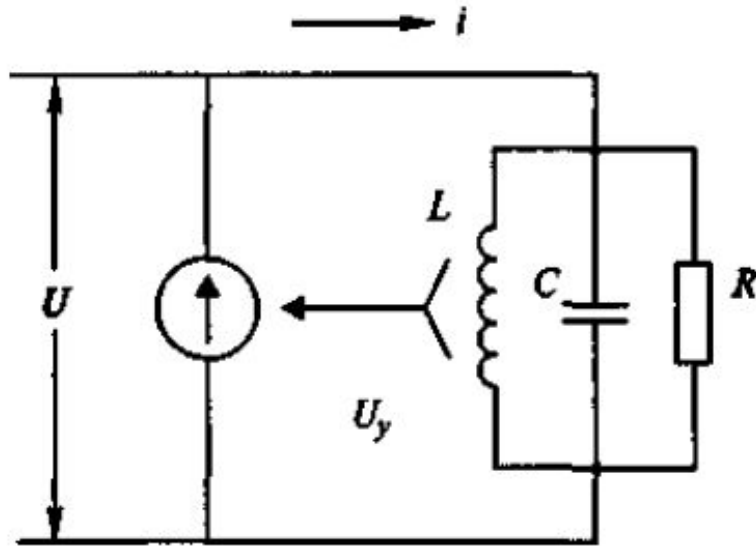
Сравнительный анализ ламповых и транзисторных ГВВ

Показатели качества	Тр-р	ЭЛ
Срок службы, час	$A \cdot 10^5$	$A \cdot 10^3$
$U_{\text{пит}}$, В	≤ 30	до 10 кВ
$t_{\text{вкл}}$, с	≈ 0	$A \cdot 10$
Механическая прочность	↑	↓
Масса, габариты	↓	↑
Возможность использ. интегральной технологии	Да	Нет
$P_{1 \text{ max}}$, Вт	$A \cdot 10$	$A \cdot 10^4$
$T_{\text{корп}}$, °С	60-70	200-300
Радиационная стойкость, стойкость к нарушениям эксплуатационного режима	↓	↑
R_1 , Ом	$A \cdot 10$ → Δf ↑	$A \cdot 10^4$

Автогенераторы

- Назначение АГ – первичный источник колебаний несущей частоты
- Место в структурной схеме РПДУ – первый каскад
- Показатели качества:
 - частота или диапазон частот;
 - стабильность частоты;
 - выходная мощность
- Основные типы:
 - на базе электронного прибора с положительной обратной связью;
 - с применением генераторного диода (туннельного, лавинно-пролетного или диода Ганна)

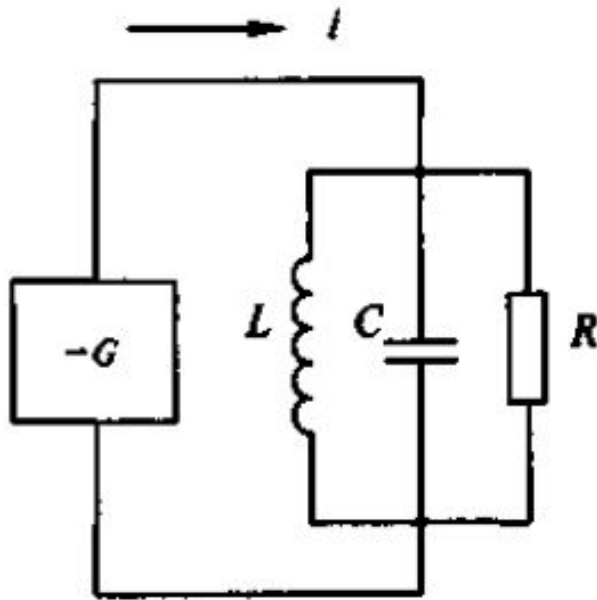
Два типа АГ



Электронный прибор, представлен в виде нелинейного генератора тока $i(U_y)$, где U_y - управляющее напряжение.

Цепь обратной связи позволяет вернуть часть мощности сигнала из колебательной системы на вход АГ. После усиления колебания возвращаются в колебательную систему, компенсируя потери. При этом необходимо соблюдение условия синхронизма, состоящее в равенстве фаз колебаний, отобранных из колебательной системы и вновь туда поступивших.

Два типа АГ

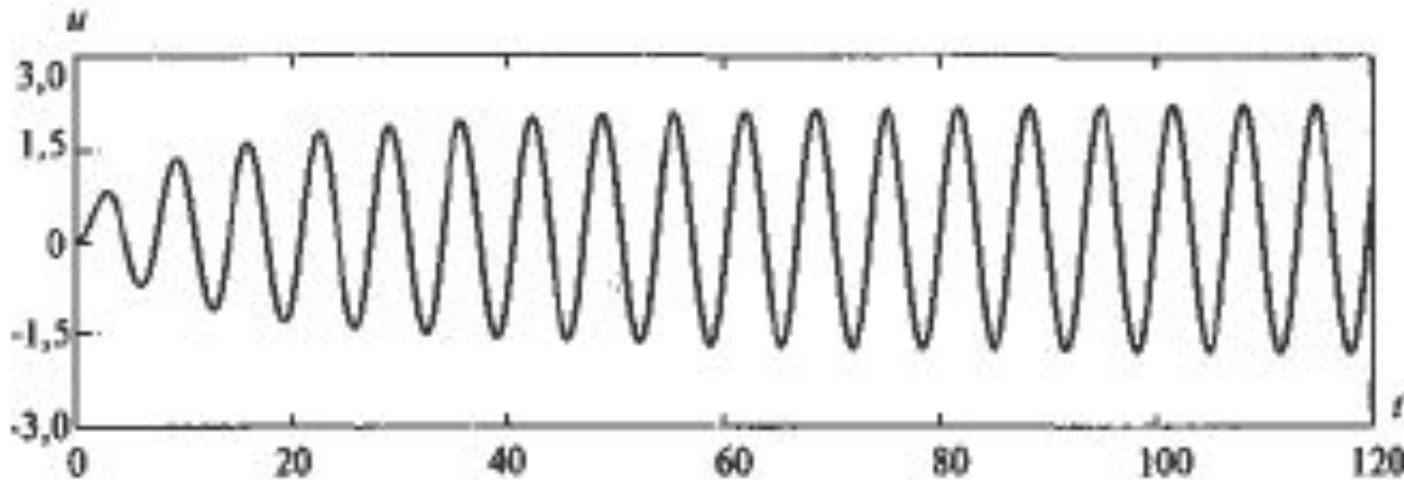


Специальный генераторный диод имеет в эквивалентной схеме отрицательную активную проводимость, которая проявляется:

- в наличии падающего участка ВАХ;
- запаздывании сигнала в приборе.

Генераторный диод при подключении к колебательной системе компенсирует в ней потери, благодаря чему поддерживается режим автоколебаний.

АГ на базе электронного прибора с положительной обратной связью



Переходный процесс ► Установившийся режим

Рассматривается первая гармоника I_1 импульсов коллекторного тока $i(t)$ с амплитудой I_m

$$I_1 = \alpha_1 I_m$$

Введем параметр - крутизна характеристики ЭП по 1-й

гармонике сигнала: $S_y = I_1 / U_y = \alpha_1 I_m / U_y$.

- запишем систему уравнений для комплексных амплитуд 1-й гармоники сигнала:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \dot{S}_y U_y \\ U_m = I_1 \dot{Z}_{\text{ЭКВ}} \\ U_y = \dot{K} U_m \end{array} \right.$$

где U_m - амплитуда гармонического напряжения на контуре (колебательная система фильтрует все гармоники, кроме 1-й);

$\dot{Z}_{\text{ЭКВ}}$ - эквивалентное сопротивление контура на частоте 1-й гармоники сигнала;

\dot{K} - комплексный коэффициент обратной связи.

- решение системы - основное уравнение АГ в комплексной форме по 1-й гармонике сигнала

$$\dot{S}_y \dot{Z}_{\text{ЭКВ}} \dot{K} = 1$$

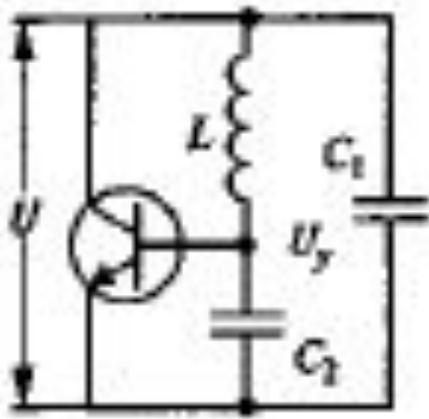
Этот результат можно представить в виде:

- баланса амплитуд: $S_Y Z_{\text{экв}} K$ («сколько добавить»)
- баланса фаз: $\varphi_S + \varphi_Z + \varphi_K = 2\pi n$ («когда добавить»)

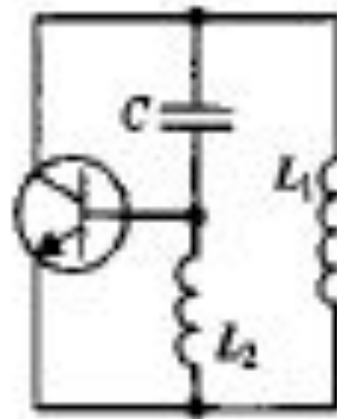
Количество дополнительной энергии можно регулировать за счет модуля коэффициента обратной связи K , а фазирование - за счет его фазы.

Поскольку электронный прибор поворачивает фазу сигнала на величину, близкую к π , то на такую же величину должен происходить поворот фазы сигнала и за счет цепи обратной связи.

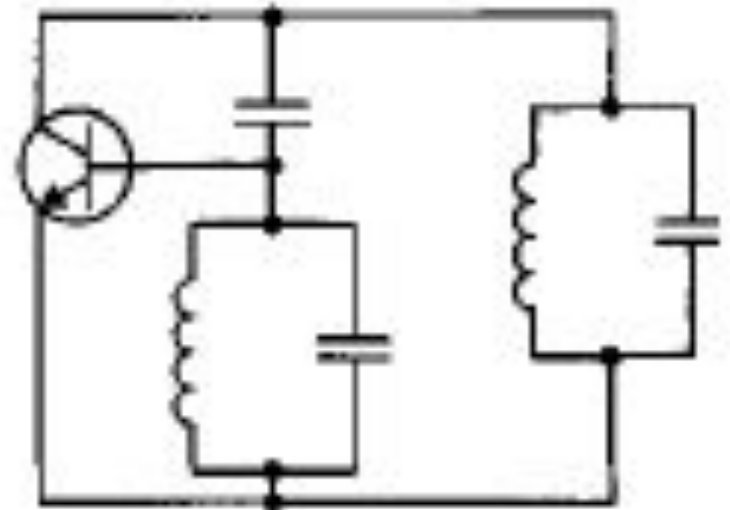
Условию баланса фаз удовлетворяет «трехточечная схема» АГ



Емкостная
 $K=C1/C2$

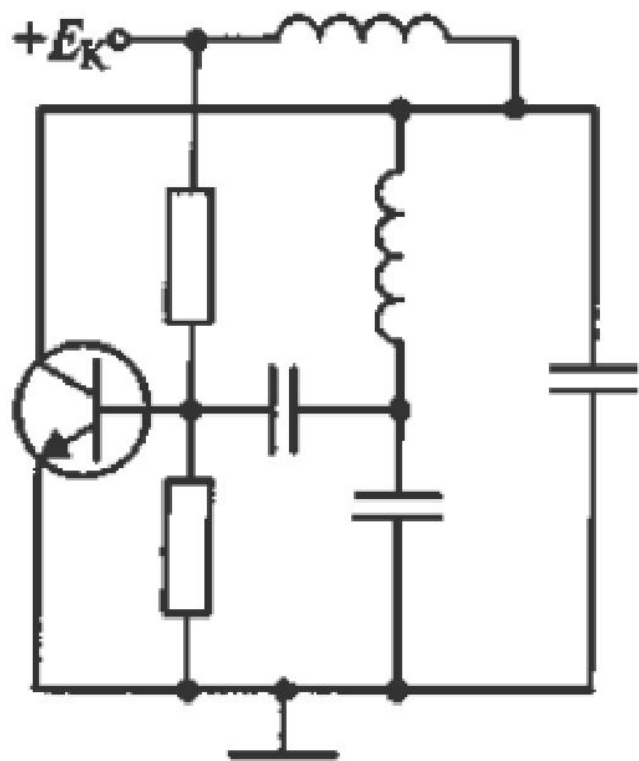


Индуктивная
 $K=L2/L1$

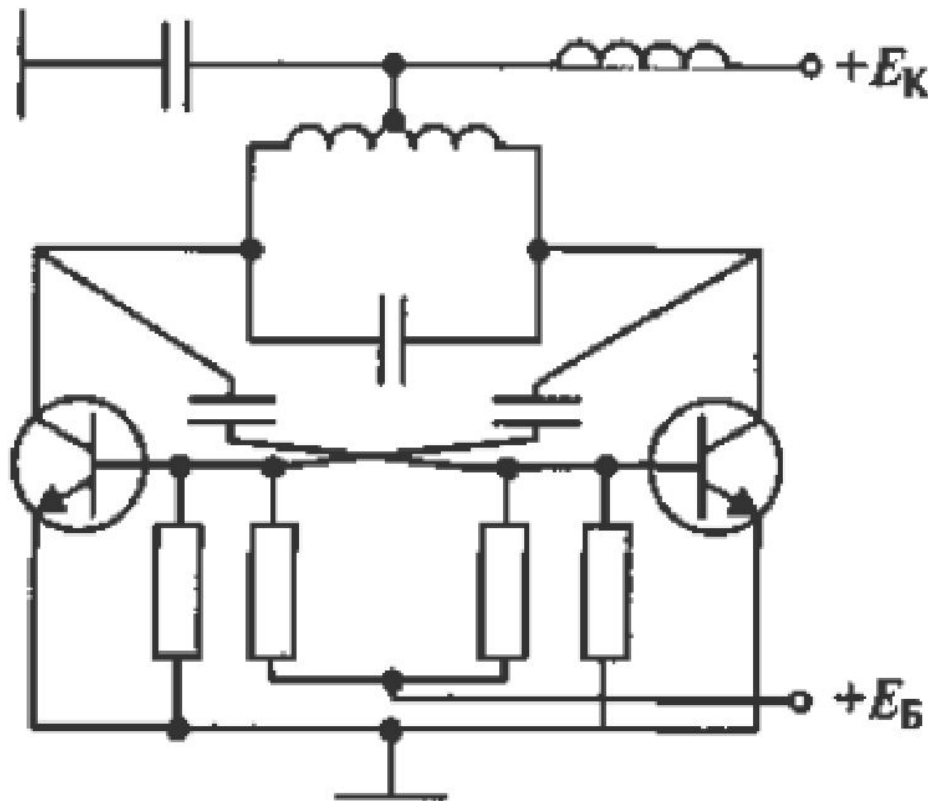


Двухконтурная

Электрические схемы транзисторного АГ



Однотактный



Двухтактный

СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ АГ

Показатели качества, характеризующие частотные свойства АГ:

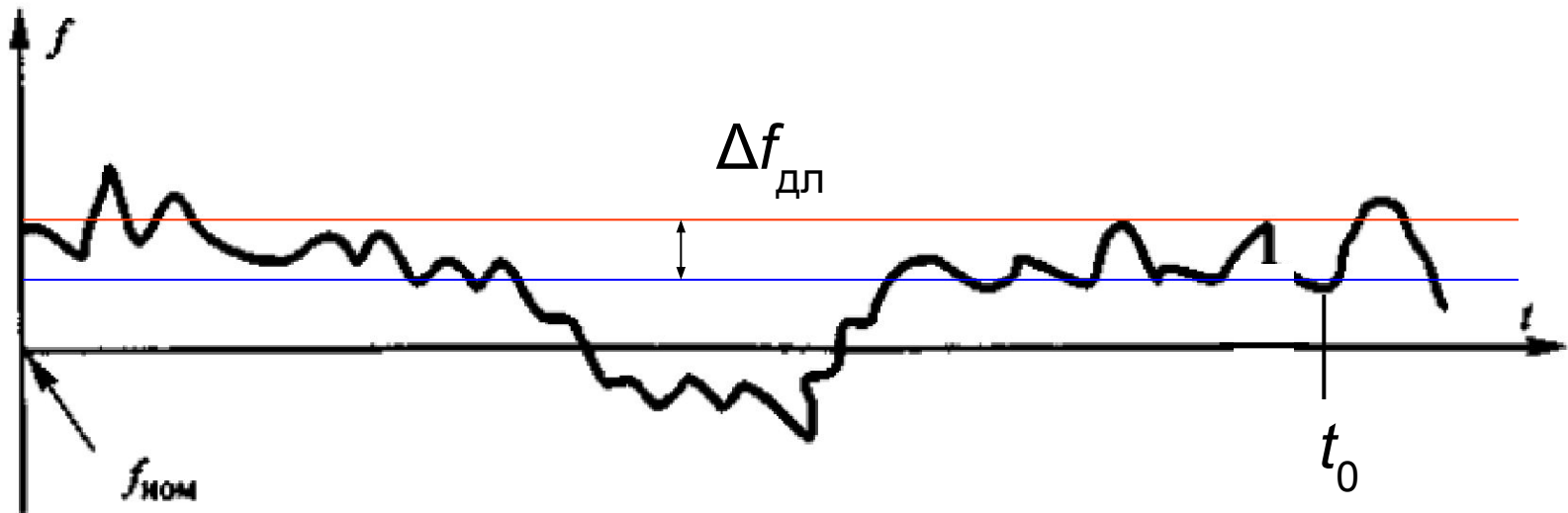
- диапазон частот $f_{\min} \dots f_{\max}$, в пределах которого возможна перестройка частоты;
- требуемое, номинальное значение частоты генерируемого сигнала $f_{\text{НОМ}}$;
- нестабильность частоты за определенный интервал времени (долговременная);
- кратковременная нестабильность частоты и фазы сигнала;
- уровень нежелательных составляющих спектра сигнала.

Факторы нестабильности частоты

$$f(t) = f_{\text{НОМ}} + \Delta f_1(t) + \Delta f_2(t) + \Delta f_{\text{ш}}(t)$$

- $\Delta f_1(t)$ - функция, описывающая медленные изменения частоты - определяет долговременную нестабильность;
- $\Delta f_2(t)$ - функция, описывающая периодические изменения частоты - определяет кратковременную нестабильность;
- $\Delta f_{\text{ш}}(t)$ - функция, описывающая случайные изменения частоты сигнала - определяет кратковременную нестабильность.

Долговременная нестабильность частоты



Долговременная нестабильность частоты определяется за период времени $0 \dots t_0$

$$\Delta f_{\text{дл}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |f_k - f_{\text{ном}}| \quad \Delta f_{\text{дл}} = |f_{\text{max}} - f_{\text{ном}}|$$

Норма на долговременную нестабильность частоты составляет для современных РТС $10^{-6} \dots 10^{-9}$

Кратковременная нестабильность частоты

«Периодическая» составляющая кратковременной нестабильности частоты определяется как амплитуда функции времени $\Delta f_2(t) = \Delta f_m \cos \Omega t$

«Шумовая» составляющая кратковременной нестабильности частоты определяется как среднеквадратическое значение флуктуаций частоты.

Дестабилизирующие факторы

Факторы, влияющие на стабильность частоты АГ, называются *дестабилизирующими*:

- Внутренние факторы:
 - неточность первоначальной установки частоты,
 - изменение питающего напряжения,
 - влияние нагрузки,
 - прогрев элементов под действием выделяемого тепла в схеме,
 - деградация элементов, ведущая к изменению их параметров со временем.
- Внешние факторы:
 - изменение параметров окружающей среды - температуры, влажности, давления;
 - механические воздействия, например вибрация.

Рекомендации по обеспечению стабильности частоты АГ

- мощность АГ не должна превышать нескольких десятков милливатт;
- связь с нагрузкой должна быть ослаблена;
- питающие напряжения должны быть стабилизированы не хуже 1 - 2%;
- влияние влажности и давления должно быть устранено герметизацией АГ;
- влияние температуры должно быть уменьшено термостатированием АГ;
- добротность колебательной системы должна быть максимально высокой.

Влияние температуры на стабильность частоты

Рассмотрим, как меняется резонансная частота параллельного колебательного контура, определяющего частоту автоколебаний при малом изменении индуктивности L и $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$

Используем разложение в ряд Тейлора:

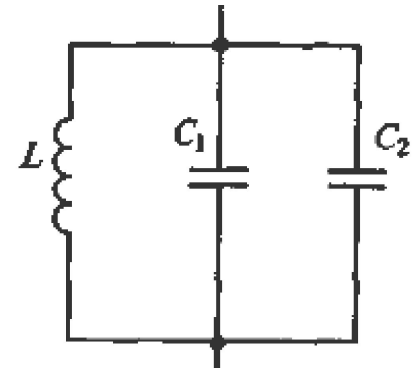
$$\Delta f = \Delta C \frac{\partial f}{\partial C} + \Delta L \frac{\partial f}{\partial L} = \Delta C \left(-\frac{f_0}{2C} \right) + \Delta L \left(-\frac{f_0}{2L} \right)$$

Введем величину изменения температуры Δt :

$$\frac{\Delta f}{f_0 \Delta t} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C \Delta t} + \frac{\Delta L}{L \Delta t} \right) \quad \text{ТКЧ} = -\frac{1}{2} (\text{ТКЕ} + \text{ТКИ})$$

$$\text{ТКЕ} = \Delta C / C \Delta t. \quad \text{ТКИ} = \Delta L / L \Delta t$$

Пути уменьшения влияния температуры:



- уменьшение Δt . АГ помещают в камеру специального термостата, в которой поддерживается постоянная температура с точностью до $0,5 \dots 1^\circ\text{C}$,
- снижение ТКЧ. Применяется «термокомпенсация», состоящая в подборе элементов с разными значениями температурных коэффициентов;
- выбрав конденсаторы с разными знаками их ТКЕ и установив определенное соотношение между $C1$ и $C2$, можно на порядок понизить ТКЧ.

Влияние добротности колебательной системы на стабильность частоты

Согласно уравнению баланса фаз в АГ

$$\varphi_S + \varphi_Z + \varphi_K = 2\pi$$

Под действием какого-либо дестабилизирующего фактора фаза коэффициента обратной связи изменилась на $\Delta\varphi_K$.

Благодаря свойству АГ поддерживать автоматически баланс фаз, на такую же величину, но с обратным знаком, изменится и фаза колебательной системы, а уравнение баланса фаз примет вид:

$$\varphi_S + \varphi_Z + \varphi_K + \Delta\varphi_K - \Delta\varphi_Z = 2\pi$$

Определим влияние изменения фазы на частоту автоколебаний.

В параллельном контуре зависимость фазы от частоты имеет вид

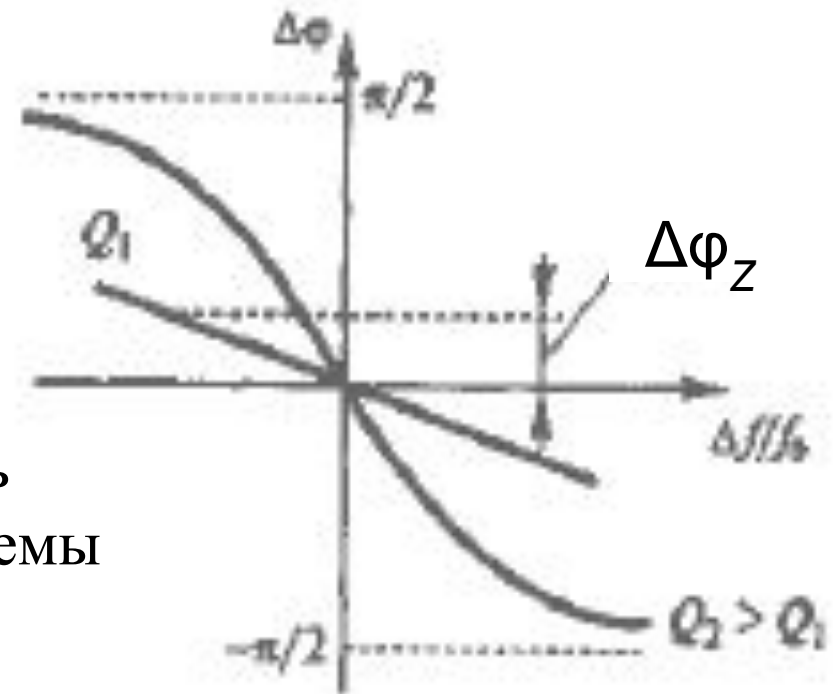
$$\Delta\varphi_Z = -\arctg(2\Delta f Q / f_0)$$

При малых $\Delta\varphi_Z$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta\varphi_Z}{2Q}$$

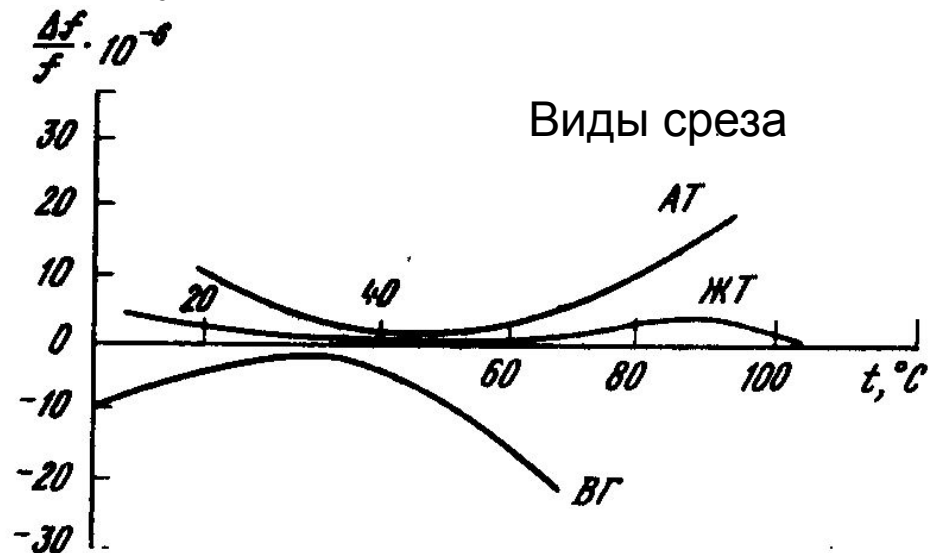
Для повышения стабильности частоты необходимо увеличивать добротность колебательной системы

► **КВАРЦЕВЫЙ РЕЗОНАТОР**



Кварцевый автогенератор

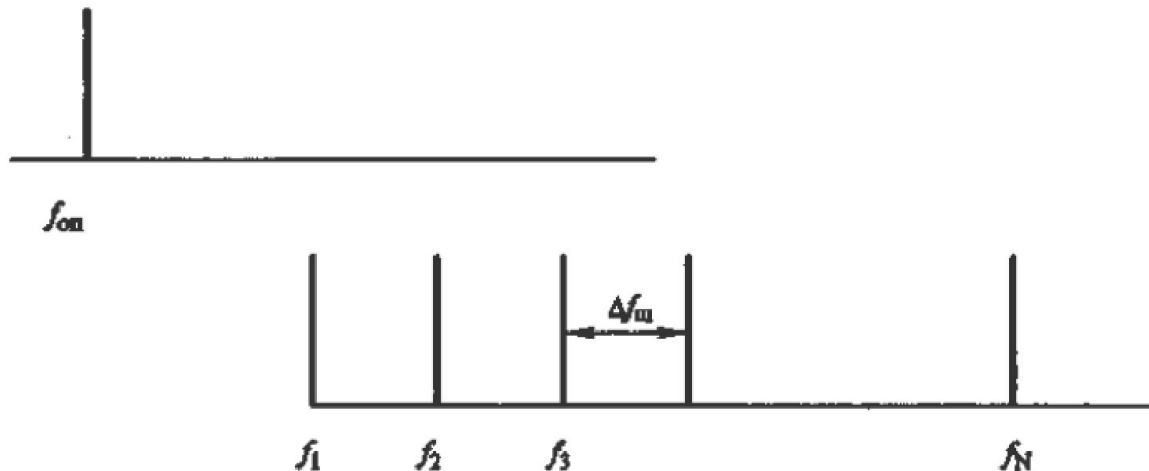
- Кварц – кристаллическая двуокись кремния, обладает прямым и обратным пьезоэлектрическим эффектом. Помещенный в электрическое поле высокой частоты кварц испытывает периодические механические деформации (явление обратного пьезоэффекта), что, в свою очередь, вызывает появление электрических зарядов на его гранях (явление прямого пьезоэффекта).
- Кварцевый резонатор обладает добротностью порядка 10^4 - 10^6 и ТКЧ $\rightarrow 0$ в узком диапазоне температур (реализуется в термостате).



- Свойство «старения» - изменен.....
- Максимальная частота кварцевых резонаторов достигает 150 МГц. Широкое применение находят кварцы, возбуждаемые на 3–7-й механической гармонике с частотой до 60...70 МГц.

Синтезатор частот

- Синтез частот - формирование **дискретного множества** частот из одной или нескольких опорных частот $f_{оп}$.
- В качестве опорной частоты выбирается высокостабильная частота автогенератора, обычно кварцевого.



Синтезатор частот - устройство, реализующее процесс синтеза частот.

Основными параметрами синтезатора являются:

- диапазон частот выходного сигнала (в зависимости от назначения аппаратуры),
- число N (до десятков тысяч) и шаг сетки частот $\Delta f_{\text{ш}}$, (от десятков герц до десятков и сотен килогерц),
- долговременная (10^{-6} , а в специальных случаях – $10^{-8} \dots 10^{-9}$) и кратковременная нестабильность частоты,
- уровень побочных составляющих в выходном сигнале,
- время перехода с одной частоты на другую.

Первые синтезаторы частот состояли из большого числа кварцевых АГ, с помощью которых путем суммирования и умножения частот колебаний с их дальнейшей фильтрацией удавалось создать определенную сетку частот.

В настоящее время один из основных способов построения синтезатора основывается на применении схемы импульсно-фазовой автоподстройки частоты и элементов вычислительной техники.

Принципы работы устройств автоматической подстройки частоты (АПЧ)

АПЧ служат для стабилизации и управления частотой АГ по эталонному колебанию.

Используются:

- в синтезаторах частоты, с помощью которых создается дискретное множество частот при одном эталонном колебании;
- для стабилизации частоты мощных АГ по слабому сигналу эталонного АГ, что позволяет существенно сократить число ВЧ или СВЧ усилительных каскадов;
- в радиоприемных устройствах.

Структурная схема устройства АПЧ

В устройстве сравниваются колебания эталонного и стабилизируемого АГ, в результате чего вырабатывается сигнал ошибки.

После фильтрации этот сигнал управляет стабилизируемым АГ, частота которого «следит» за частотой эталонного АГ.

В устройство АПЧ входят также преобразователи частоты формируемого колебания и устройство поиска, осуществляющее ввод всего устройства в режим автоматического регулирования.



Классификация устройств АПЧ

В зависимости от способа получения сигнала ошибки:

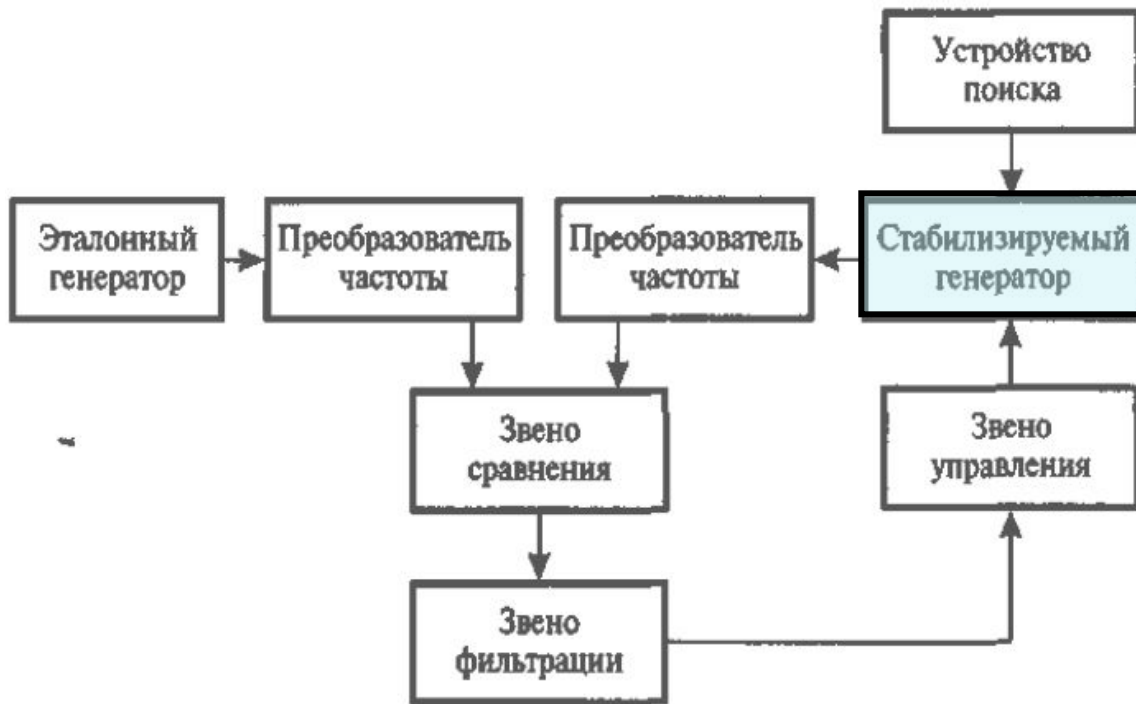
- устройства частотной автоподстройки частоты (ЧАП),
- фазовой автоподстройки частоты (ФАП),
- комбинированные (ЧАП - ФАП).

В устройствах ЧАП сигнал ошибки вырабатывается путем сравнения частот колебаний эталонного и стабилизируемого АГ, в устройствах ФАП - путем сравнения фаз.

По виду сигнала в цепи управления устройства АПЧ:

- непрерывные при аналоговом сигнале,
- дискретные, которые в зависимости от метода квантования сигнала подразделяют на релейные (при квантовании по уровню), импульсные (при квантовании по времени) и цифровые (при квантовании по уровню и времени).

Основные звенья устройств АПЧ



Эталонный генератор - высокостабильный кварцевый АГ,

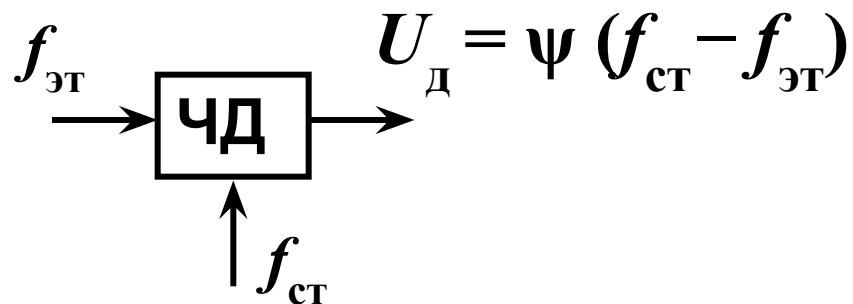
Звено фильтрации - фильтр нижних частот,

Преобразователи частоты - выполняют деление частоты
(умножение или смещение частоты),

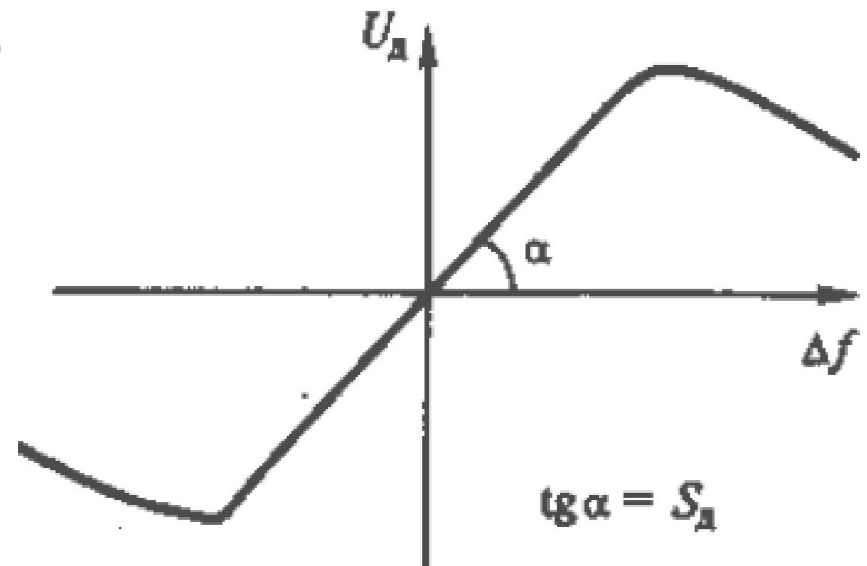
Звено сравнения - частотный дискриминатор (ЧАП) или фазовый дискриминатор (ФАП)

Частотный дискриминатор

Напряжение $U_{\text{д}}$ на выходе зависит от разности частот входных колебаний - стабилизируемого ($f_{\text{ст}}$) и эталонного ($f_{\text{эт}}$):

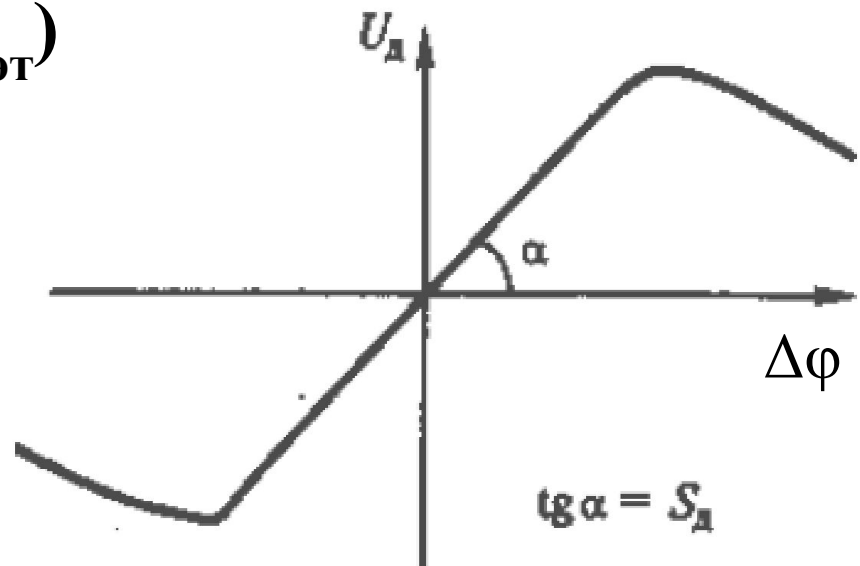
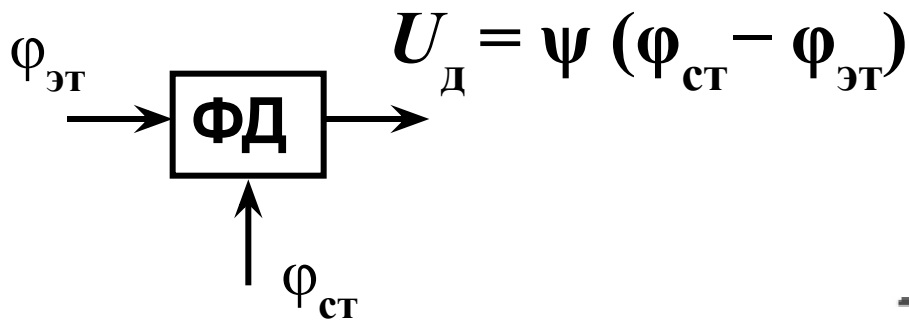


Начальный участок -
линейным с крутизной $S_{\text{д}}$



Фазовый дискриминатор

Напряжение $U_{\text{д}}$ на выходе зависит от разности фаз входных колебаний - стабилизируемого ($\varphi_{\text{ст}}$) и эталонного ($\varphi_{\text{эт}}$):

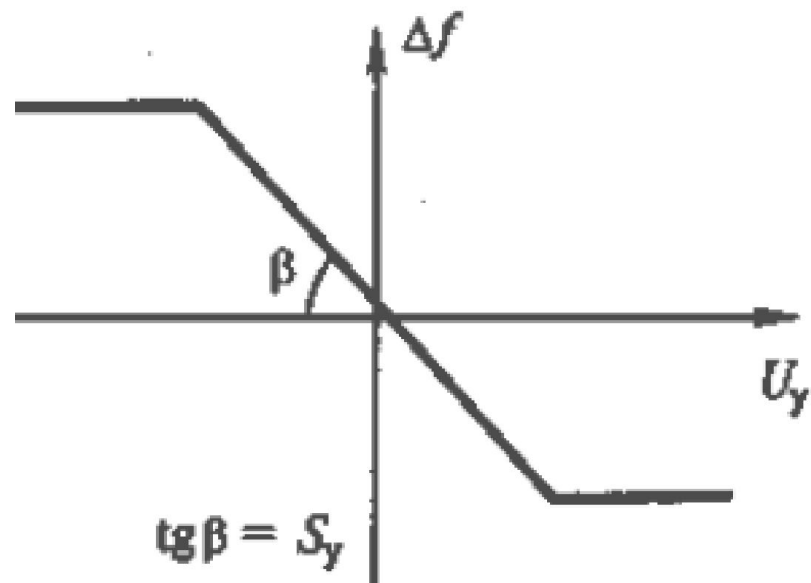


Звено управления

Звеном управления обычно является управляющий элемент – варикап или феррит.

Назначение данного элемента состоит в управлении частотой стабилизируемого АГ в зависимости от величины напряжения на его входе.

Работа звена управления определяется зависимостью $\Delta f = \psi(U_y)$. Начальный участок характеристики является линейным с крутизной S_y .



Показатели качества устройства АПЧ

Точность - определяется отклонением частоты стабилизируемого АГ от номинального значения в установившемся режиме.

Коэффициент авторегулирования $K_{\text{рег}}$ - отношение первоначальной ошибки по частоте АГ в момент его включения к ошибке в установившемся режиме работы.

Полоса захвата - максимально допустимая величина первоначальной ошибки по частоте АГ, при которой устройство нормально функционирует после его включения.

Полоса удержания - максимально допустимая величина собственной ошибки по частоте АГ в установившемся режиме.

Как правило, полоса удержания больше полосы захвата.

Переходный процесс установления частоты

Переходный процесс наблюдается после включения устройства АПЧ или после изменения частоты эталонного генератора.

Переходный процесс имеет апериодический или затухающий колебательный характер.

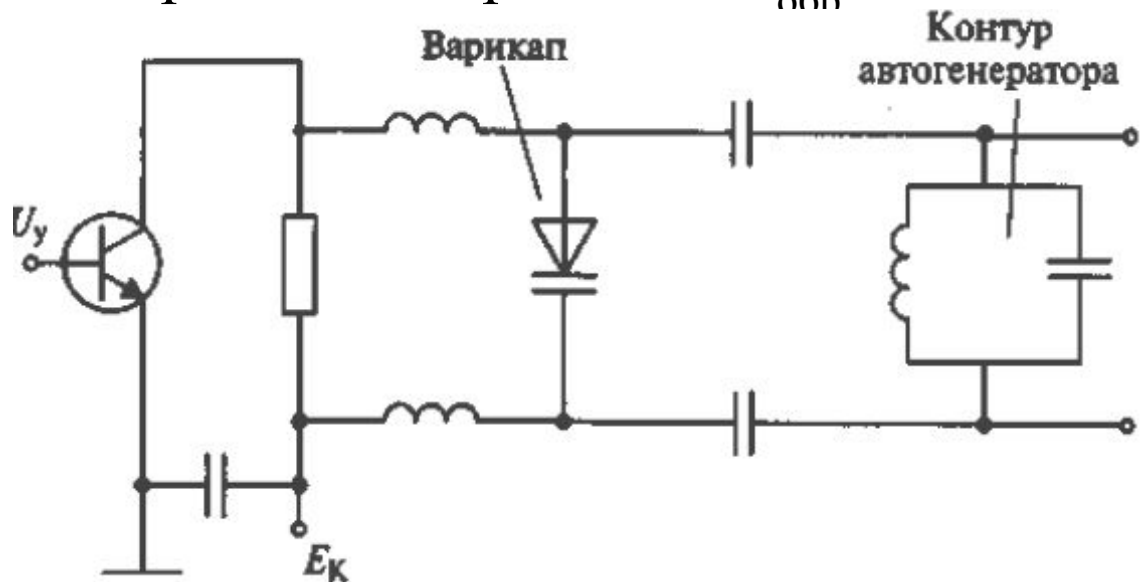
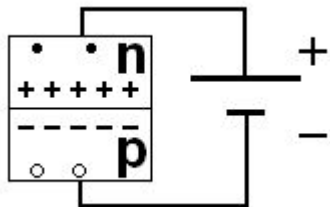
Время установления частоты стабилизируемого АГ - время переходного процесса, за которое частота входит в определенную зону.

Поскольку устройство АПЧ является схемой с обратной связью, то в ней подобно АГ могут возникнуть собственные автоколебания, если будут выполнены условия баланса амплитуд и фаз (проблема устойчивости).

Схема управления на базе варикапа

- Варикап - полупроводниковый диод при обратном смещении. Емкость закрытого $p-n$ -перехода существенно зависит от величины обратного напряжения $U_{обр}$:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2|U_{обр}|}}$$



Тип	C_{min} , пФ	C_{max} , пФ	$U_{обр}$, В	$F_{изм}$, МГц
КВ102А	14	23	4	10
КВ102Д	19	30	4	10

Точность ЧАП в установившемся режиме

В установившемся режиме работы линейная модель ЧАП описывается системой уравнений

$$\Delta f_{\text{ст}} = \Delta f_{\text{н}} - \Delta f_{\text{у}}$$

$$\Delta f_{\text{у}} = S_{\text{у}} u_{\text{у}}$$

$$u_{\text{у}} = S_{\text{д}} \Delta f_{\text{ст}}$$

$\Delta f_{\text{ст}}$ - отклонение частоты стабилизируемого АГ от номинального значения в установившемся режиме;

$\Delta f_{\text{н}}$ - начальная расстройка стабилизируемого АГ;

$\Delta f_{\text{у}}$ - изменение частоты АГ под действием управляющего элемента в замкнутой петле управления.

Точность ЧАП в установившемся режиме

$$\Delta f_{\text{ст}} = \frac{\Delta f_{\text{н}}}{1 + S_y S_d} \quad K_{\text{рег}} = (1 + S_y S_d)$$

Начальная расстройка $\Delta f_{\text{н}} = 1000$ кГц.

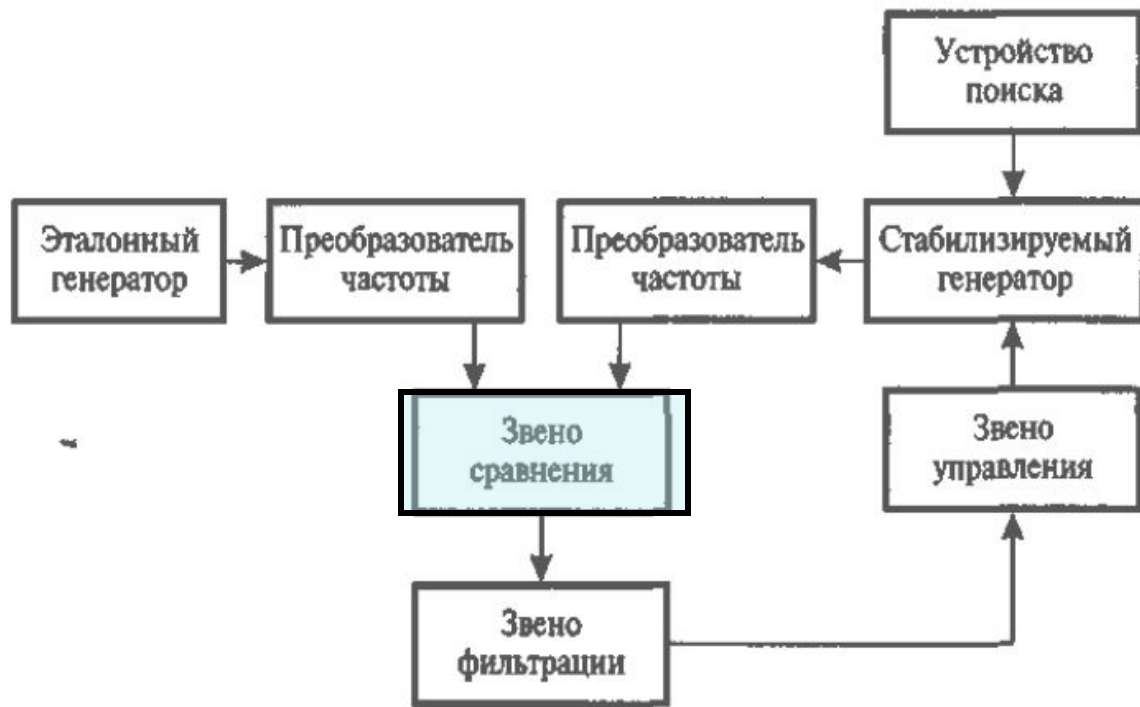
Крутизна $S_y = 400$ кГц/В, $S_d = 5$ В/кГц.

Коэффициент регулирования $K_{\text{рег}} = S_y \cdot S_d \approx 2000$.

Остаточная расстройка $\Delta f_{\text{ст}} = \Delta f_{\text{н}} / K_{\text{рег}} = 0,5$ кГц.

Именно на величину остаточной расстройки отличается частота стабилизируемого АГ от номинального значения в установившемся режиме.

Фазовая автоподстройка частоты



Отличие от ЧАП –
звено сравнения

Звено сравнения – фазовый дискриминатор, напряжение на выходе которого зависит от мгновенной разности фаз входных колебаний.

Реализация ФД

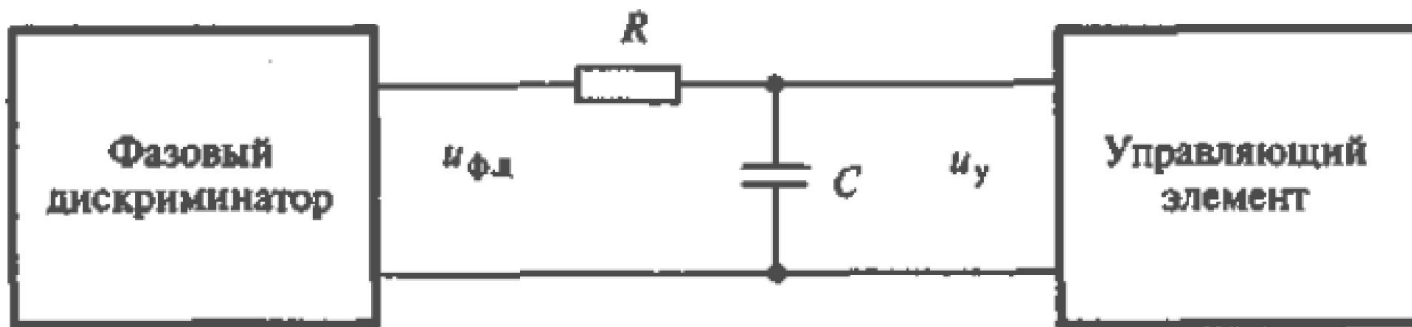
- Напряжение, пропорциональное **мгновенной** разности фаз двух колебаний можно получить перемножением этих колебаний:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}} &= k u_1 u_2 = k U_1 \cos \omega_1 t \cdot U_2 \cos \omega_2 t = \\ &= 0,5 k U_1 U_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2) t + \cos(\omega_1 - \omega_2) t] \end{aligned}$$

- После фильтрации колебания с суммарной частотой получим выходной сигнал, зависящий от разности фаз входных сигналов:

$$u_{\text{ВЫХ}} = 0,5 k U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t = U_m \cos \varphi(t)$$

Установившийся режим работы ФАП



1. В установившемся режиме напряжение на выходе фильтра нижних частот равно входному напряжению:

$$u_{ф.д.} = u_y,$$

где $u_{ф.д.}$ - напряжение на выходе фазового дискриминатора,
 u_y - напряжение на входе управляющего элемента.

2. В схеме ФАП должна устанавливаться постоянная разность фаз колебаний стабилизируемого и эталонного АГ:

$$\varphi_{ст}(t) - \varphi_{эт}(t) = \varphi_p = const$$

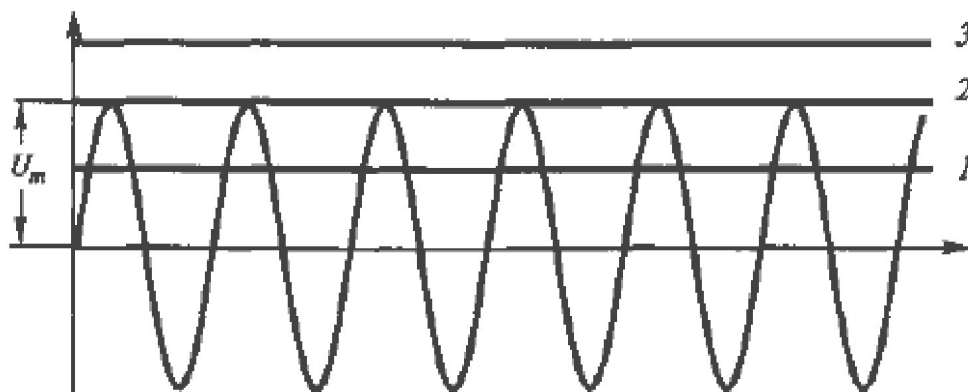
что означает равенство частот этих колебаний: $f_{ст}(t) = f_{эт}(t)$.

Установившийся режим работы ФАП

- для ФАП в установившемся режиме справедлива система уравнений:

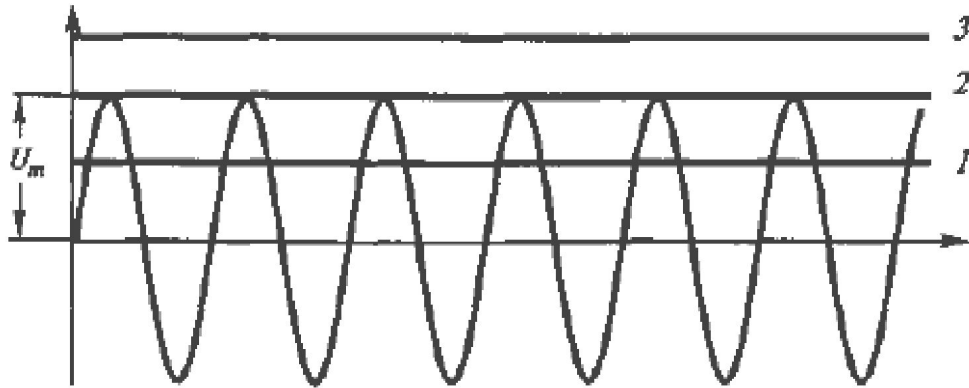
$$u_{\text{ф.д.}} = U_m \cos \varphi(t):$$

$$u_y = u_{\text{ф.д.}} = \Delta f_{\text{н}} / S_y$$



Возможны три случая:

- 1) графики функций пересекаются во множестве точек;
- 2) график второй функции является касательной по отношению к первой;
- 3) графики не имеют ни одной точки пересечения.



- 3 - нет точек пересечения графиков, и система уравнений не имеет решения, что означает неработоспособность ФАП.
- 1 - множество точек пересечения графиков - по две на каждый период - и, следовательно, ФАП должна нормально функционировать.
- 2 – (крайний случай 1-го) начальная расстройка $\Delta f_{\text{н}}$ стабилизируемого АГ может быть максимальна.

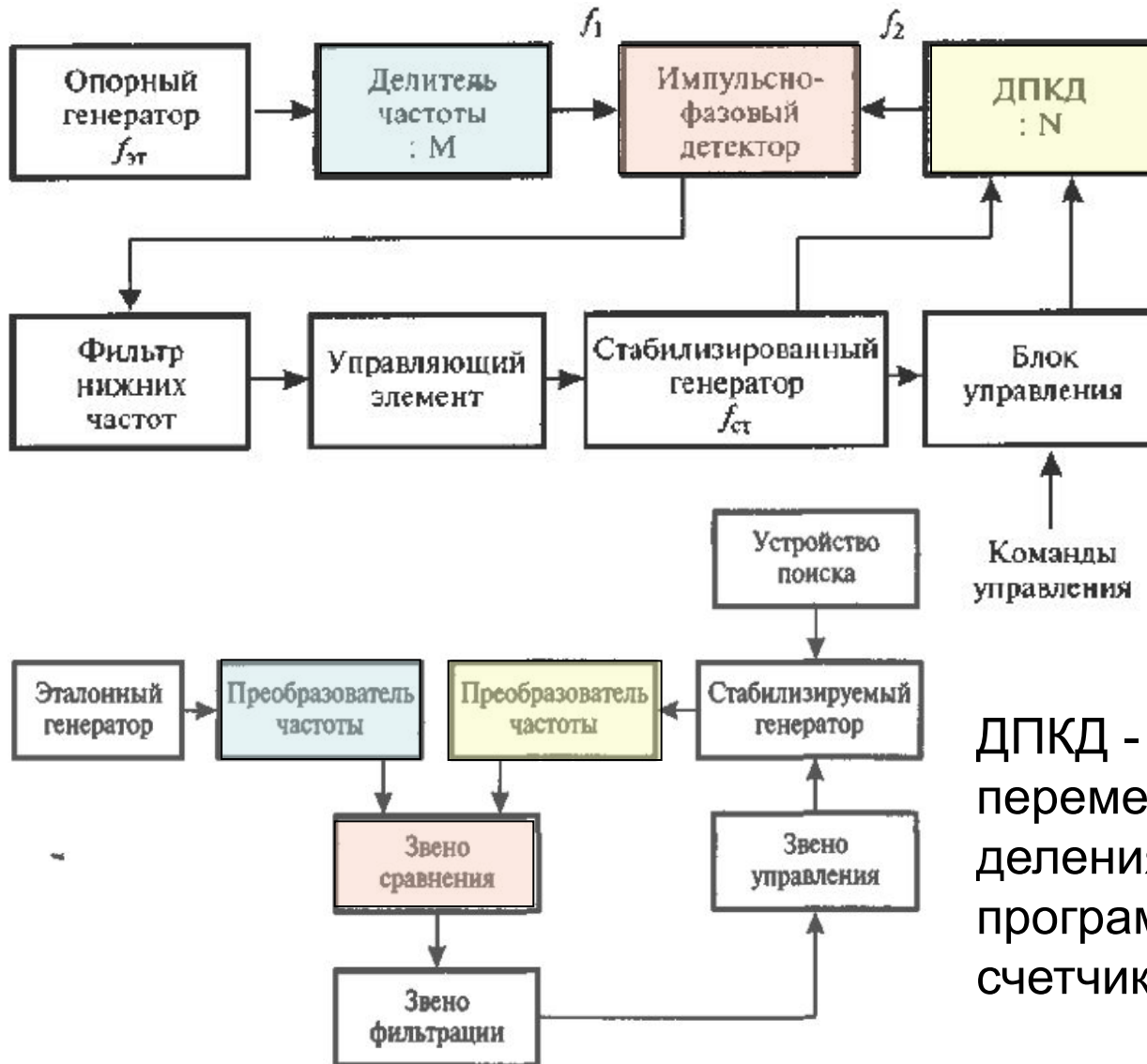
Максимальное значение $\Delta f_{\text{н}}$ в установившемся режиме называется полосой удержания.

$$\Delta f_{\text{уд}} = S_y U_m$$

Сравнение ЧАП и ФАП

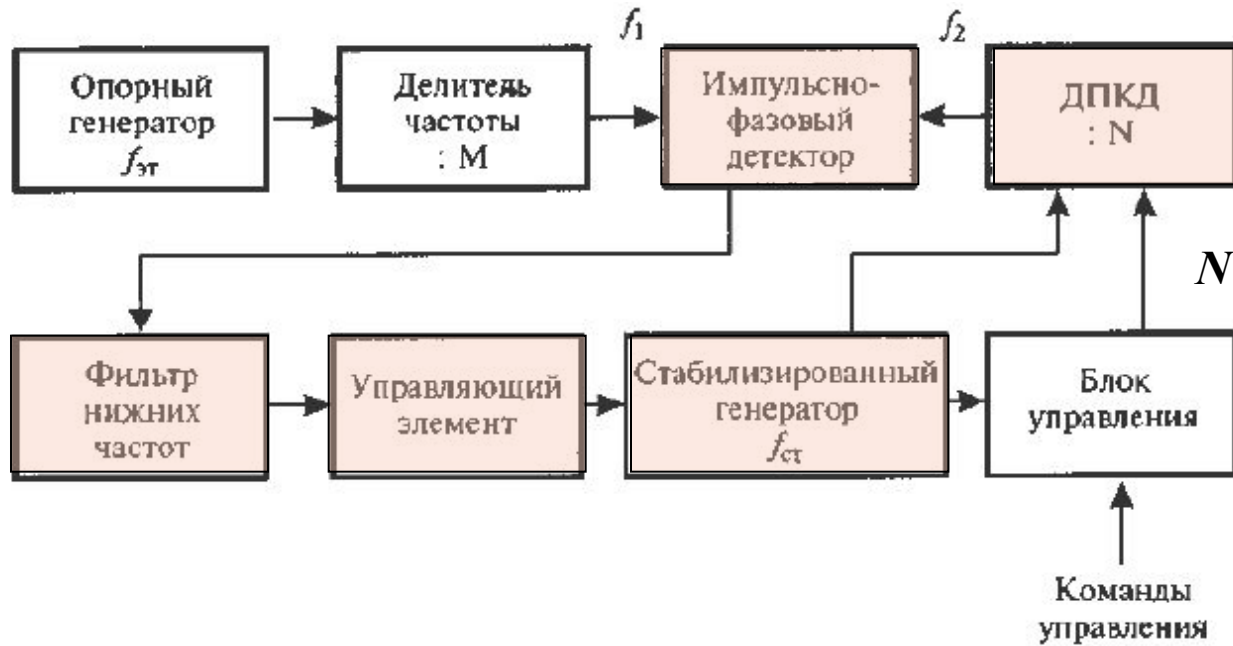
- Преимущество ФАП перед ЧАП состоит в ее более высокой точности: в ФАП частоты стабилизируемого и эталонного автогенераторов равны, в ЧАП они отличаются на величину остаточной расстройки.
- Преимущество ЧАП перед ФАП состоит в более широкой полосе захвата.
- Для обеспечения большой полосы захвата и высокой точности применяют комбинированные схемы ЧАП - ФАП.

Цифровой синтезатор частот



ДПКД - делитель с переменным коэффициентом деления - K-разрядный программируемый цифровой счетчик.

Цифровой синтезатор частот



- В блок управления поступают данные о рабочей частоте и формируется кодовый сигнала, по которому устанавливается значение коэффициента деления N .
- В результате действия петли ФАПЧ устанавливается равенство частот колебаний, поступающих на входы импульсно-фазового дискриминатора:

- $f_1 = f_2 \rightarrow \frac{f_{ст}}{N} = \frac{f_{эт}}{M} \quad \text{ИЛИ} \quad f_{ст} = \frac{N}{M} f_{эт}$

$$f_{\text{ст}} = \frac{N}{M} f_{\text{эт}} \quad , \quad f_{\text{эт}} / M = \Delta f_{\text{ш}} \text{ — шаг сетки частот}$$

Изменяя значение N , устанавливают требуемое значение частоты стабилизируемого генератора, который с помощью управляющего элемента (например, варикапа) может перестраиваться в требуемом диапазоне частот.

Пример. Требуется создать синтезатор на диапазон частот 118...136 МГц и шагом $\Delta f_{\text{ш}} = 25$ кГц.

Выбираем частоту кварцевого автогенератора $f_{\text{эт}} = 1$ МГц.

Отсюда $M = 1000 / 25 = 40$.

Для нижней частоты 118 МГц следует установить:

$$N_{\text{мин}} = 118000 / 25 = 4720, \text{ для верхней частоты}$$

$$N_{\text{макс}} = 136000 / 25 = 5440.$$

С помощью ДПКД следует обеспечить изменение коэффициента деления N через 1 в пределах 4720...5440.

Диодные СВЧ автогенераторы

Три типа генераторных СВЧ диодов - «генераторных диодов»:

- 1) диод Ганна;
- 2) лавинно-пролетный диод (ЛПД);
- 3) туннельный диод.

В (1 и 2) вследствие высокой напряженности электрического поля кинетическая энергия электронов значительно превосходит их равновесную тепловую энергию. Сами электроны при этом называются «горячими», а генераторы - устройствами на «горячих» электронах.

СВЧ автогенераторы с такими приборами работают в диапазоне частот $1 \dots 100$ ГГц.

Диод Ганна

Основной материал диодов Ганна - арсенида галлия.

Для изготовления диодов Ганна также используется фосфид индия (до 170 ГГц) и нитрид галлия, на котором была достигнута частота колебаний до 3 ТГц.

Принцип действия диода Ганна основан не на свойствах *p-n*-переходов, а на собственных объёмных свойствах полупроводника.

В полупроводнике возможно существование нескольких зон проводимости, каждой из которых соответствует определенная энергия электронов. В простейшей модели полупроводниковой структуры из арсенида галлия *n*-типа таких зон (долин) две:

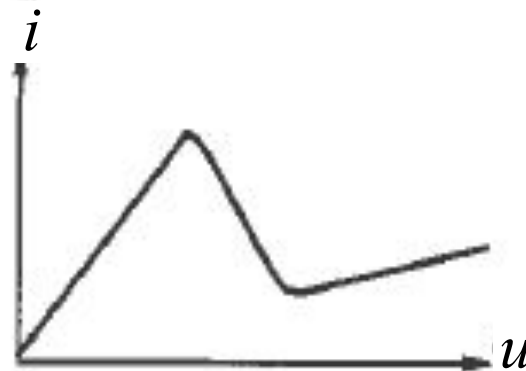
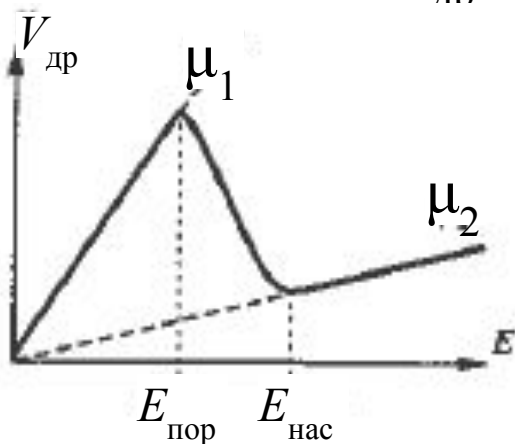
- нижняя, которой соответствует подвижность электронов μ_1 ,
- верхняя - с μ_2 .

Диод Ганна

При $E < E_{\text{пор}}$ все электроны находятся в нижней долине, имея среднюю дрейфовую скорость $V_{\text{др}} = \mu_1 E$.

При $E > E_{\text{нас}}$ кинетическая энергия электронов возрастает и они переходят в верхнюю зону проводимости, приобретая скорость $V_{\text{др}} = \mu_2 E$, где $\mu_2 < \mu_1$ из-за возросшей эффективной массы электронов.

При $E_{\text{пор}} < E < E_{\text{нас}}$ часть электронов находится в нижней долине, другая часть - в верхней. При этом средняя подвижность электронов меняется от μ_1 , до μ_2 и в зависимости $V_{\text{др}} = F(E)$ появляется падающий участок.



$i \sim V_{\text{др}}$, а $u \sim E$,
ВАХ диода Ганна на
высокой частоте
имеет падающий
участок, $g = di/du < 0$

Полупроводниковые умножители частоты

- Умножители частоты в структурной схеме радиопередатчика располагаются после возбуждителя перед усилителями мощности ВЧ колебаний.
- Умножители частоты могут также входить в состав и самого возбуждителя или синтезатора частот.
- Входной и выходной сигналы умножителя частоты:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \cos(\omega t + \varphi_1); \quad u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} \cos(n\omega t + \varphi_n)$$

где n — целое число — коэффициент умножения частоты.

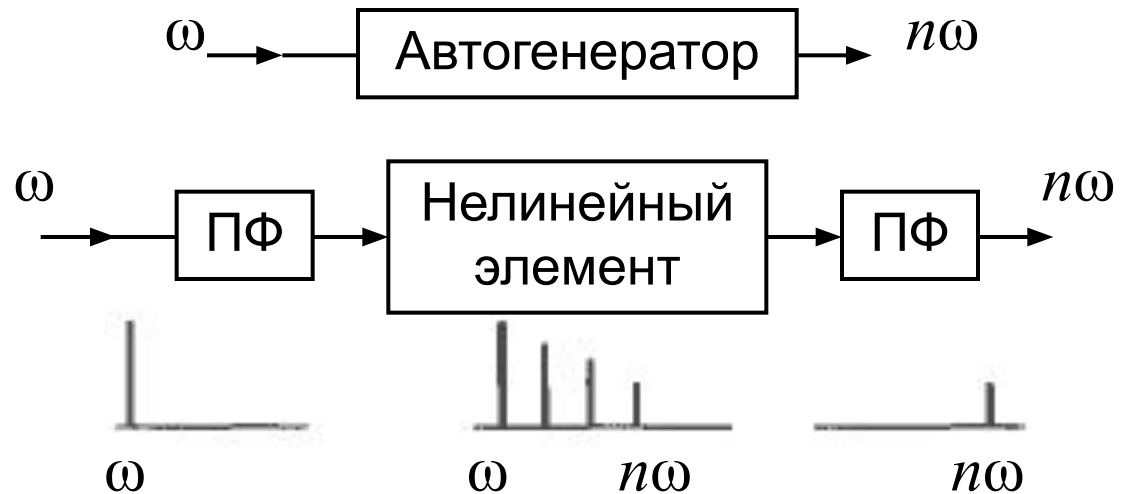
Классификация умножителей частоты

По принципу действия:

- основанные на синхронизации частоты АГ внешним сигналом, в n раз меньшим по частоте;
- с применением нелинейного элемента.

По типу используемого нелинейного элемента (умножители частоты с применением нелинейного элемента):

- транзисторные;
- диодные.



Параметры умножителя частоты

- коэффициент умножения по частоте n ;
- выходная мощность n -й гармоники P_n ,
- входная мощность 1-й гармоники P_1 ,
- коэффициент преобразования $K_{\text{пр}} = P_n / P_1$;
- коэффициент полезного действия $\eta = P_n / P_0$ (в случае транзисторного умножителя),
- уровень подавления побочных составляющих.

Недостаток умножителей частоты на базе АГ состоит в сужении полосы синхронизма с увеличением номера гармоники n ;

Недостаток умножителей частоты на базе нелинейного элемента состоит в уменьшении коэффициента преобразования $K_{\text{пр}}$ с повышением n . Поэтому обычно ограничиваются значением $n = 2$ или 3 и при необходимости включают последовательно несколько умножителей частоты, чередуя их с усилителями.

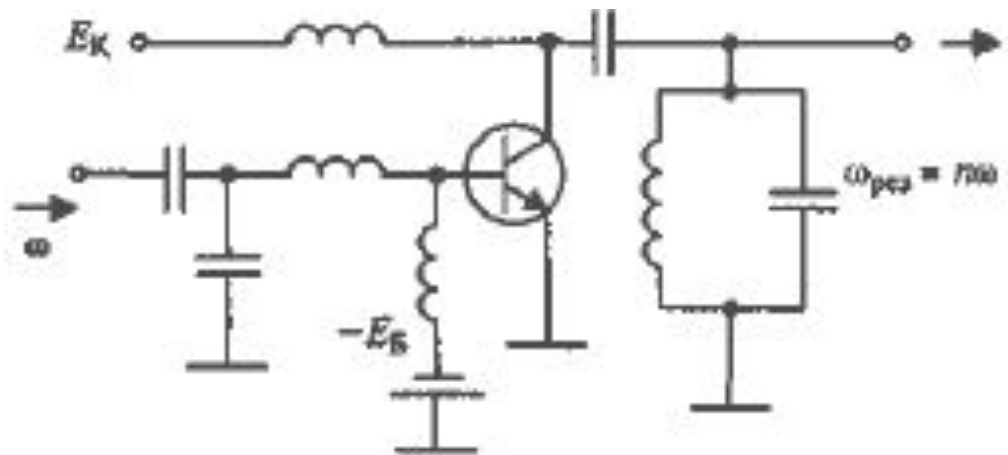
Транзисторный умножитель частоты

Схема транзисторного умножителя частоты и методика его расчета практически ничем не отличаются от усилителя.

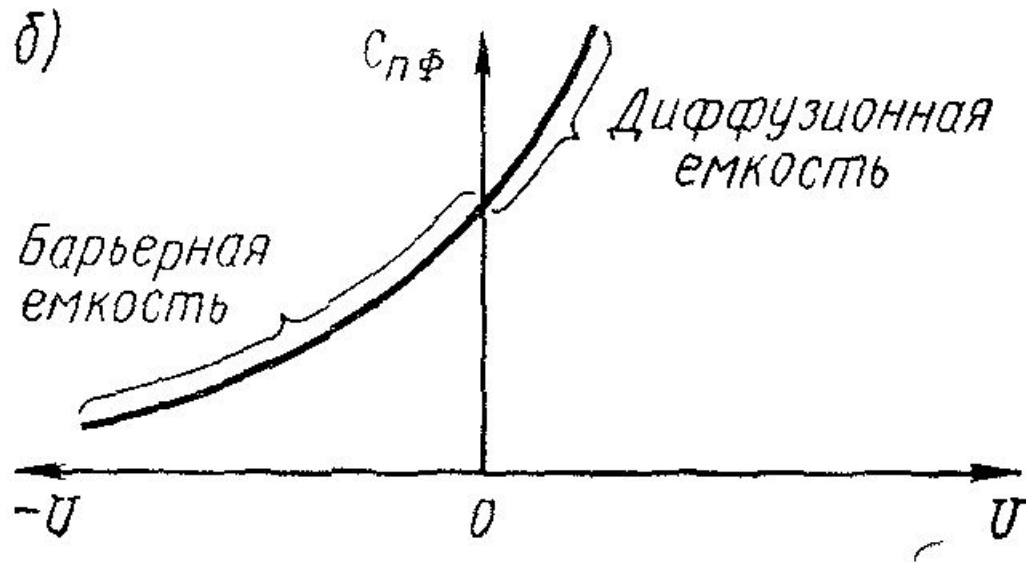
- Необходимо выходную цепь генератора настроить на n -ю гармонику и выбрать $\theta=120^\circ/n$, соответствующее максимальному значению коэффициента $\alpha_n(\theta)$.
- При расчете выходной цепи коэффициент разложения по 1-й гармонике $\alpha_1(\theta)$ следует заменить на коэффициент по n -й гармонике $\alpha_n(\theta)$.

Контур в выходной цепи, настроенный в резонанс с n -й гармоникой сигнала, должен обладать удовлетворительными фильтрующими свойствами.

Коэффициент умножения схемы обычно не превышает 3–4 раз при КПД, равном 10–20%.

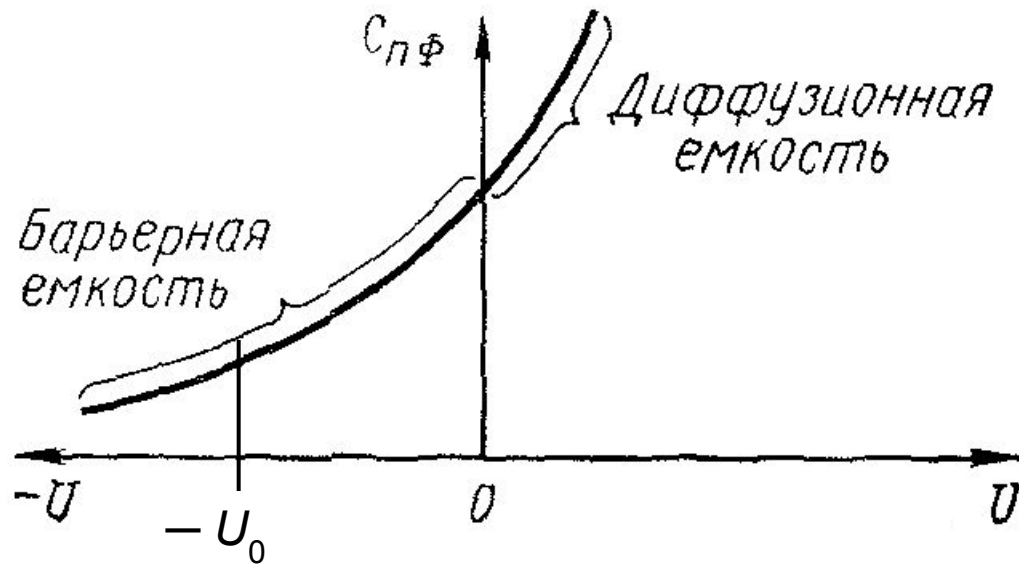


Диодный умножитель частоты



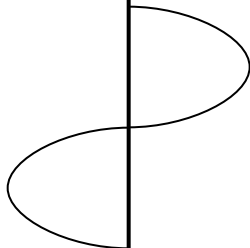
Варактор (англ. *vari(able)* — переменный и *act* — действие) — полупроводниковый диод, по принципу действия аналогичный варикапу. Используется преимущественно как нелинейный элемент в умножителях частоты. Обладает «большей нелинейностью» по сравнению с варикапом.

Диодный умножитель частоты



— U_0 — постоянное запирающее напряжение. Определяет рабочую точку.

При воздействии колебания с частотой ω выходное колебание выходное содержит спектр гармоник $2\omega, 3\omega, \dots$



Суммирование мощностей генераторов

Требуемая мощность РПДУ может превышать (во много раз!) максимальную мощность единичного ГВВ → необходимость суммирования мощностей.

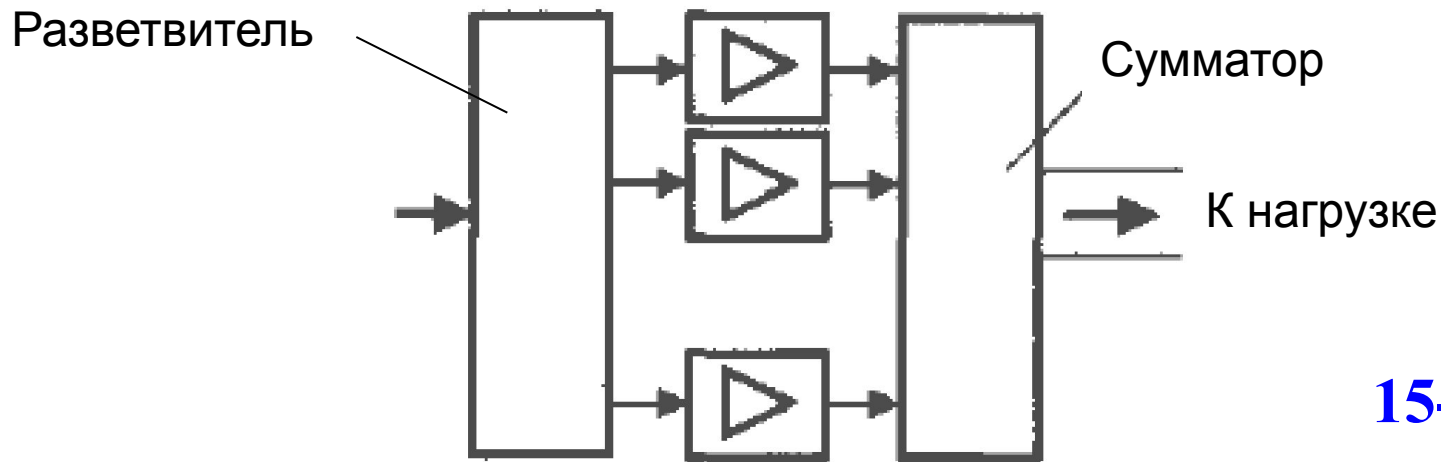
Проблема обострилась при переходе от ламповых ГВВ к транзисторным.

Основные способы суммирования мощностей сигналов однотипных генераторов:

- с помощью многополюсных схем-сумматоров;
- в общем резонаторе;
- со сложением сигналов в пространстве.

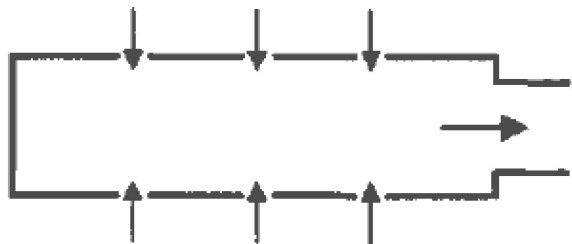
Схемы суммирования мощностей

1. Схема сумматора



Некоторое число однотипных генераторов подключается к специальному многополюсному устройству (сумматору). Суммарная мощность поступает в общий выходной канал, связанный с нагрузкой.

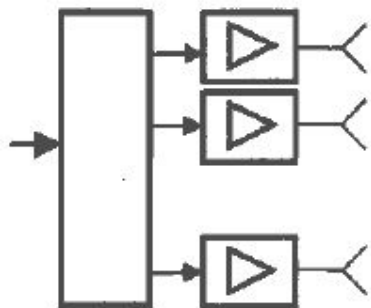
2. Резонатор (контур)



Сигналы генераторов подводятся к общей колебательной системе (в СВЧ диапазоне это объемный резонатор), в котором и происходит их сложение

10-13 дБ

3. Антенна



Сложение мощностей происходит в пространстве с помощью ФАР, состоящей из большого числа определенным образом ориентированных излучателей, каждый из которых возбуждается от отдельного генератора. Все сигналы, подводимые к излучателям, идентичны, за исключением значений начальных фаз, связанных между собой определенным законом.

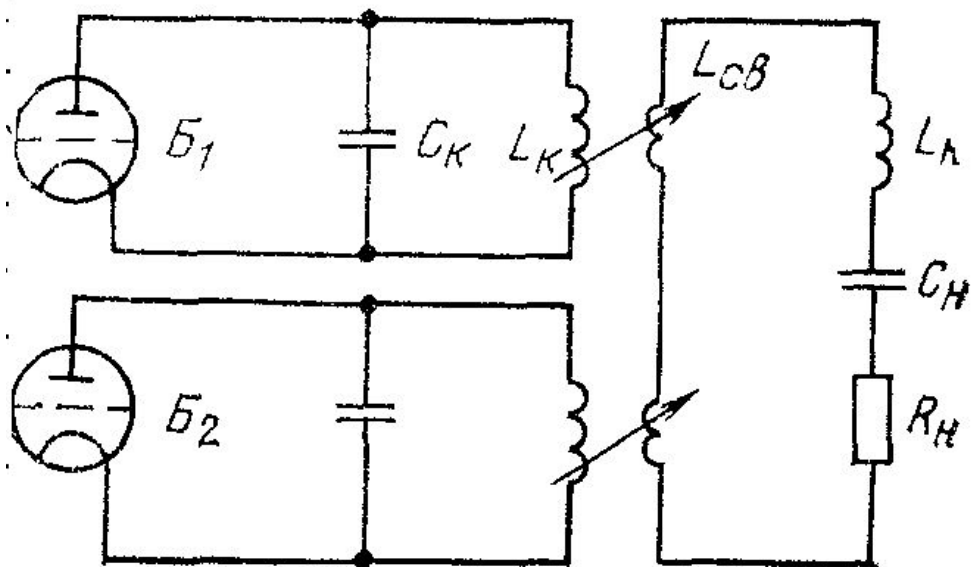
30-40 дБ

Все способы позволяют существенно повысить:

- надежность радиопередатчика, поскольку отказ одного из генераторов приводит только к некоторому снижению суммарной выходной мощности;
- устойчивость работы усилительного тракта, так как сумматоры улучшают развязку между отдельными каскадами;
- эффективность охлаждения мощных полупроводниковых приборов, рассредоточиваемых на большой поверхности.

Проблема суммирования мощностей сигналов особенно актуальна в СВЧ диапазоне.

Сложение в общем контуре

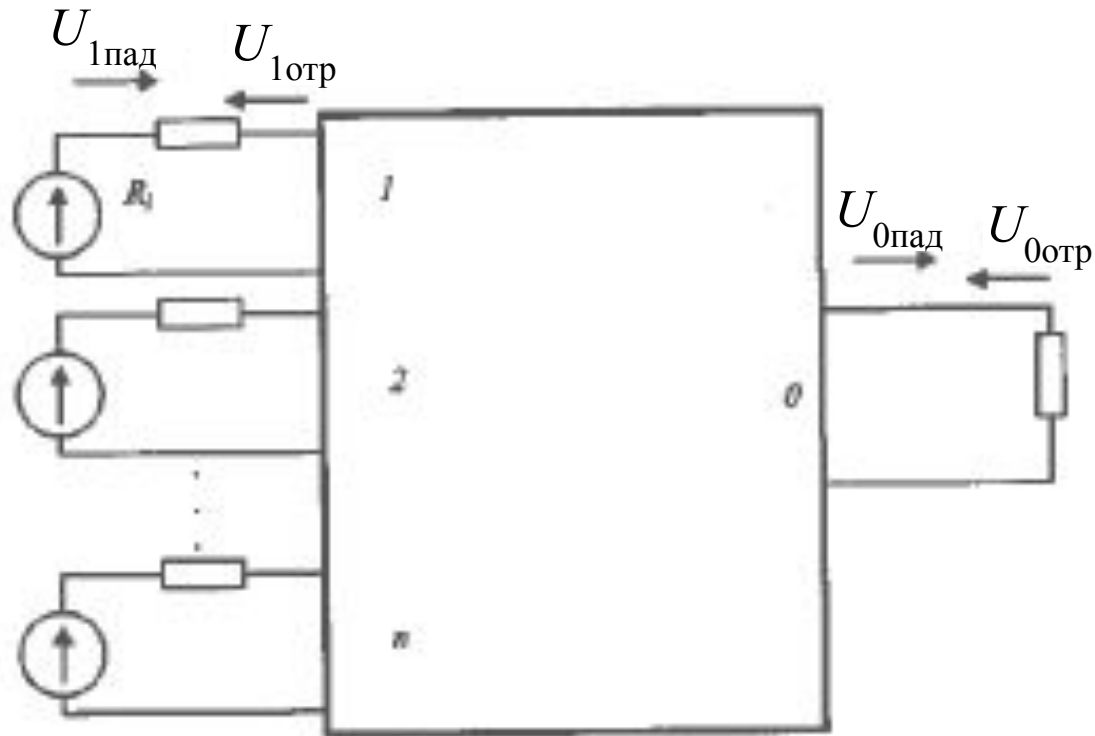


Анодные контуры выходных каскадов блоков B_1, B_2, \dots, B_n , индуктивно связаны с общим антенным контуром.

Необходимо обеспечить синфазность напряжений отдельных блоков. Для этого блоки должны быть идентичны.

Недостаток - связь между блоками через общий нагрузочный контур, что усложняет настройку, особенно на КВ. Схема применяется в мощных РПДУ диапазонов ДВ и СВ, в которых не требуется быстрая смена волны.

Структурная схема сумматора



Многополюсный сумматор имеет n входов для подключения n однотипных генераторов, один общий выход для подключения нагрузки.

Имеется еще k входов для подключения балластных нагрузок.

Ко всем входам присоединяются фидерные линии с волновым сопротивлением, равным стандартному значению $\rho_0 = 50 \text{ Ом}$.

Схема сумматора должна обеспечивать:

- выполнение функции сложения мощностей $P_{\Sigma} = NP_1$;
- взаимную независимость входов сумматора – изменения в режиме работы любого усилителя (от холостого хода до короткого замыкания) не должны влиять на работу всех остальных усилителей;
- «уменьшение» мощности – при повреждении одного усилителя мощность в общей нагрузке должна уменьшиться на величину P_1 ;
- широкополосность.

Перечисленным требованиям отвечают сумматоры:

- составленные из K ступеней устройств синфазного типа;
- составленные из K ступеней мостовых квадратурных устройств;
- типа «звезда».

Дополнительная информация

При $n=2$ для сложения мощностей используется мостовое устройство – четырехполюсник. На основе мостовых устройств можно составить схему с большим числом полюсов.

Предполагается, что генераторы имеют равные амплитуды.

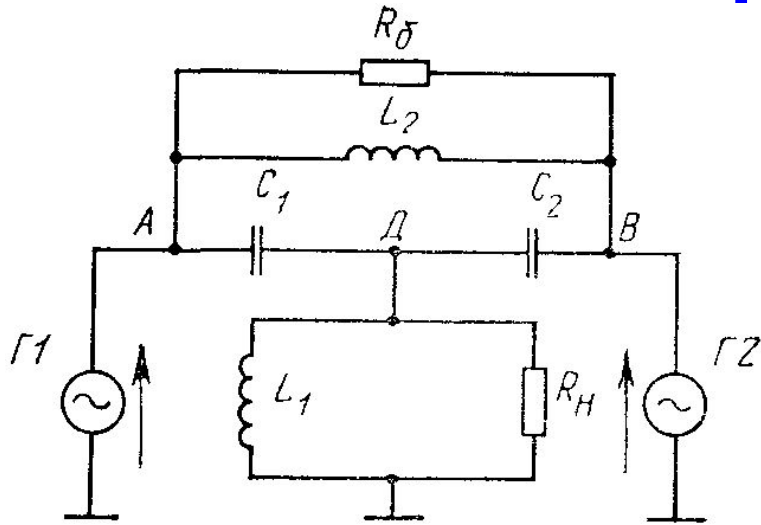
В зависимости от соотношения фаз суммируемых колебаний различают мосты:

- синфазные
- противофазные
- квадратурные (используются в основном на СВЧ) – обеспечивают лучшую развязку, чем синфазные.

Обычный четырехплечный мост Уинстона в качестве сумматора имеет ряд недостатков: генераторы должны иметь разные амплитуды, выход одного генератора симметричный, а другого – несимметричный.

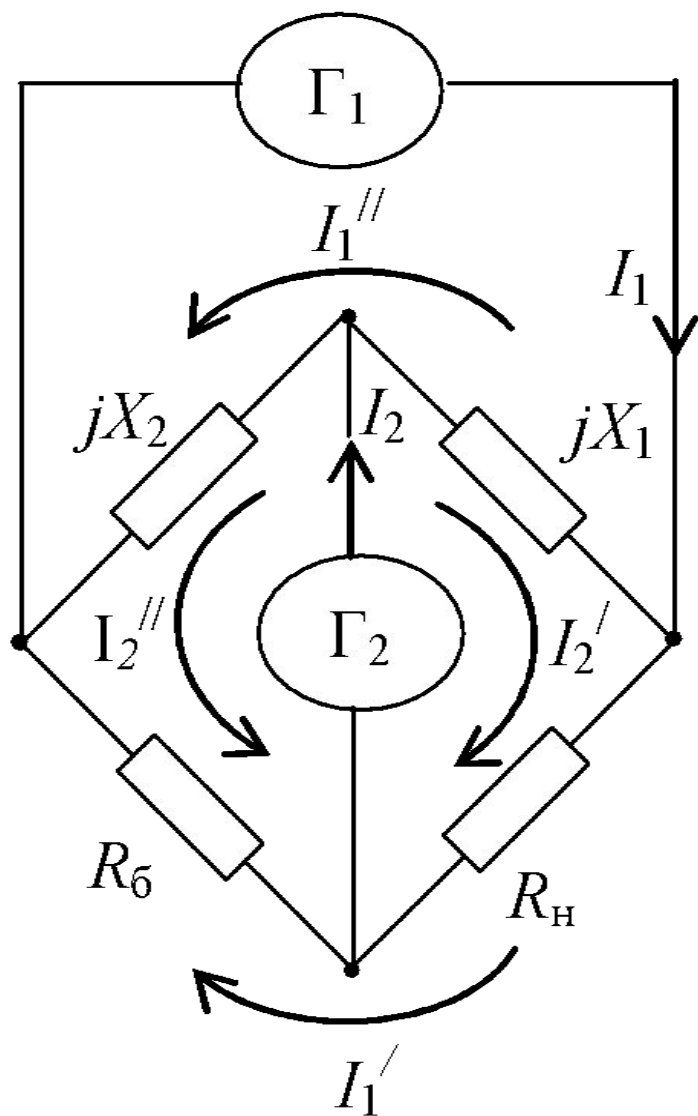
Этих недостатков лишен трехплечный Т-образный мост.

T-образный мост с сосредоточенными параметрами



моста, и генераторы Γ_1 и Γ_2 работают независимо друг от друга, причем для каждого из них мост представляет собой чисто активное сопротивление.

Суммирование на базе классической мостовой схемы



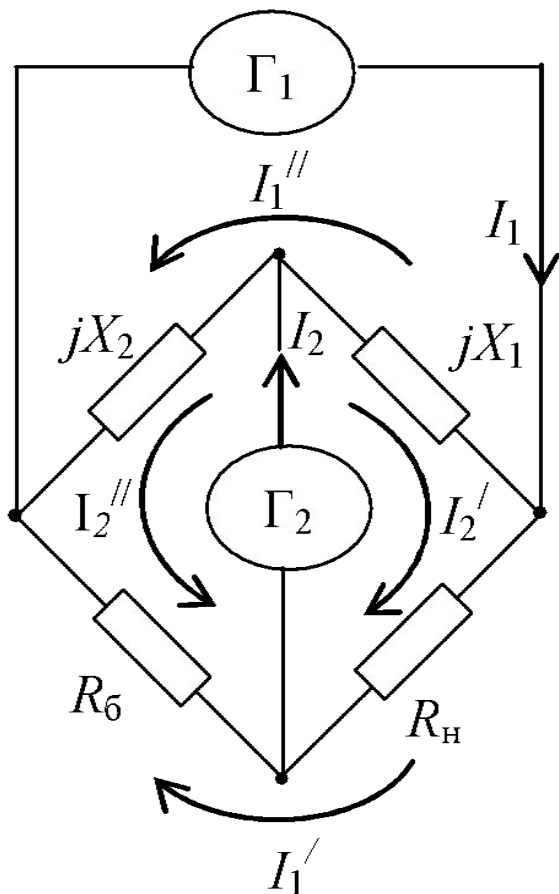
Мост образован двумя реактивными сопротивлениями одинакового характера (емкостного или индуктивного) X_1 , X_2 и двумя активными сопротивлениями: R_H , R_6 (балластное сопротивление). Балластное сопротивление необходимо для балансировки моста (для развязки генераторов).

Условие баланса моста:

$$X_1 R_6 = X_2 R_H$$

- ток одного генератора не попадает в ветвь включения другого генератора → режим работы одного генератора никак не сказывается на режиме работы другого генератора.

Суммирование на базе классической мостовой схемы



Пути протекания составляющих комплексных токов генераторов при условии баланса моста показаны стрелками.

При этом комплексные токи генераторов Γ_1 и Γ_2 равны:

$$I_1 = I_1' + I_1'' ,$$

$$I_2 = I_2' + I_2'' .$$

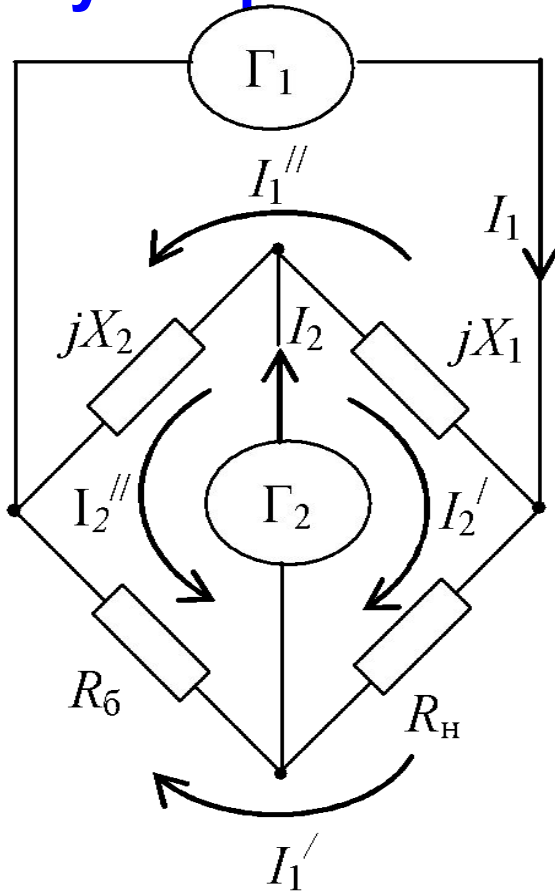
Токи и мощности в нагрузочном и балластном сопротивлениях равны:

$$I_{R_H} = I_1' + I_2' \quad I_{R_{\delta}} = I_1' - I_2''$$

$$P_{R_H} = \frac{1}{2} |I_1' + I_2'|^2 R_H ; \quad P_{R_{\delta}} = \frac{1}{2} |I_1' - I_2''|^2 R_{\delta} .$$

Если обеспечить $I_1' = I_2''$, то $I_{R_{\delta}} = 0$, $P_{R_{\delta}} = 0$ и вся мощность от генераторов Γ_1 и Γ_2 выделяется на сопротивлении нагрузки, то есть происходит сложение мощностей генераторов на сопротивлении нагрузки.

Суммирование на базе классической мостовой схемы



Входные сопротивления генераторов в схеме моста различны (!) - определяются параллельным соединением сопротивлений ветвей, подключаемых к соответствующей диагонали:

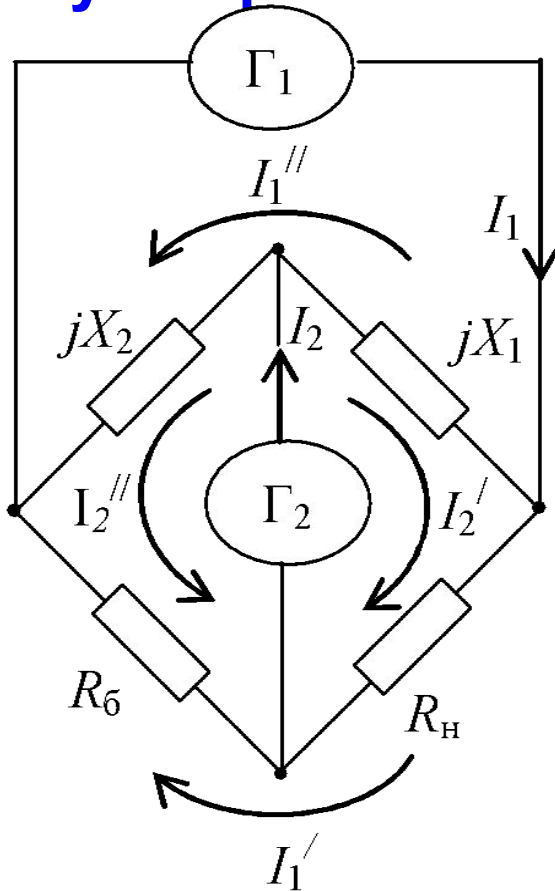
$$Z_{BX \Gamma_1} = \frac{j(X_1 + X_2)(R_H + R_6)}{R_H + R_6 + j(X_1 + X_2)};$$

$$Z_{BX \Gamma_2} = \frac{(R_H + jX_1)(R_6 + jX_2)}{R_H + R_6 + j(X_1 + X_2)}.$$

Входные сопротивления генераторов являются комплексными и отличаются от сопротивления полезной нагрузки R_H .

Неравенство входных сопротивлений генераторов приводит к тому, что при идентичности генераторов и синфазном их возбуждении токи в ветвях моста не будут одинаковыми: равными по амплитуде и совпадающими по фазе. В мостовых схемах не требуется точное равенство и синфазность токов генераторов в ветвях моста (достоинство).

Суммирование на базе классической мостовой схемы



Так как при разработке генератора известно R_H , то для удобства реализации моста можно принять $X_1 = X_2 = X$, тогда $R_6 = R_H$. В этом случае обеспечивается равенство токов: $I_2' = I_2''$.

Ток I_1' определяет потребляемую от генератора Γ_1 мощность, а ток I_1'' - реактивную мощность этого генератора. Токи I_2' и I_2'' определяют потребляемую от генератора Γ_2 мощность и реактивную мощность этого генератора.

$$I_{RH} = I_1' + I_2' = I_1' + I_2'' = 2I_1'; \quad I_{R6} = 0.$$

Соответственно $P_{R6} = 0$,

$$P_{RH} = \frac{1}{2} (2|I_1'|)^2 R_H = 2|I_1'|^2 R_H$$

где $|I_1'|$ - амплитуда тока I_1' .

- При выполнении условия баланса моста и равенстве токов от обоих генераторов через ветви с резистивными (активными) сопротивлениями R_{σ} , R_H имеет место сложение мощностей генераторов на сопротивлении нагрузки R_H .
- Равенство токов через R_{σ} , R_H от генераторов Γ_1 , Γ_2 соответствует равенству мощностей, потребляемых от этих генераторов: $P_{\Gamma_1} = P_{\Gamma_2}$.

КПД моста

- токи генераторов, протекающие через ветви R_{σ} , R_H , в общем случае могут отличаться по амплитуде и фазе

$$I_2' = A I_1' = A I_1' e^{j\varphi} = A I_1' (\cos \varphi + j \sin \varphi),$$

Отношение мощности P_{R_H} , выделяющейся в полезной нагрузке, ко всей мощности $(P_{R_H} + P_{R_{\sigma}})$, выделяющейся на обоих сопротивлениях R_{σ} , R_H , называется коэффициентом полезного действия моста - η_M .

$$\eta_M = \frac{P_{R_H}}{P_{R_H} + P_{R_{\sigma}}} = \frac{1 + 2A \cos \varphi + A^2}{2(1 + A^2)}.$$

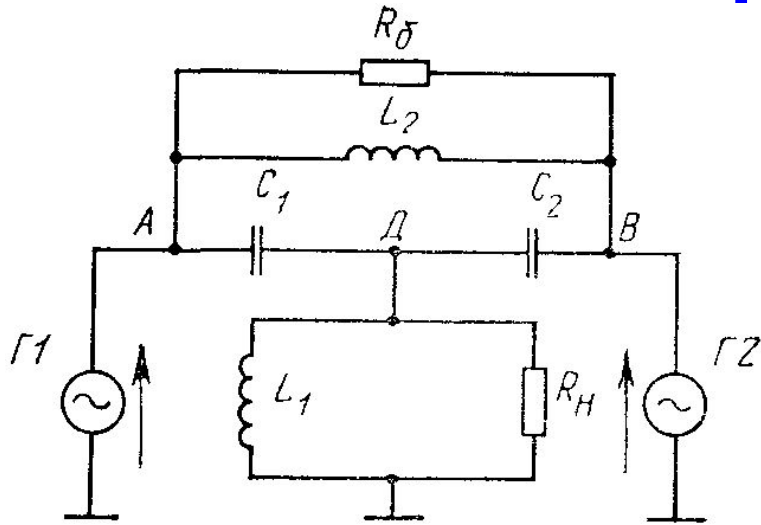
КПД моста

$$\eta_M = \frac{P_{R_H}}{P_{R_H} + P_{R_6}} = \frac{1 + 2A \cos \varphi + A^2}{2(1 + A^2)}.$$

- при равенстве токов I_1' , I_2' по амплитуде ($A = 1$) и их синфазности ($\varphi = 0$) КПД моста $\eta_M = 1$.
- если токи синфазные ($\varphi = 0$), но отличаются по амплитуде в два раза ($A = 2$ или $A = 1/2$), то $\eta_M = 0,9$.
- если токи одинаковы по амплитуде ($A = 1$), но отличаются по фазе на $\varphi \pm 40^\circ$, то КПД моста также оказывается порядка 0,9 (90%) – 10% суммарной мощности генераторов теряется в балластном сопротивлении.
- при $A = 1$ и $\varphi = \pm 180^\circ$ $\eta_M = 0$ и вся мощность от обоих генераторов выделяется на балластном сопротивлении, то есть R_H и R_6 «меняются ролями».

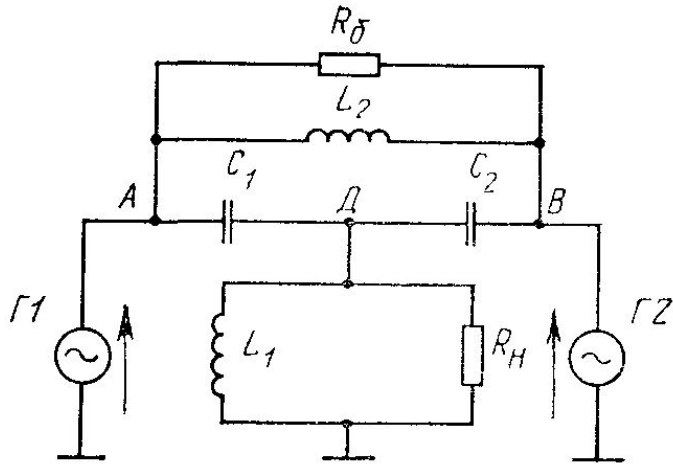
- При выходе из строя одного из генераторов ($A = 0$ или $A = \infty$) имеем $\eta_M = 0,5$, то есть половина мощности работающего генератора теряется в R_6 (крайне невыгодно!). Мощность в R_H при этом уменьшается в 4 раза по сравнению со штатным режимом работы.
- При аварии одного из генераторов работающий генератор автоматически переключают с моста сложения непосредственно на полезную нагрузку. Мощность в полезной нагрузке при этом уменьшается только в 2 раза по сравнению со штатным режимом.
- Уменьшение мощности в полезной нагрузке в 2 раза по сравнению со штатным режимом в большинстве случаев позволяет решать, пусть и в не полном объёме, задачи, возлагаемые на РТС. Например, мостовые схемы сложения мощностей генераторов широко используются при построении выходных каскадов ТВ РПДУ. Уменьшение мощности ТВ РПДУ в 2 раза лишь сокращает зону уверенного приёма телевидения.
- Недостатки мостовой схемы:
 - переключение работающего генератора на полезную нагрузку, минуя мост, просто осуществить, если входное сопротивление моста, нагружающее генератор, равно R_H – это условие не выполняется.
 - ни одна из точек моста не имеет соединения с землей.

T-образный мост с сосредоточенными параметрами



моста, и генераторы Γ_1 и Γ_2 работают независимо друг от друга, причем для каждого из них мост представляет собой чисто активное сопротивление.

T-образный мост с сосредоточенными параметрами



Напряжения на конденсаторах C_1 , C_2 имеют встречную полярность и равную величину. Следовательно $U_{AB}=0$ и генераторы развязаны, а в параллельном контуре C_1 , C_2 и L_2 колебаний нет пока работают оба генератора.

При выключении Γ_2 напряжение, падающее на L_2 создает ток в балластном резисторе R_6 Сопротивление нагрузки для Γ_1 возрастает в два раза. В полезной нагрузке выделяется лишь 25% мощности по сравнению со штатным режимом.

- Если в схеме классического моста условие баланса моста при выборе $X_1 = X_2$, соответственно $R_6 = R_H$, будучи выполненным на одной частоте, выполняется в неограниченной полосе частот, то в T-мостах условие баланса моста выполняется только на одной частоте. При отклонении от этой частоты условие баланса моста нарушается и развязка генераторов ухудшается.
- T-образные мосты первоначально нашли широкое применение при построении радиопередатчиков километровых, гектометровых и декаметровых волн.
- В диапазоне СВЧ применение элементов с сосредоточенными параметрами затруднено из-за влияния паразитных индуктивностей и емкостей.
- В диапазонах метровых и особенно дециметровых волн обычно используются коаксиальные и связанные полосковые линии; на более коротких волнах используют микрополосковые линии и волноводы. В метровом диапазоне волн используются также мосты на основе двухпроводных линий.

Распределение (деление) мощности

- Любой мост для сложения мощностей двух генераторов может быть использован для распределения (деления) мощности одного генератора между двумя нагрузками.
- Для этого в схеме моста на место нагрузки надо включить генератор, а на место генераторов включить нагрузки. Такие устройства известны как *делители мощности*, а также как *направленные ответвители* мощности.
- Если мощность генератора распределяется между двумя нагрузками поровну, то такие делители мощности часто называют 3-х децибельными (3 дБ) ответвителями.
- Соответственно и мосты для сложения мощностей двух идентичных генераторов часто называют 3-х децибельными мостами.

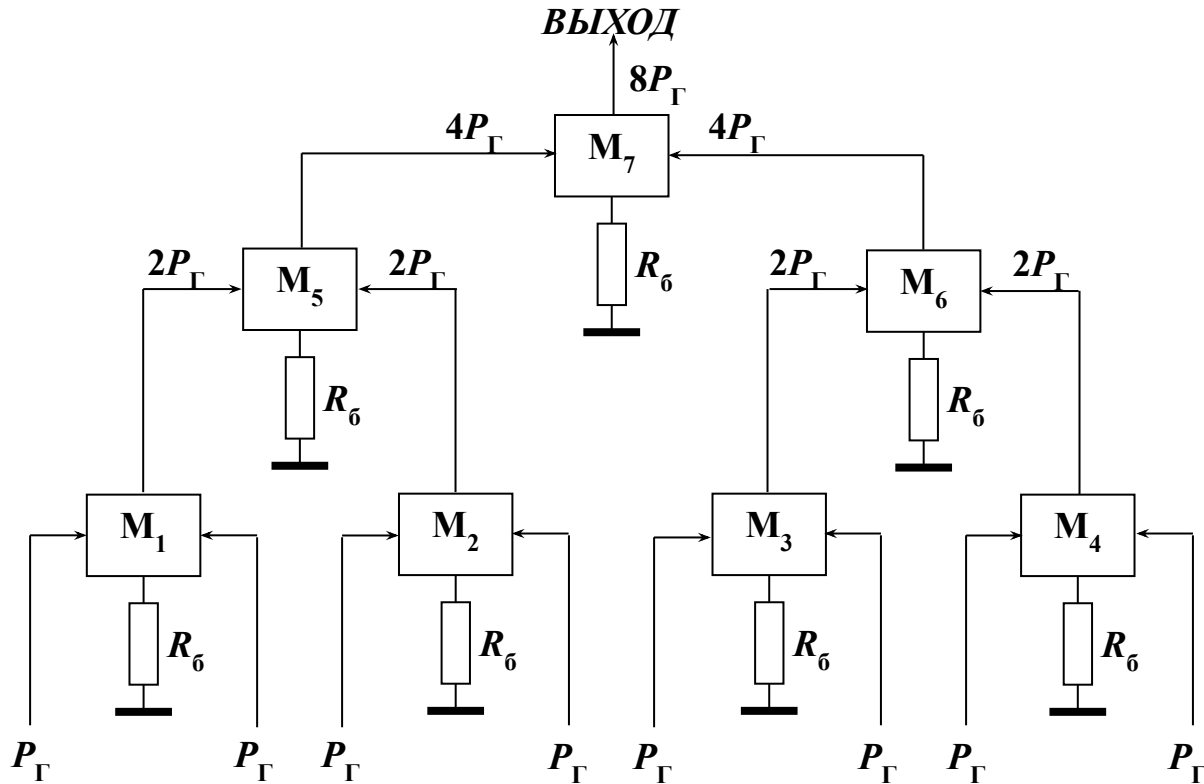
Сложение мощностей N генераторов

Используя системы мостов для сложения мощностей двух генераторов, можно обеспечить сложение мощностей произвольного числа генераторов и таким образом получить практически любую мощность в нагрузке.

Способы построения схемы сложения мощностей:

- попарное
- цепочечное
- смешанное

Попарное суммирование

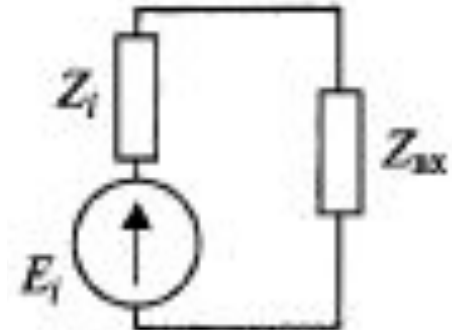


- Метод попарного суммирования позволяет складывать без потерь в балластных резисторах R_6 мощности $N = 2k$ генераторов, где $k = 1, 2, 3$ и т.д. – число рядов мостов в системе.

Согласование усилителя по входу и выходу

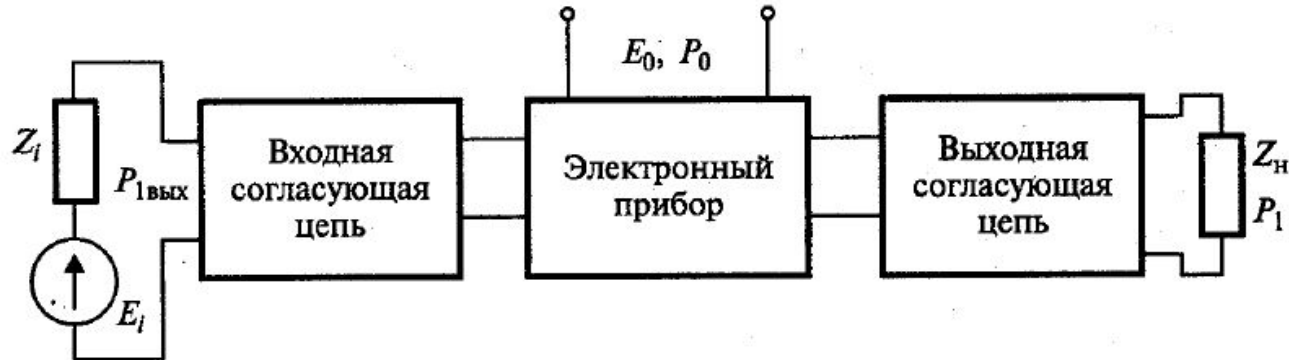
Задачи согласования источника колебаний и нагрузки:

- **Согласование по напряжению** — получение в нагрузке максимального напряжения. Для этого сопротивление нагрузки должно быть *как можно большим*, по крайней мере, *много больше*, чем внутреннее сопротивление источника.
- **Согласование по току** — получение в нагрузке максимального тока. Для этого сопротивление нагрузки должно быть *как можно меньшим*, по крайней мере, *много меньше*, чем внутреннее сопротивление источника.
- **Согласование по мощности** — обеспечивает получение в нагрузке (что эквивалентно отбору от источника) максимально возможной мощности, Для этого комплексное сопротивление нагрузки и комплексное сопротивление источника должны быть *комплексно сопряженными числами*.
- **Согласование по волновому сопротивлению** — получение максимального коэффициента бегущей волны в линии передачи (в СВЧ технике и теории длинных линий). То же самое, что и *согласование по мощности*, но применительно к длинным линиям. Волновое сопротивление нагрузки должно быть *равно* внутреннему сопротивлению источника.

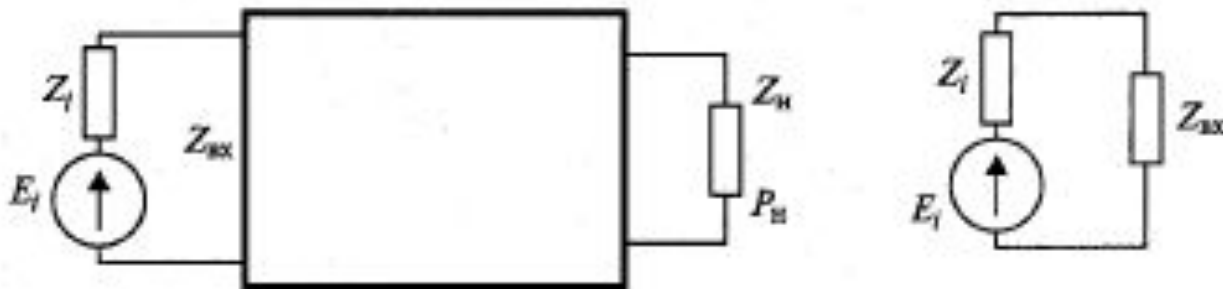


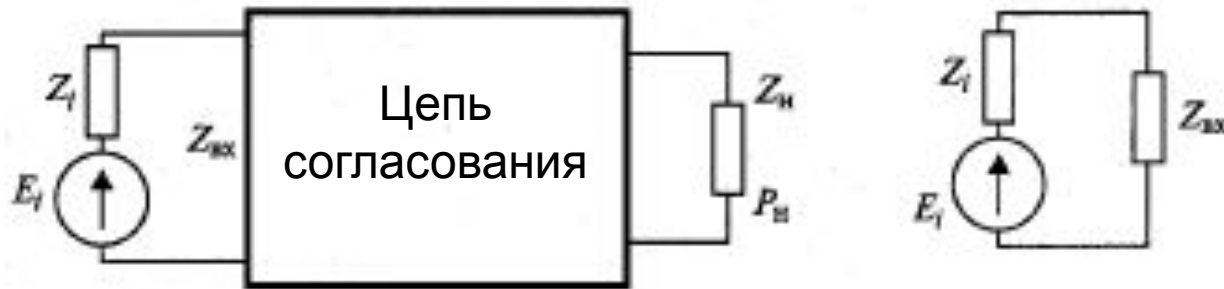
Согласование усилителя по входу и выходу

Структурная схема ВЧ усилителя состоит из трех каскадно соединенных 4-х полюсников. Задача согласования должна быть решена дважды.



Рассмотрим, как передается мощность через отдельный 4-х полюсник. Введем коэффициент передачи 4-х полюсника по мощности, равный отношению активной мощности, переданной в нагрузку, к номинальной мощности высокочастотного источника возбуждения: $K_P = P_n / P_i$





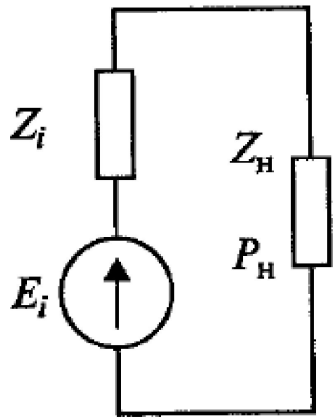
$$K_P = P_n / P_i,$$

где $P_i = E_i^2 / 8 \operatorname{Re}(Z_i)$ - номинальная мощность источника возбуждения, E_i - амплитуда колебаний источника.

В активном четырехполюснике можно получить значение $K_P > 1$.

В реактивном четырехполюснике, содержащем только конденсаторы и индуктивности - $K_P \leq 1$.

В частности, при $K_P = 1$ имеет место оптимальное согласование источника возбуждения с нагрузкой.



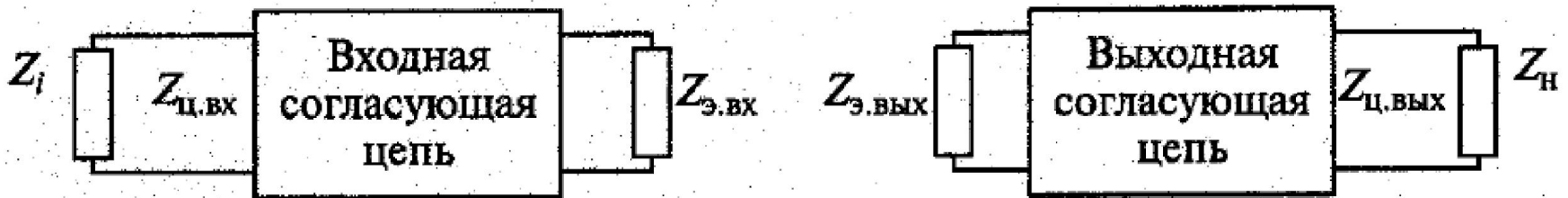
- В случае прямого присоединения нагрузки к генератору для коэффициента передачи мощности получим

$$K_P = \frac{P_H}{P_i} = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_i) \cdot \operatorname{Re}(Z_H)}{|Z_i + Z_H|^2}$$

Пример:

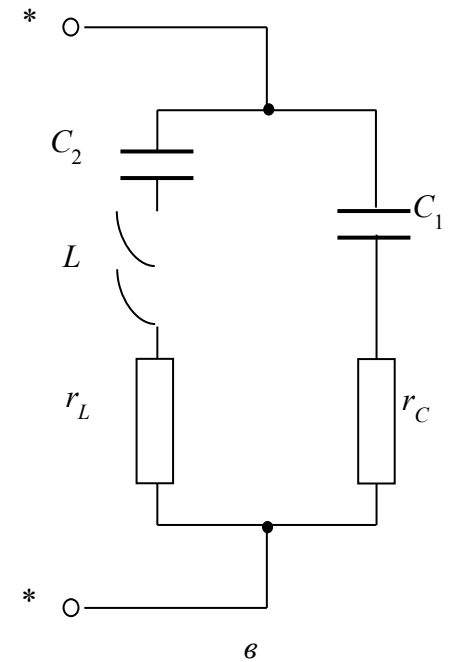
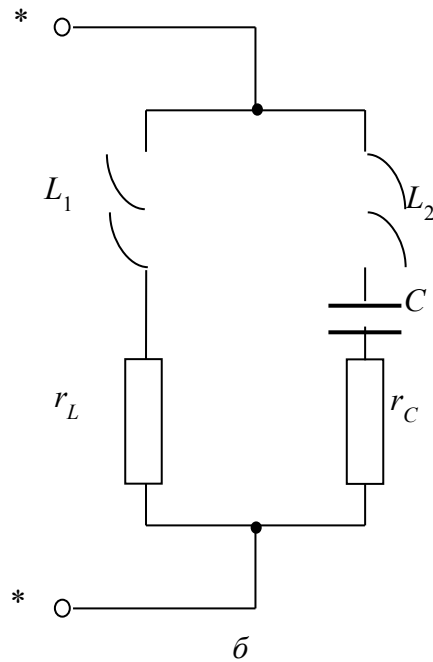
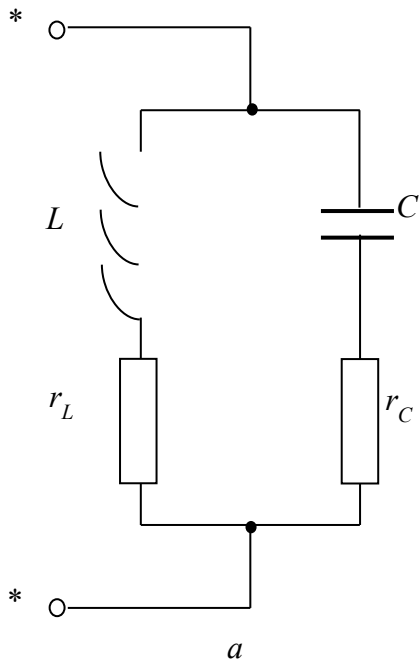
При $Z_i = 50 - j30$ и $Z_H = 50 + j20$ получим $K_P = 0,8$.

Максимальное значение $K_P = 1$ имеет место при выполнении условия $|Z_i| = |Z_H|$ и $\arg Z_i = -\arg Z_H$



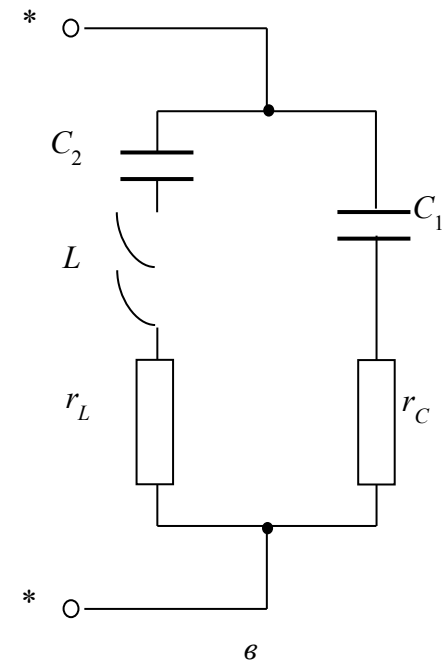
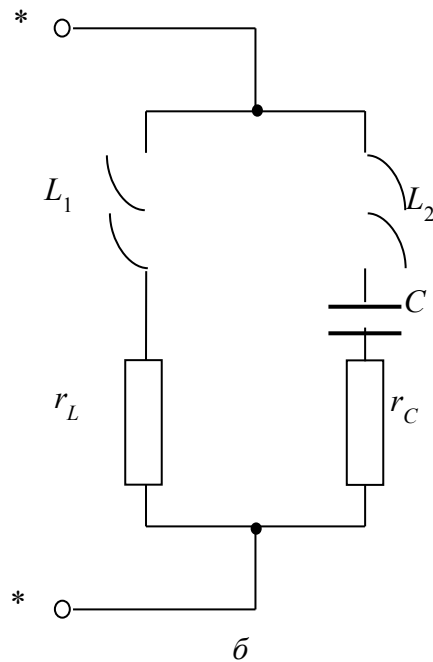
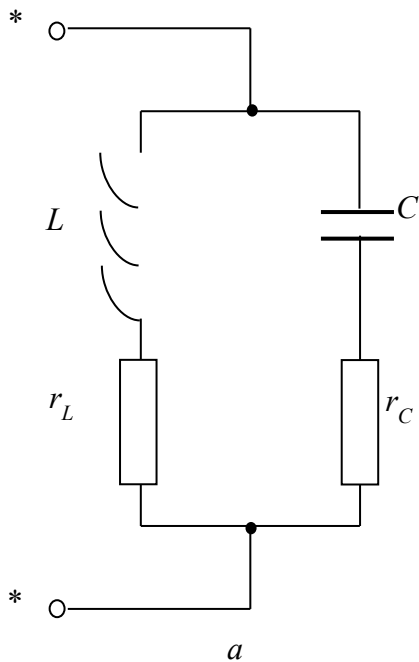
Реализация цепи согласования – параллельный колебательный контур

- Одной из наиболее широко применяемых ЦС при построении ламповых и транзисторных ГВВ является параллельный колебательный контур.
- При соответствующем выборе параметров он удовлетворяет общим требованиям к ЦС:
 - позволяет компенсировать реактивную составляющую сопротивления полезной нагрузки генератора,
 - трансформировать активную (резистивную) составляющую сопротивления полезной нагрузки до нужной величины,
 - обеспечить фильтрацию гармонических составляющих выходного тока АЭ.



Наиболее широко применяемые схемы параллельных контуров:

- контур первого вида (*a*) - контур с полным включением,
- контур второго вида (*б*) - контур с неполным включением со стороны индуктивности,
- контур третьего вида (*в*) - контур с неполным включением со стороны индуктивности.



Эквивалентное сопротивление параллельного колебательного контура на резонансной частоте

$$R_{oe} = Q\rho; \quad - \text{ при полном включении.}$$

$$R_{oe} = p^2 Q\rho \quad - \text{ при неполном включении.}$$

где p - коэффициент включения контура.

Модуляция ВЧ-колебаний

Модуляцией называется процесс управления одним или несколькими параметрами колебаний высокой частоты в соответствии с законом передаваемого сообщения.

Виды модуляции:

- непрерывная:
- импульсная.

Виды непрерывной модуляции:

- амплитудная;
- частотная;
- фазовая
- а также соответствующие виды «манипуляции».

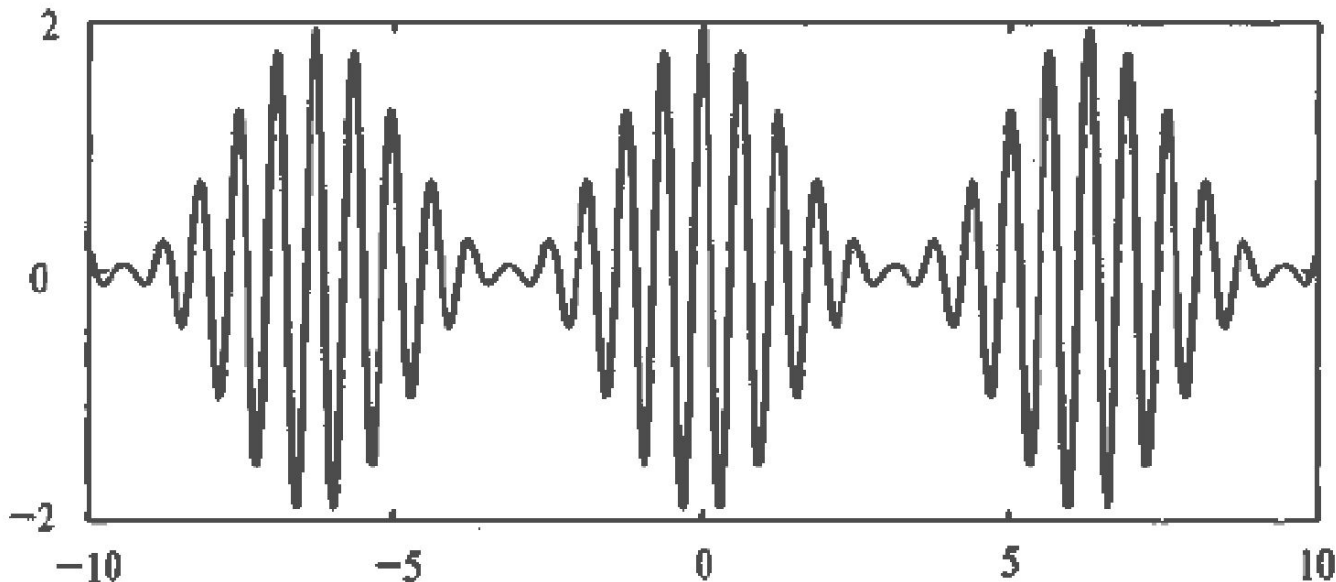
Во всех случаях частота модулируемого колебания должна быть много больше частоты модулирующего сигнала.

Амплитудная модуляция

При однотономном модулирующем сигнале $u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t$ модулированное по амплитуде колебание записывается в виде:

$$u(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

$m = U_{\text{мод}} / U_0 \leq 1$ - коэффициент модуляции.



Общие сведения об АМ

По помехоустойчивости АМ существенно уступает частотной и фазовой модуляции и поэтому в современных радиотехнических системах практически не применяется. Однако в РТС, работающих в диапазонах ДВ, СВ и КВ, является основным видом модуляции.

АМ осуществляется в РПДУ в выходном или предоконечном каскадах путем изменения напряжения на одном или нескольких электродах электронного прибора.

В соответствии с этим в транзисторных генераторах различают коллекторную и базовую АМ, а в ламповых - анодную, анодно-экранную и сеточную АМ.

При модуляции в предоконечном каскаде выходной ВЧ усилитель мощности работает в режиме усиления модулированных колебаний.

Общие сведения об АМ



Общая структурная схема усилительного тракта РПДУ, относящаяся ко всем способам АМ

Передаваемое сообщение поступает на вход модулятора, и после усиления модулирующий сигнал мощностью $P_{\text{мод}}$ поступает на ВЧ усилитель. Требуемое значение $P_{\text{мод}}$ зависит от мощности высокочастотных колебаний P_1 , коэффициента m и способа модуляции. Требуемая мощность источника питания P_0 также определяется данными параметрами.

Общие сведения об АМ

При любом способе АМ различают три основных режима работы:

- молчания (или несущей),
- максимальный,
- минимальный.

При АМ режим модулируемого ВЧ каскада непрерывно меняется.

Амплитуда ВЧ колебаний и мощность при тональной АМ модуляции меняются по закону:

$$U_{\text{мод}} = U_{\text{мол}} (1 + m \cos \omega t); P_1 = P_{1\text{мол}} (1 + m \cos \omega t)^2.$$

Мгновенные мощности ВЧ сигнала в разных режимах:

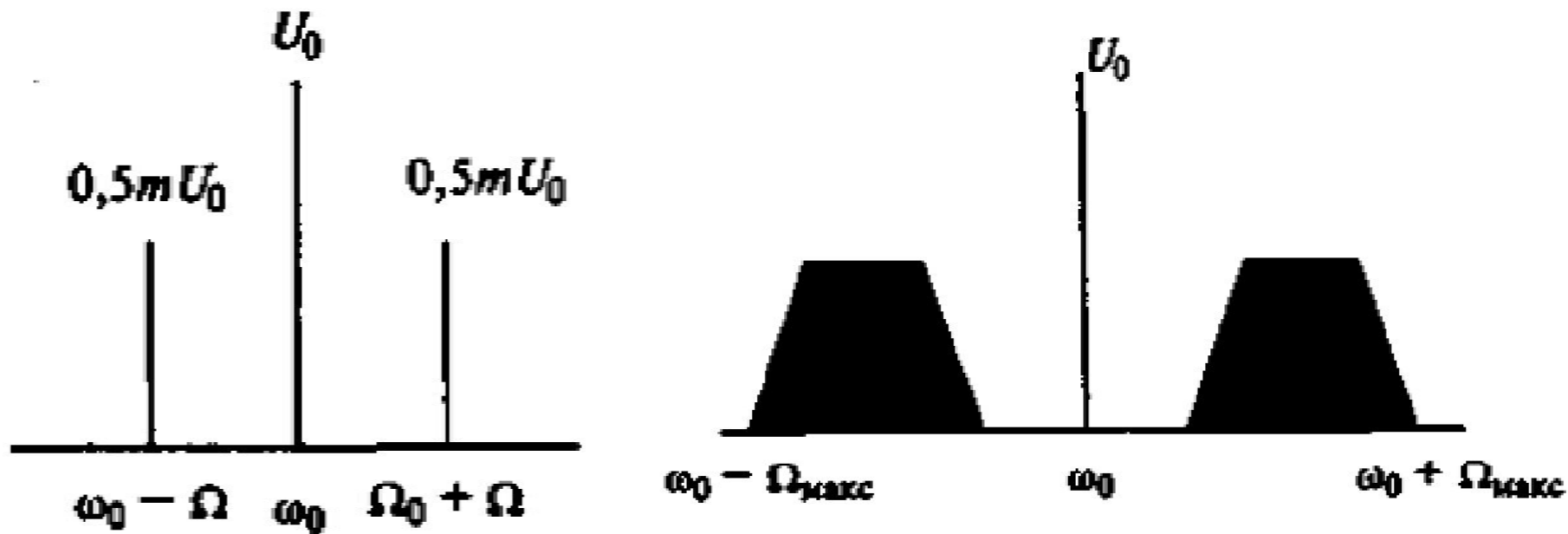
- $P_{1\text{макс}} = P_{1\text{мол}} (1+m)^2$ - пиковая мощность ГВВ может в четыре раза превосходить мощность в режиме несущей;
- $P_{1\text{мин}} = P_{1\text{мол}} (1-m)^2$.

Средняя мощность ВЧ колебаний за период модулирующего сигнала T :

$$P_{1\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{1\text{мол}} (1 + m \cos \Omega t)^2 dt = \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) P_{1\text{мол}}$$

Спектр АМ-колебания

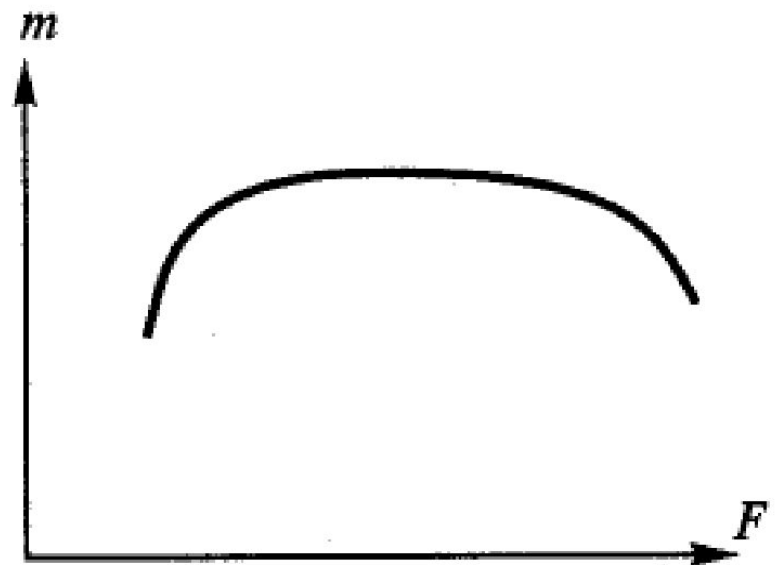
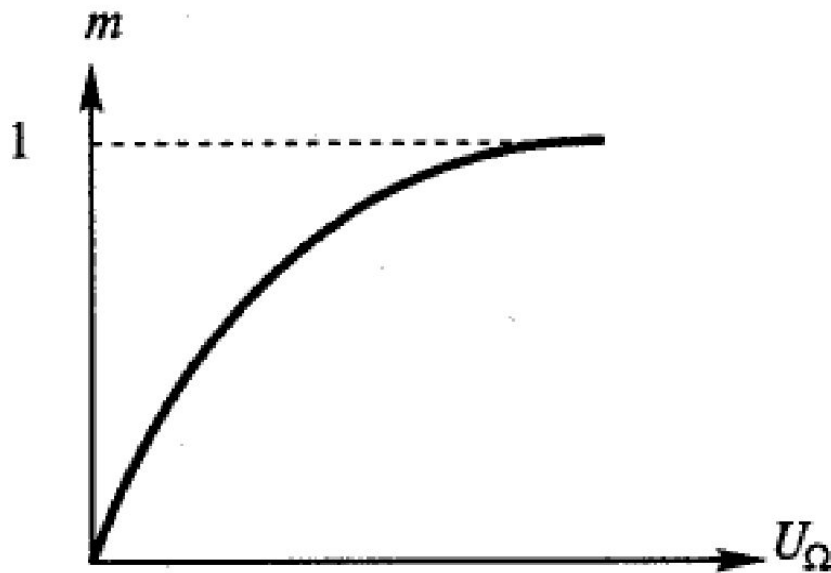
$$\begin{aligned}u(t) &= U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\&= U_0 \cos \omega_0 t + U_0 m \cos \Omega t \cos \omega_0 t = \\&= U_0 \cos \omega_0 t + 0,5 U_0 m \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0,5 U_0 m \cos(\omega_0 + \Omega)t\end{aligned}$$



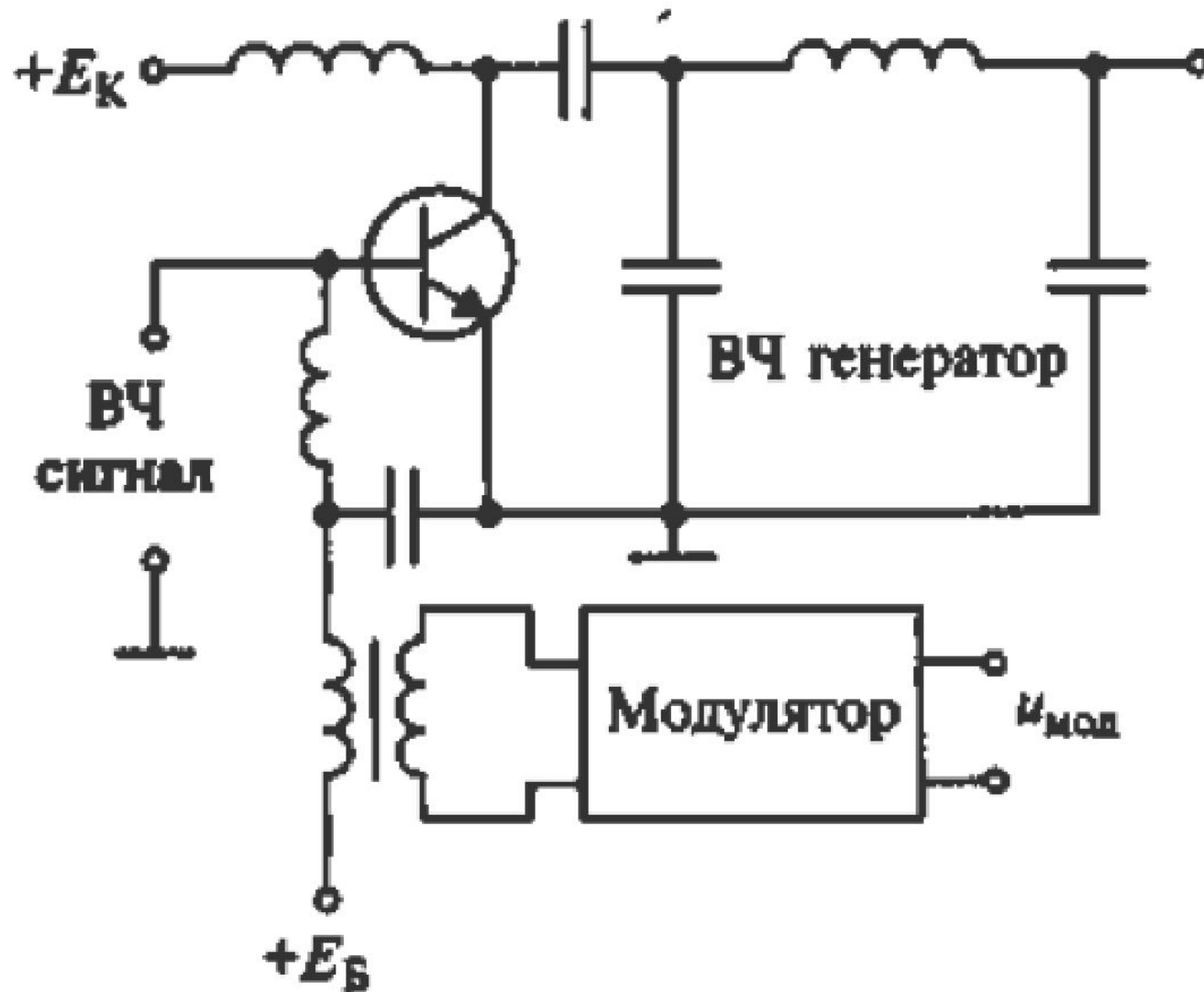
$B = T\Delta f$, $T = 1/2F$ При АМ $\Delta f = 2F \rightarrow B = 1$ – узкополосный сигнал

Параметры РПДУ с точки зрения АМ

- Статическая модуляционная характеристика $U_{\Omega} = 0$
- Динамическая модуляционная характеристика:
 - амплитудная $m = F(U_{\Omega})$ при $\Omega = \text{const}$
 - частотная $m = F(\Omega)$ при $U_{\Omega} = \text{const}$

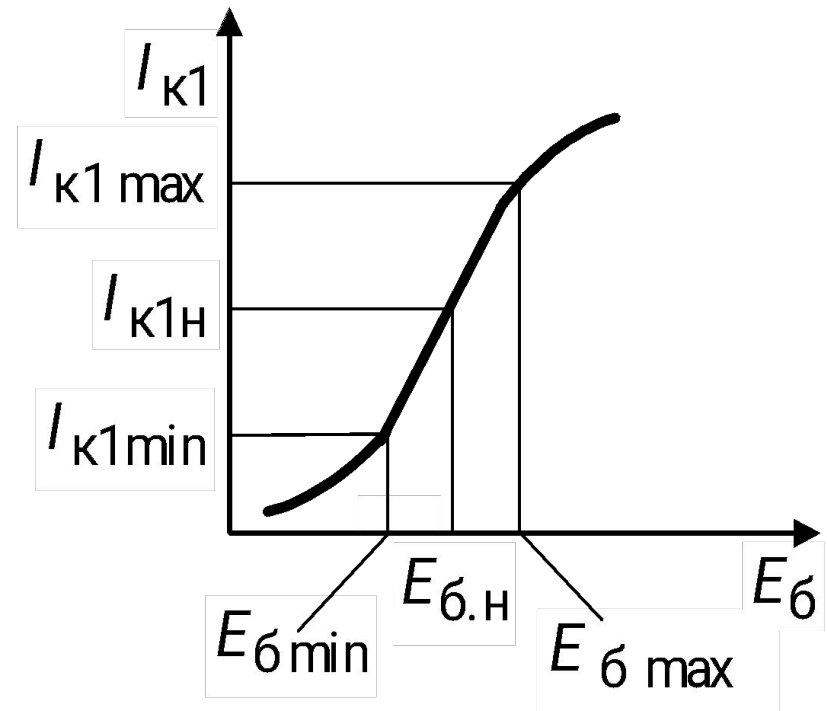


Базовая АМ

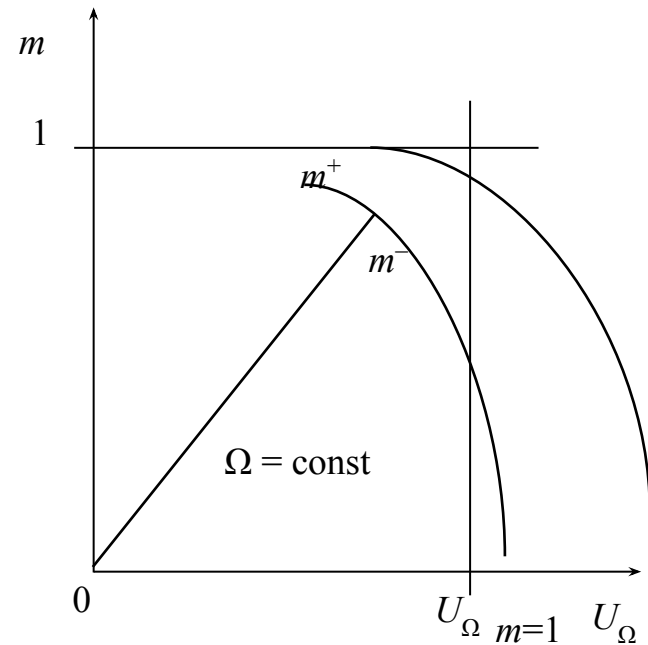
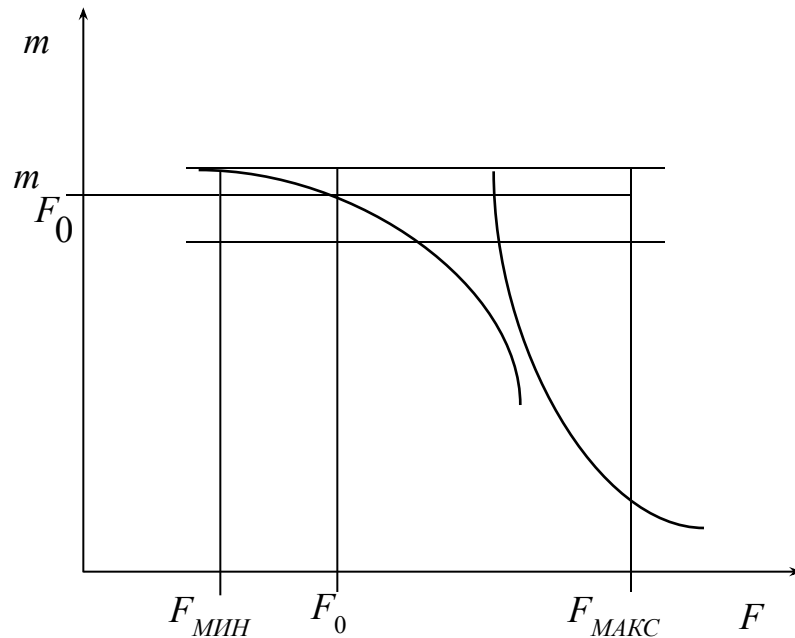


Статическая модуляционная характеристика

- СМХ характеризует зависимость амплитуды первой гармоники коллекторного тока (или тока контура, настроенного на первую гармонику) от постоянного напряжения на модулирующем электроде.
- СМХ используется для выбора рабочей точки, обеспечивающей линейность динамической модуляционной характеристики.

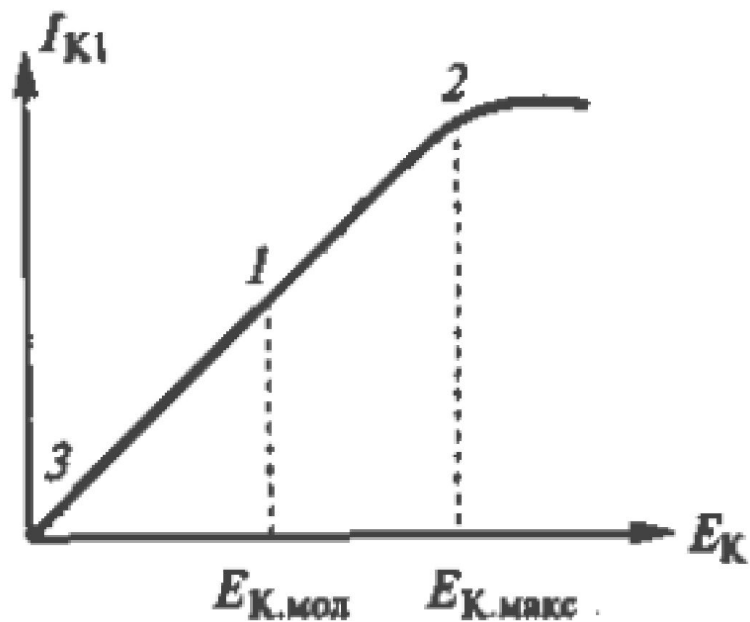
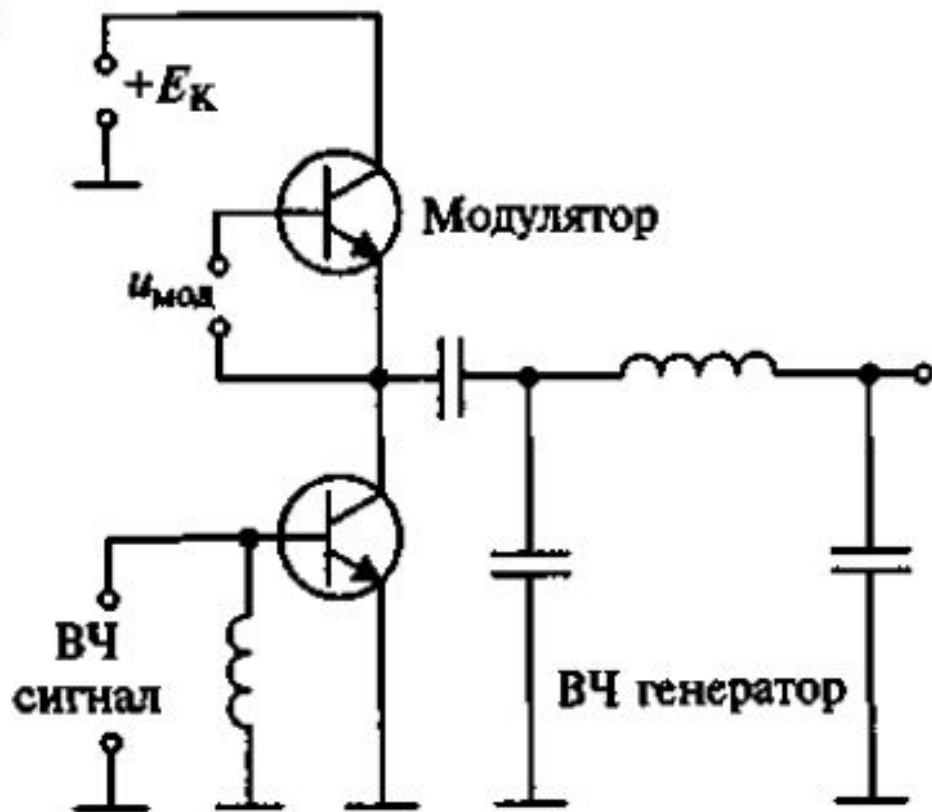


Динамические модуляционные характеристики



- частотные (линейные) искажения определяются неравномерностью ЧМХ в полосе частот модулирующего сигнала;
- нелинейных искажения в огибающей АМ колебания определяются отклонением АМХ от прямой линии.

Коллекторная АМ



2 – граничный режим

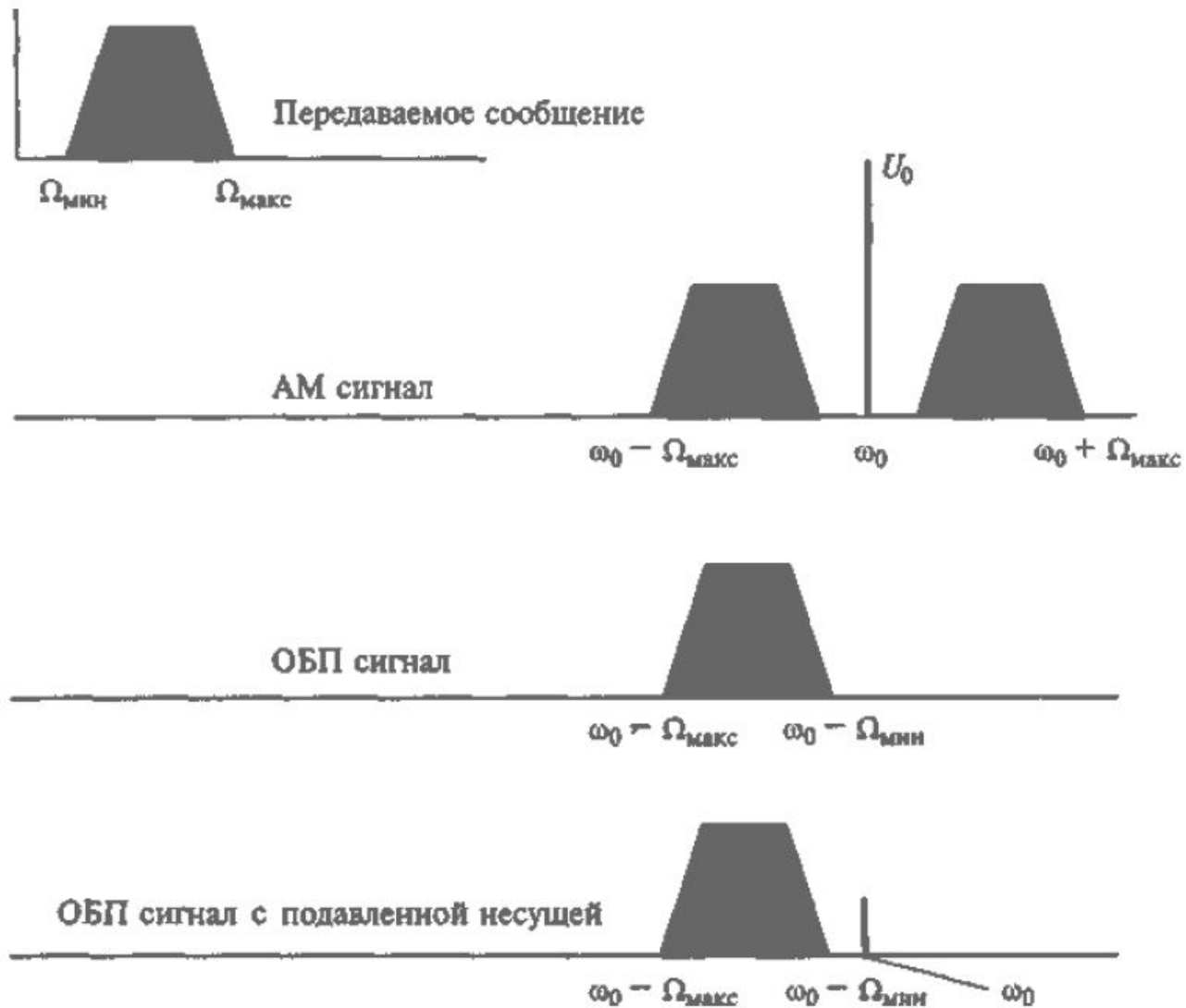
Сравнение базовой и коллекторной АМ

- При коллекторной модуляции выше КПД генератора и меньше уровень нелинейных искажений сигнала.
- Преимуществом базовой модуляции является меньшая мощность модулятора, что позволяет уменьшить массу и габариты РПДУ.
- В зависимости от конкретных требований, предъявляемых к аппаратуре, выбирается тот или иной вид АМ.

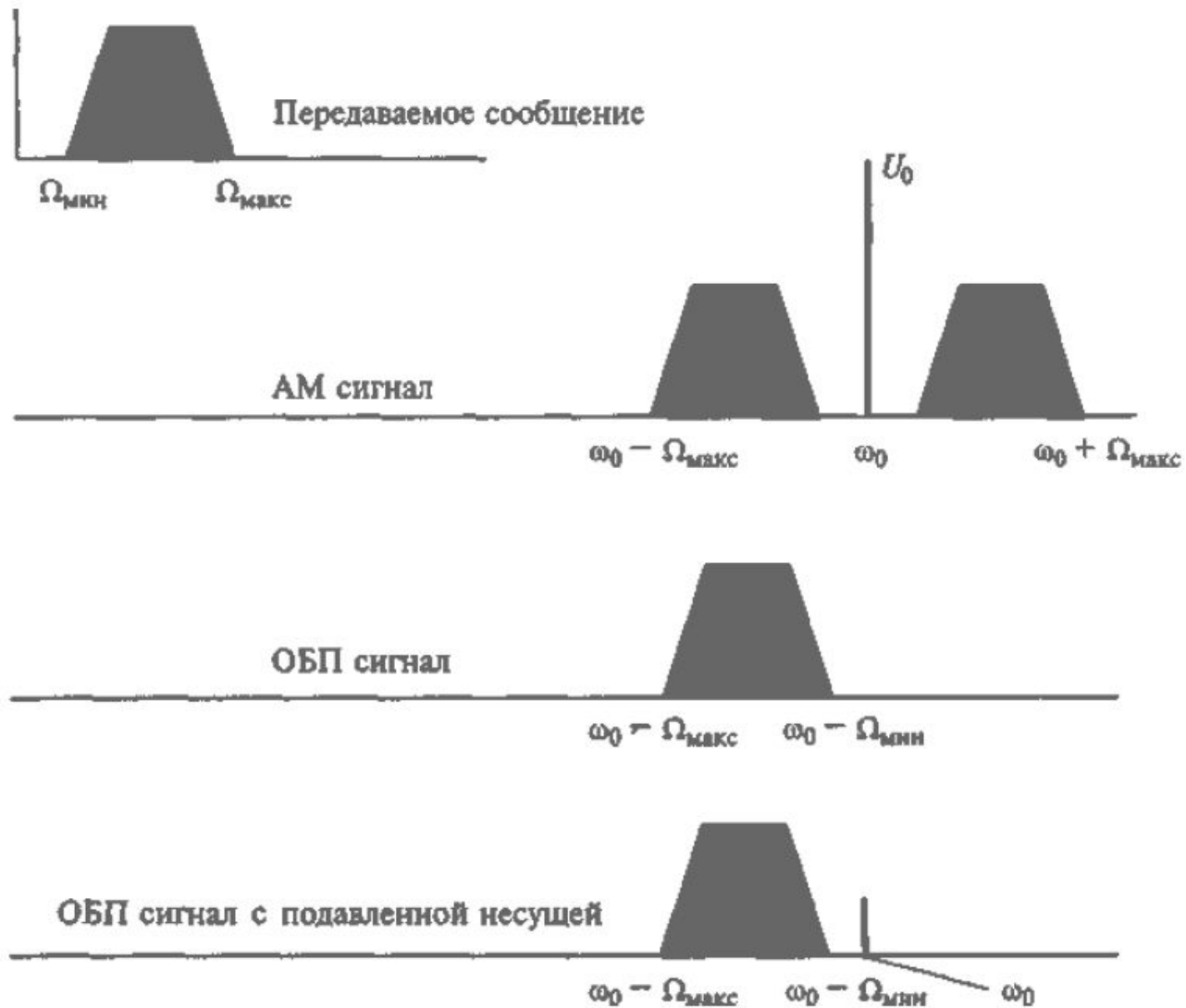
Однополосная модуляция

- При АМ мощность ВЧ генератора используется неэффективно – большая часть мощности (67%) расходуется на несущее колебание и 33% приходится на долю двух боковых полос, в которых заложена информация о передаваемом сообщении.
- Боковые полосы в информационном смысле дублируют друг друга → идея передавать только одну боковую полосу.
- Не передавать несущую? Но на приемной стороне необходимо восстановление несущих колебаний, иначе принять ОБП сигнал нельзя.
- Восстановление несущих колебаний осуществляется или с помощью передачи специального так называемого пилот-сигнала, или путем передачи подавленной несущей, на которую расходуется небольшая (10-20%) мощность.
- Восстанавливать частоту несущих колебаний в РПУ необходимо с высокой точностью. Например, при передаче речевых сообщений - не хуже 10 Гц.

Однополосная модуляция

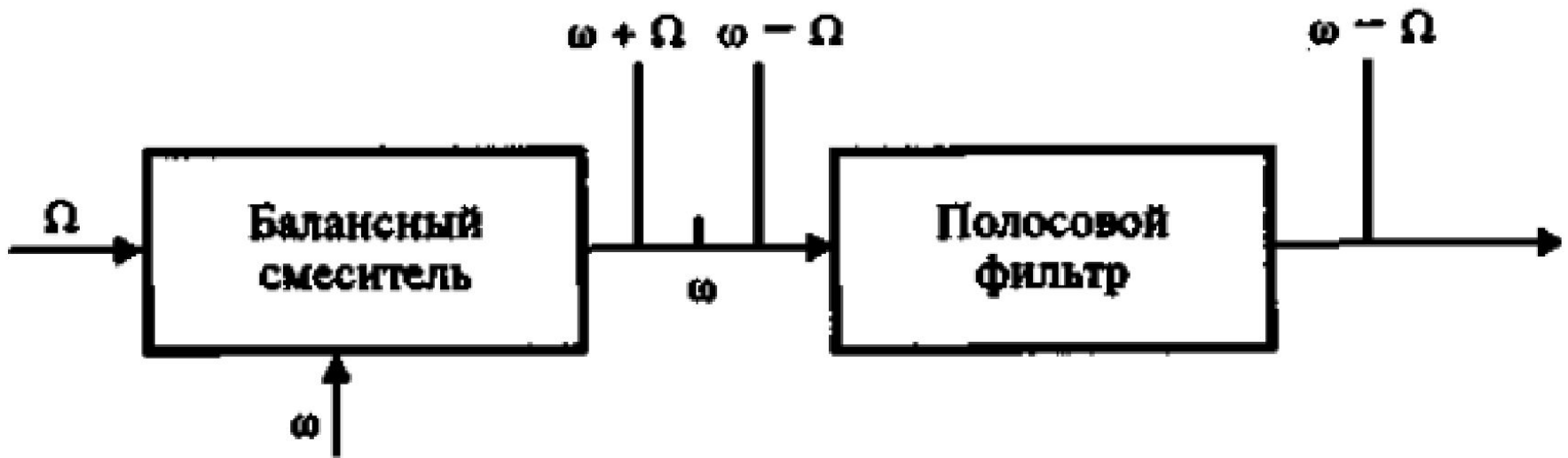


Однополосная модуляция



Формирование ОБП-сигнала

- Способ формирования ОБП сигнала основан на подавлении несущей с помощью специального балансного смесителя и фильтрации одной из боковых полос.



- Добавить пилот-сигнал!

Частотная и фазовая модуляция

Поскольку мгновенная частота $\omega(t)$ связана с фазой $\theta(t)$ сигнала соотношением:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt$$

то частотная и фазовая модуляция взаимосвязаны, их объединяют общим названием - угловая модуляция.

При тональной модуляции частотой Ω :

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t$$

- при ЧМ частота ВЧ-сигнала изменяется по закону:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{дев}} \cos \Omega t,$$

где $\Delta\omega_{\text{дев}} = kU_{\text{мод}}$ - девиация частоты;

- при ФМ фаза ВЧ-сигнала изменяется по закону:

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0$$

где $\Delta\varphi_{\text{дев}} = kU_{\text{мод}}$ - девиация фазы.

Высокочастотное, несущее колебание:

$$u(t) = U_0 \cos \theta(t) = U_0 \cos \int_0^t \omega(t) dt$$

- При ЧМ тональным сигналом

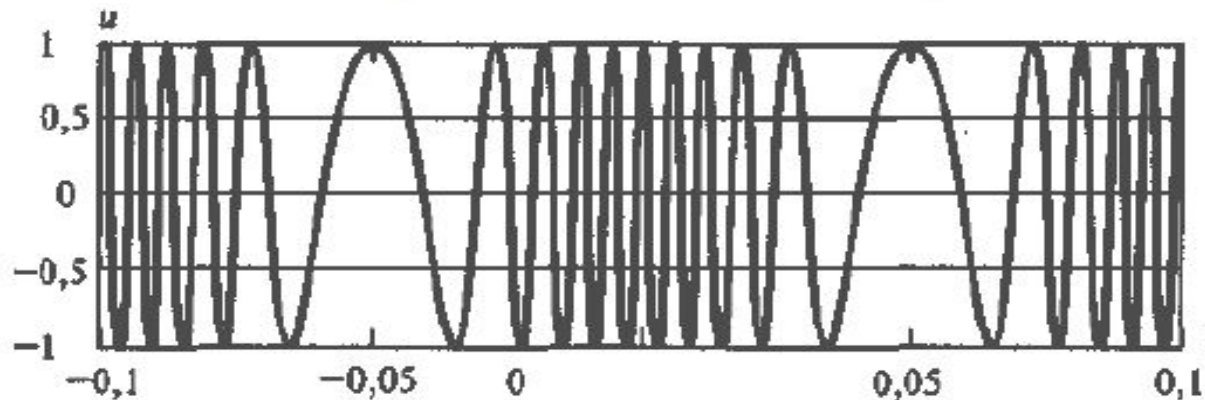
$$u(t) = U_0 \cos \left(\omega_0 t + k \int_0^t U_m \cos \Omega t \right) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_{\text{ч}} \sin \Omega t)$$

где $m_{\text{ч}} = \Delta\omega / \Omega$ - индекс частотной модуляции.

- При ФМ тональным сигналом

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0)$$

где $\Delta\varphi_{\text{дев}}$ - девиация фазы, или индекс фазовой модуляции.



При частоте модулирующего сигнала $\Omega = \text{const}$ отличить ЧМ от ФМ невозможно.

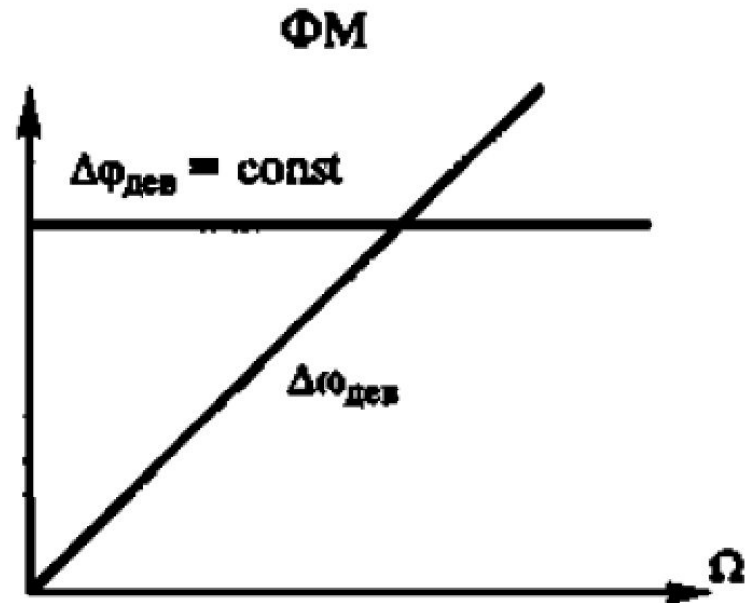
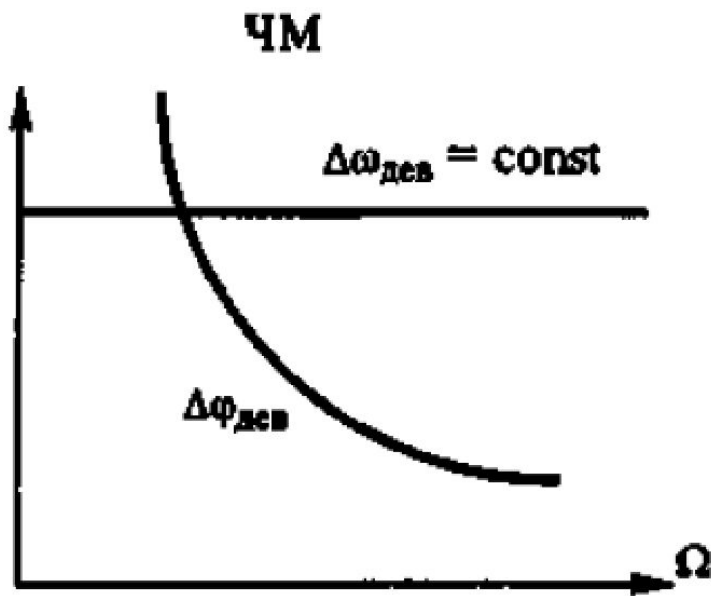
Это различие можно обнаружить только при изменении частоты Ω .

При ЧМ при изменении частоты Ω девиация частоты $\Delta\omega_{\text{дев}} = \text{const}$, а девиация фазы сигнала меняется по закону $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \Delta\omega_{\text{дев}} / \Omega$.

При ФМ амплитуда колебаний фазы сигнала $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \text{const}$, а мгновенная частота сигнала меняется и

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\varphi_{\text{дев}} \Omega \sin \Omega t$$

следовательно, девиация частоты пропорциональна частоте модулирующего сигнала $\Delta\omega_{\text{дев}} = \Delta\varphi_{\text{дев}} / \Omega$.



Таким образом при ЧМ и ФМ меняется как мгновенная частота, так и фаза модулируемого ВЧ сигнала.

Далее рассматриваем только ЧМ.

Спектр ЧМ-сигнала

Представим выражение для ЧМ сигнала в виде суммы двух слагаемых:

$$u(t) = U_0 \cos(m_{\text{ч}} \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_0 \sin(m_{\text{ч}} \sin \Omega t) \sin \omega_0 t$$

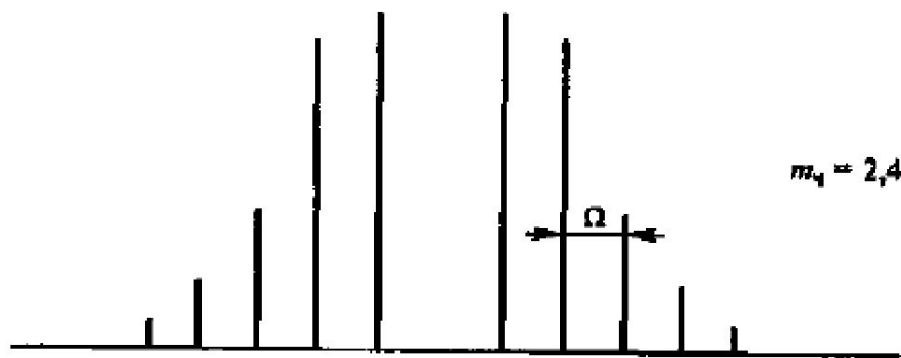
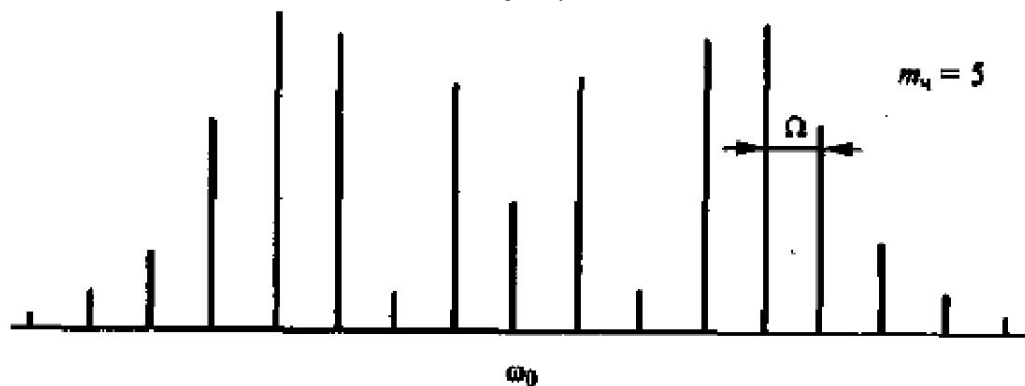
Разложив периодические функции в ряд Фурье, имеем:

$$u(t) = U_0 J_0(m_{\text{ч}}) \cos \omega_0 t + U_0 J_1(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ + U_0 J_2(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t - \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ + U_0 J_3(m_{\text{ч}}) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots,$$

где $J_n(m_{\text{ч}})$ - бесселева функция 1-го рода n -го порядка от аргумента $m_{\text{ч}}$; n - целое число.

При ЧМ тональным сигналом частотой Ω спектр ВЧ- сигнала имеет бесконечное число спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты ω_0 через интервалы, равные Ω .

Частоты этих спектральных составляющих равны $\omega_0 \pm n\Omega$, а амплитуды - $U_0 J_n(m_{\text{ч}})$.

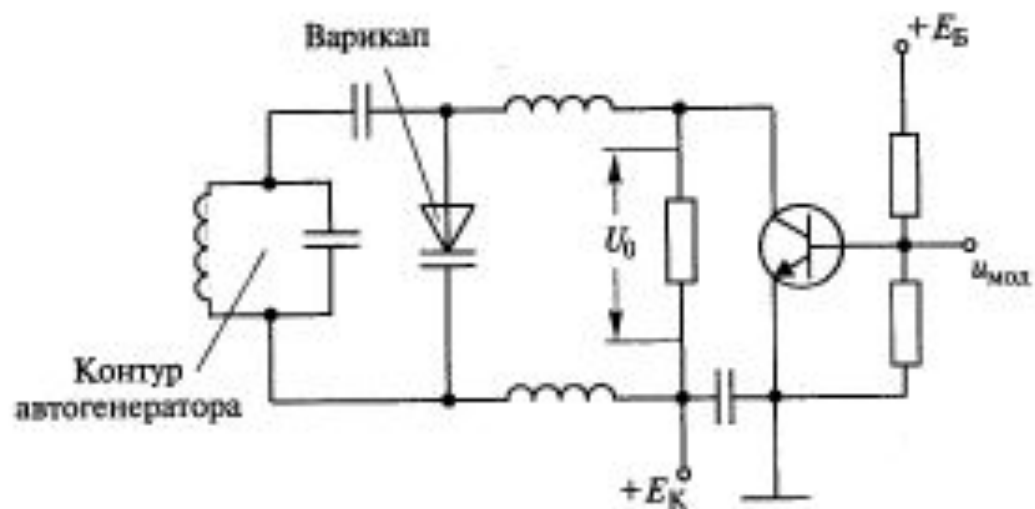
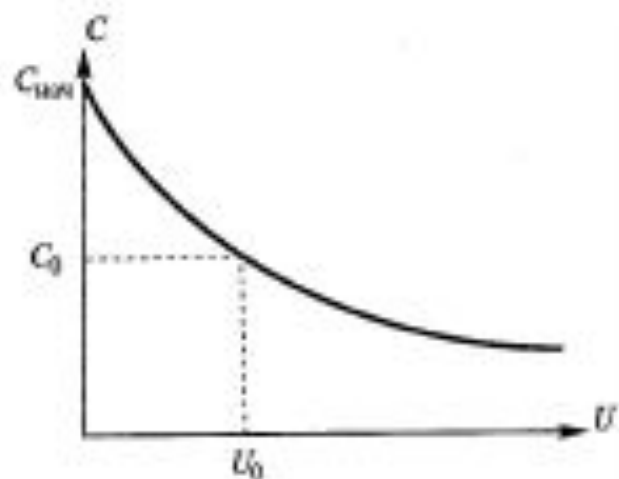


Теоретически спектр ЧМ сигнала безграничен. Однако, основная часть энергии сосредоточена в полосе:

$$\Delta f_{\text{сп}} = 2(1 + m_{\text{ч}} + \sqrt{m_{\text{ч}}}) F_{\text{max}}$$

Преимущества ЧМ в полной мере реализуются при $m_{\text{ч}} > 1$.

Частотный модулятор на основе варикапа



«Прямой» метод ЧМ

Стабилизация частоты при ЧМ

При прямом методе ЧМ к контуру автогенератора подключается частотный модулятор, что это приводит к снижению стабильности частоты автоколебаний.

Для нейтрализации этого явления используют три способа:

- модуляцию осуществляют в кварцевом автогенераторе;
- применяют косвенный метод модуляции (преобразование ФМ в ЧМ);
- стабилизируют частоту автогенератора, к которому подключен частотный модулятор, с помощью системы АПЧ.

Два первых способа обеспечивают получение сравнительно малой девиации частоты, и поэтому они применяются в основном при узкополосной ЧМ, когда девиация частоты не превышает нескольких килогерц.

Третий метод позволяет обеспечить малую нестабильность частоты, требуемое, в том числе большое, значение девиации частоты.

В схеме частотный модулятор подключен к стабилизируемому автогенератору. Следует установить такое быстродействие системы авторегулирования, чтобы она реагировала на относительно медленные изменения частоты автогенератора под действием дестабилизирующих факторов (например, изменения температуры) и не откликнулась бы на относительно быстрые изменения частоты под действием модулирующего сигнала.



Сравнение АМ и ЧМ

Чтобы передача с использованием ЧМ имела преимущества перед АМ в отношении помехоустойчивости, необходимо иметь $m_{\text{ч}}$. А это приводит к существенному расширению рабочего спектра ЧМ колебания и занимаемой им полосы частот. Поэтому ЧМ применяется в передатчиках с рабочей частотой более (30...40) МГц, то есть начиная с метрового диапазона волн.

Так как линия радиосвязи с ЧМ более помехоустойчива, чем с АМ, то на таких линиях можно работать с менее мощными передатчиками. Сами передатчики с ЧМ имеют ряд преимуществ перед передатчиками с АМ:

1. Более полно используется мощность генераторного прибора выходного каскада передатчика. При этом мощность передатчика одинакова как при отсутствии, так и при наличии модулирующего сигнала, так как амплитуда сигнала с ЧМ неизменна.
2. КПД передатчика с ЧМ в 1,3...1,5 раза выше, чем передатчика с АМ, так как выходной каскад работает в наиболее выгодном режиме: обычно критическом или слабо перенапряжённом. Также мощность, потребляемая частотным модулятором, значительно ниже мощности, потребляемой амплитудным модулятором.
3. При ЧМ легче получить линейность модуляции.

Методы модуляции для дискретных сообщений

При передаче дискретной, в том числе цифровой, информации - комбинации двоичных символов «1» и «0», вместо термина «модуляция» применяют термин «манипуляция».

Процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, соответственно заменяя название АМ на АТ, ЧМ на ЧТ, ФМ на ФТ.

Три перечисленных способа манипуляции ВЧ сигнала имеют разный уровень помехоустойчивости (АМан – самый низкий и, поэтому, практически не используется).

В качестве ФМан обычно используют ее разновидность - относительную фазовую манипуляцию (ОФМ). При ОФМ при передаче «1» фаза несущего колебания скачком изменяется на $\Delta\phi$ (например, на π) по отношению к фазе предыдущего бита, а при передаче «0» - фаза остается той же.

Общим параметром для обоих видов манипуляции (ЧМан и ФМан) является скорость передачи информации V (бит/с = бод).

Кроме того, ЧМан характеризуется дискретом частоты $\Delta F = F_1 - F_2$, а ФМан - дискретом фазы $\Delta\phi$, позволяющим различать «1» и «0».