

## РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

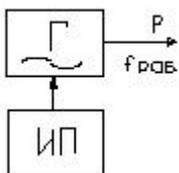
Радиопередающим устройством (РПУ) называется устройство, формирующее высокочастотные колебания для передачи сообщения на расстоянии. Высокочастотные колебания являются носителями, излучаются в виде электромагнитных волн. Заложить информацию в ВЧ колебания позволяет изменение параметров этого колебания в соответствии с сигналом сообщения (модуляция).

### Области применения РПУ:

- 1) Радиовещательные и телевизионные станции.
- 2) Связные РПУ (станции).
- 3) Радиолокационные системы.
- 4) РПУ систем сигнализации: охранная, пожарная и т. д.
- 5) РПУ телеметрии: информация, поступающая с космических систем (многоканальные, многометрические).
- 6) РПУ информационно-волновых систем: устройства обнаружения металлической арматуры. Диагностика пациента с помощью тамографии и т.д.
- 7) РПУ медицинского назначения: "радиозонд", "радио пилюли" и т.д.
- 8) Генераторы медицинского назначения: диапазон от единиц герц до десятков Гигагерц. Непрерывная мощность десятки, сотни ватт. Импульсные мощности несколько киловатт.
- 9) Генераторы бытового назначения: СВЧ печи, устройства сушки, обработка пищевых продуктов, устройства отпугивания крыс, комаров.
- 10) Сотовая телефония

## СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РПУ

### Задающий генератор (автогенератор)



Автогенератор это каскад, преобразующий энергию источника питания в энергию ВЧ колебаний. Основным параметром является рабочая частота  $f_{\text{раб}}$ .

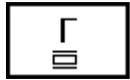
$\frac{\Delta f}{f_{\text{раб}}}$  - относительная нестабильность частоты.

$P_{\text{вых}}$  - выходная мощность.

В современных РПУ  $f_{\text{раб}} = 10^3 \div 10^{10}$  ГГц.

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{раб}}} = 10^{-3} \div 10^{-6} \text{ Гц.}$$

$$P_{\text{вых}} = 10^{-2} \text{ Вт.}$$



- автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты.

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{раб}}} \sim 10^{-5} \text{ Гц.}$$

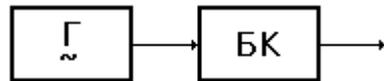
$$f_{\text{раб}} < 10^8 \text{ Гц.}$$

$$P_{\text{вых}} \sim 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ Вт}$$

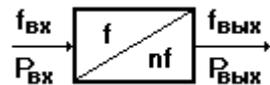
### Буферный каскад



- используется для предотвращения влияния последующих каскадов.



### Умножитель частоты



$$n = \frac{f_{\text{вых}}}{f_{\text{дл}}} - \text{коэффициент умножения частоты.}$$

$$\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \eta_{\text{пр}} < 1 - \text{коэффициент преобразования.}$$

Используется в тех случаях, когда АГ не обеспечивает требуемую рабочую частоту РПУ.

### Усилитель мощности



- используется для повышения мощности в  $K_p$  раз.

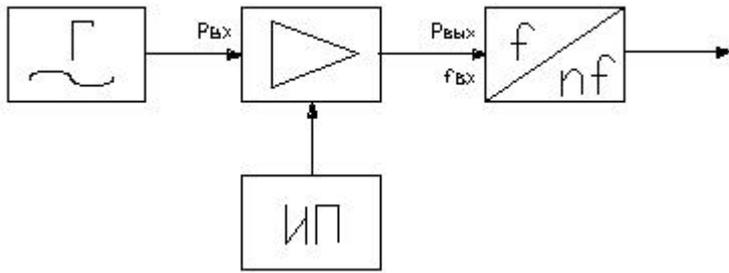
$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} - \text{коэффициент усиления по мощности.}$$

$$\eta_e = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} - \text{электронный КПД.}$$

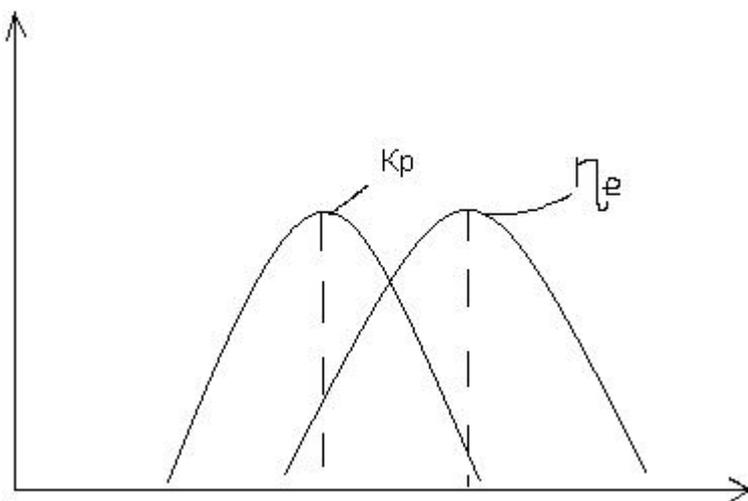
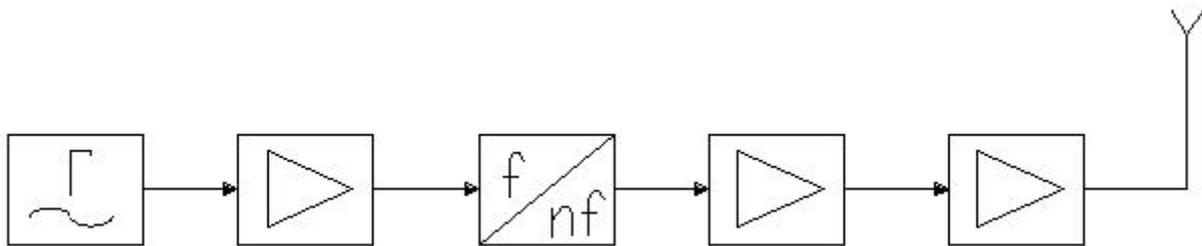
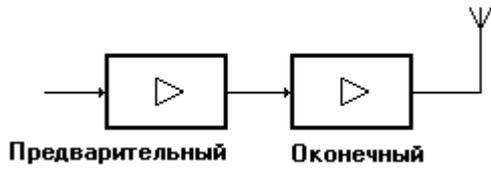
$P_{\text{вых}}$  - мощность ВЧ колебаний на выходе.

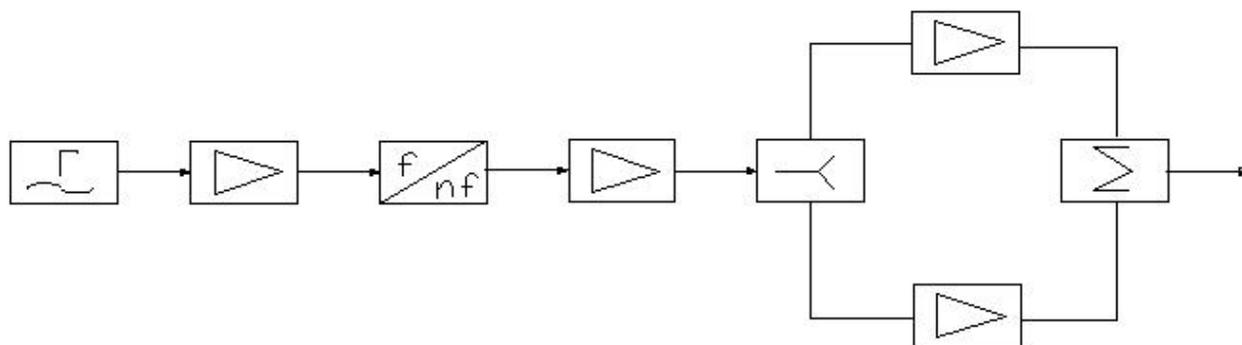
$P_{\text{вх}}$  - мощность ВЧ колебаний на входе.

$P_0$  - мощность потребляемая от источника питания постоянного напряжения.

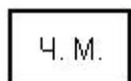


Диодные усилители частоты существенно больше.

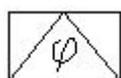
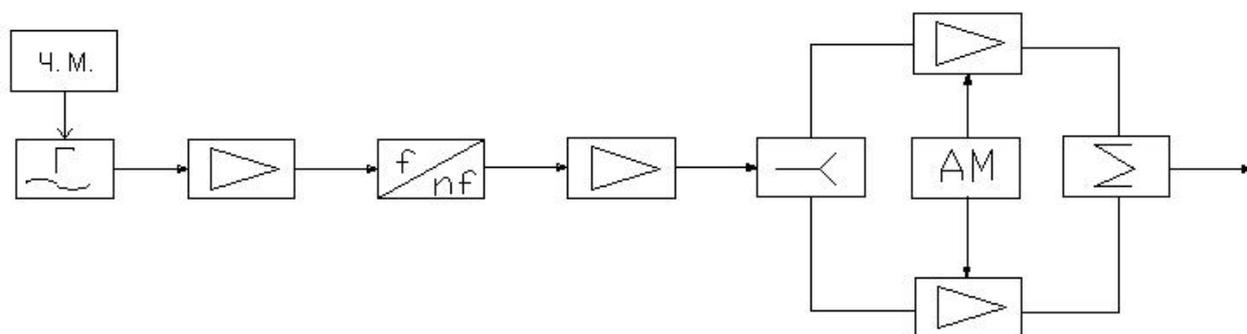




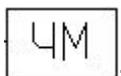
В тех случаях, когда активный прибор на заданной частоте не может обеспечивать  $P_{\text{вых}}$ , заданную техническим заданием, используют схему сложения мощностей параллельно складывая мощность нескольких активных приборов.



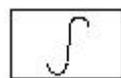
- изменённые внутренние параметры, прямая ЧМ



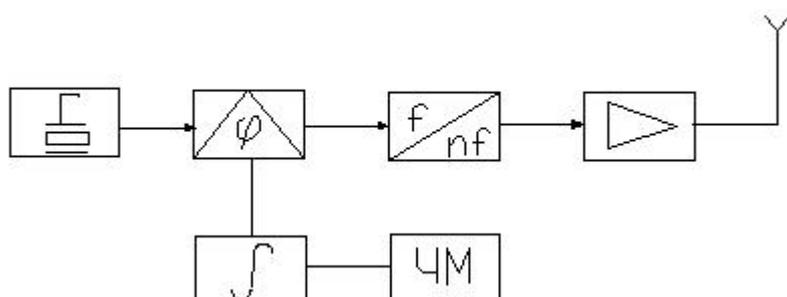
- фазовый модулятор



- косвенная ЧМ



- интегратор





Усилитель мощности	Умножитель частоты
Напряжённость граничного режима:	
$\xi = \frac{U_{K1}}{U_{K0}}$	$\xi = \frac{U_{Kn}}{U_{Ku}}$
U <sub>K1</sub> - амплитуда первой гармоники U <sub>K0</sub> - постоянная напряжения питания коллектора	U <sub>Kn</sub> - амплитуда n-ой гармоники коллекторного напряжения U <sub>K0</sub> - постоянная напряжения питания коллектора
P <sub>вых1</sub> - заданная выходная мощность колебаний первой гармоники	P <sub>n</sub> - заданная выходная мощность для n-ой гармоники
-коэффициент Берга для первой гармоники	- коэффициент Берга для n-ой гармоники

Параметры обобщенной схемы:

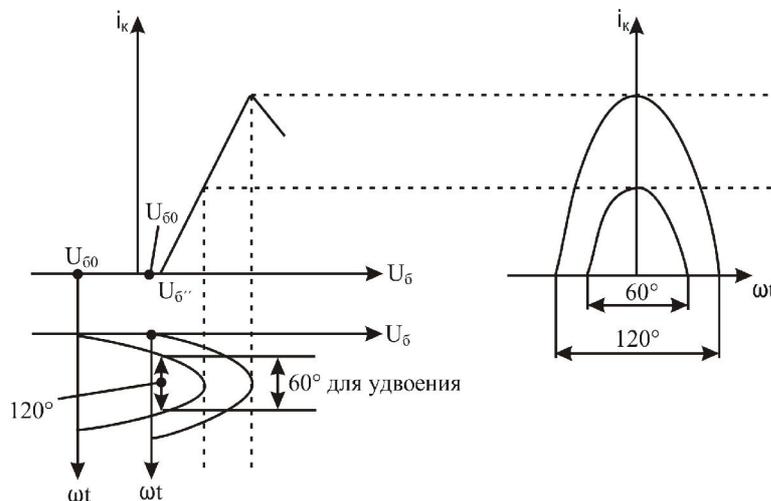
- 1)  $P_{\text{вых}} = 0.5 \cdot I_{\text{вых}}^2 \cdot R_n$  – мощность на выходе в активной составляющей полезной нагрузки.
- 2)  $P_{\sim} = 0.5 \cdot I_{\text{вых1}} \cdot U_{\text{вых1}}$  – колебательная мощность (на выходе АП).
- 3)  $P_0 = I_{k0} \cdot U_{k0}$  – потребляемая от ИП мощность.
- 4)  $\eta_e = \frac{P_{\sim}}{P_0}$  – электронный КПД.
- 5)  $\eta_{k2} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\sim}}$  - контурный КПД выходной СЦ2.
- 6)  $\eta_{k1} = \frac{P_{\text{в1}}}{P_{\text{вх}}}$  - КПД входной СЦ.
- 7)  $K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \cdot \frac{P_{\text{в1}}}{P_{\text{в1}}} \cdot \frac{P_{\sim}}{P_{\sim}} = K_{\text{ракт}} \cdot \eta_{k1} \cdot \eta_{k2}$  - коэффициент усиления по мощности.

Элементная база АП (для бортовых и миниатюрных РПДУ)



### Электронный режим работы АП

$i_k = S \cdot U_{\phi} + E_0^l$  - Статическая характеристика.



Динамический режим АП характерен наличием на входных и выходных клеммах АП ВЧ колебаний. При этом рабочая точка (РТ) скользит по ВАХ АП. Такой режим называется режимом с отсечкой коллекторного тока.  $E_{\phi 0}$  - напряжение смещения на базе.

Время нарастания  $I_k$  от 0 до максимума называется углом отсечки ( $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ ). При работе транзистора в режиме отсечки мы получаем максимально возможные значения работы транзистора по энергетике  $> 50\%$ . При работе в линейном режиме - КПД  $< 50\%$ .

### Динамический режим при различных соотношениях напряжений на входе и выходе прибора

1) Увеличение напряжения на базе соответствует пропорциональному увеличению тока коллектора. Такой режим называется *недонапряженным*.

2) Когда напряжение на базе становится соизмеримым с напряжением на коллекторе, часть носителей ответвляется в цепь базы, и начинает расти ток базы. Этот режим называется *граничным*. Дальнейшее увеличение тока базы

приводит к уменьшению тока коллектора (общий ток через АП = const). Такой режим называется *перенапряженным*.

В граничном или слегка перенапряженном режимах мы получаем максимально возможные значения  $\eta_e$  и  $P_{\text{вхл}}$ .

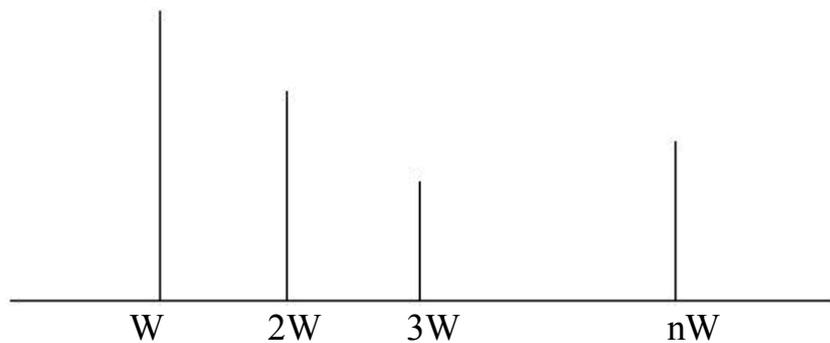
### Форма импульса коллекторного тока

$$E_{\text{б0}} = \text{const}, U_{\text{б1}} - \text{изменяем. } U_{\text{б}} = E_{\text{б0}} + U_{\text{б1}} \cdot (\cos(\omega \cdot t))$$

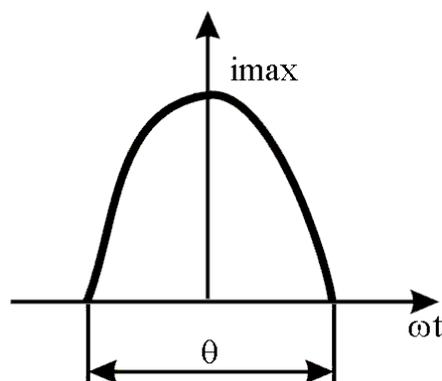
$i_{\text{max}}$  - максимум импульса коллекторного тока.

### Гармонический анализ $I_k$

$$i_k = I_{k0} + I_{k1} \cdot \cos \omega t + I_{k2} \cdot \cos 2\omega t + \dots + I_{kn} \cos n\omega t$$



Амплитуды  $I_{k0}, I_{k1}, \dots, I_{kn}$  определяют форму импульса.



При проектировании усилителя мощности на выходе требуется обеспечить максимальную амплитуду  $I_{k1}$ . В соответствии с теоремой Фурье этого можно достичь, сформировав на выходе усилительного каскада импульс коллекторного тока  $I_{k1}$  определенной формы. Форма импульса коллекторного тока  $I_{k1}$  зависит от  $\omega$  и угла отсечки  $\theta$ . Задача проектирования усилителя мощности: на заданной частоте  $\omega$  выбрать режим работы транзистора при

котором напряжения смещения на базе (предельный  $\theta$ ) реализуют макс. амплитуду  $I_{k1}$ .

$$i_k = i_{k_{\max}} \cdot \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} - \text{форма импульса коллекторного тока } i_k$$

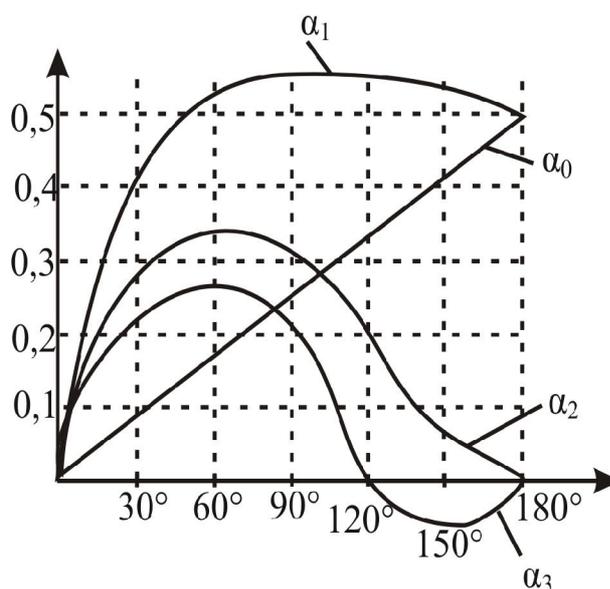
$$i_k = i_{k_{\max}} F(\theta); F(\theta) = \alpha_0 + \alpha_1 \cos \omega t + \alpha_2 \cos 2\omega t \dots$$

$$\alpha_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) d\omega t; \alpha_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) \cos n\omega t \cdot d\omega t$$

Коэффициенты Берга зависят от угла отсечки

$$I_{k0} = i_{k_{\max}} \cdot \alpha_0(\theta); I_{kn} = i_{k_{\max}} \cdot \alpha_n(\theta)$$

Коэффициенты Берга  $\alpha_n(\theta)$  рассчитаны и сведены в графики и таблицы



$$\theta_{\text{opt}} = \frac{120^\circ}{n}$$

При  $\theta_{\text{opt}}$  получаем максимум мощности на коллекторе  $P_k = \frac{1}{2} I_k \cdot U_k$ .

Максимум  $\alpha_1 = 120^\circ$ .

Однако максимум электронного КПД  $\eta_e = \frac{P_k}{P_0}$  реализуется при  $\theta_{\text{opt}} = 0^\circ$ .

Поэтому, для УМ выбирают компромиссный режим:

$$60^\circ < \theta_{\text{opt}} < 120^\circ.$$

Такой режим позволяет получить на выходном усилителе каскада достаточно высокую мощность колебаний 1-ой гармоники и сохранить при этом приемлемый уровень электронного КПД.

Оконечный  $\theta = 90^\circ$

Предварительный  $\theta = 110^\circ$

## Методика расчета электронного режима работы АП

Количественной характеристикой электронного режима является эффективность использования постоянного напряжения питания коллектора:

$$\xi = \frac{U_{K1}}{U_{K0}}, \quad 0 \leq \xi \leq 1$$

В гр. режиме:  $\xi = \xi_{гр}$

НДР:  $\xi < \xi_{гр}$

ПНР:  $\xi > \xi_{гр}$

### Основные соотношения для расчета режима АП

$$1) \xi_{гр} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_{\sim}}{S_{гр} \cdot \alpha_1(\theta) \cdot U_{k0}^2}} - \text{напряженность граничного режима.}$$

Параметры АП:

а)  $S_{гр}$  - крутизна граничного режима

б)  $U_{K0}$  - типовое значение напряжения питания

в)  $P_{\sim} = P_{K1}$  - выходная мощность 1-ой гармоники

г)  $\alpha_1(\theta)$  - коэффициент Берга для 1-ой гармоники

2)  $P_{K1} = 0,5 \cdot I_{K1} \cdot U_{K1}$  - мощность ВЧ

3)  $P_0 = I_{K0} \cdot U_{K0}$  - потребляемая

4)  $P_p = P_0 - P_{K1}$  - рассеянная на коллекторе

5)  $\eta_e = \frac{P_{K1}}{P_0}$  - электронный КПД

6)  $I_{K0} = i_{\max} \cdot \alpha_0(\theta)$  - пост. составл.

7)  $I_{K1} = i_{\max} \cdot \alpha_1(\theta)$  - амплитуда 1-ой гармоники

8)  $\xi_{гр} = \frac{U_{K1}}{U_{K0}}$  - коэффициент использования в гр. режиме

9)  $U_{K1} = I_{K1} \cdot R_{K1}$ ,  $R_{K1}$  - активная составляющая вых. сопротивления транзистора

10)  $U_{B1} = \frac{i_{\max}}{S \cdot (1 - \cos \theta)}$  - амплитуда 1-ой гармоники для напряжения на базе

11)  $U_{B0} = \frac{i_{\max} \cdot \cos \theta}{S \cdot (1 - \cos \theta)} - U_{B0}^l$ ;  $S$  - крутизна в динамическом режиме,

$U_{B0}^l$  - напряжение отпираания транзистора

**Этапы:**

1) Выбор типа АП

2) Расчет его электронного режима

а) Выбор АП по двум параметрам:  $f_{\text{раб}}$  и  $P_{K1}$

Для схемы с ОЭ:  $f_{\text{раб}} < f_{\alpha}$

Схема с ОБ:  $f_{\text{раб}} < (1,5 \div 2)f_{\alpha}$

Расчет режима работы транзистора приведенный выше (1-11) справедлив для безынерционного транзистора т.е.

$$f_{\text{раб}} < 0,05 \cdot f_{\alpha}$$

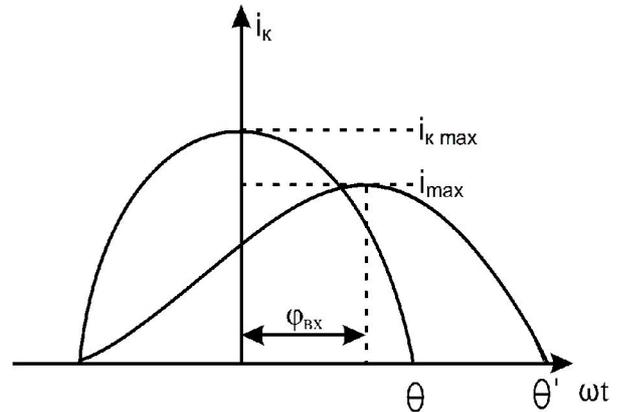
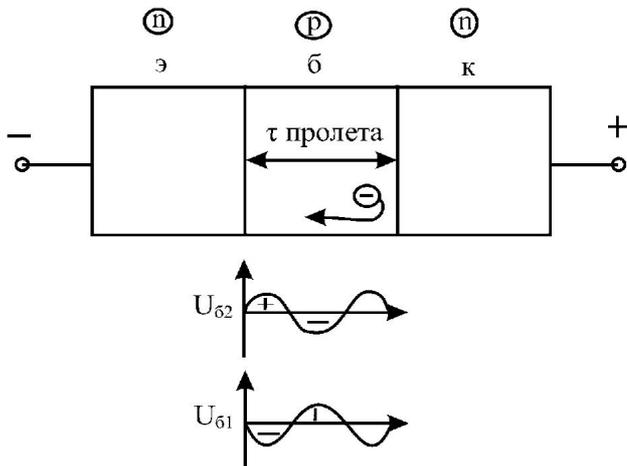
$$P_{\sim} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{\eta_{\text{К}} - (0,8 \div 0,9)}$$

По мощности:

$P_{\text{ВЫХ}}$  - заданная вых. мощность транзистора.

$P_{\text{ВЫХ}}$  должно быть меньше  $P_{\text{НОМ}}$  - по справочнику.

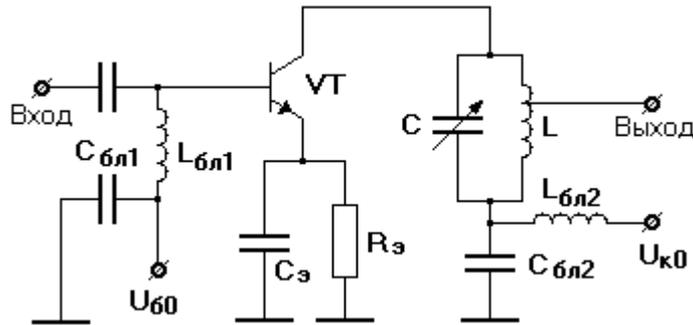
При отсутствии  $P_{\text{НОМ}}$ , транзистор выбирают по допустимой мощности рассеяния  $P_{\text{доп}}$ .



$\alpha$  зависят не только от  $\theta$  но и от  $\varphi_{\text{ВХ}}$ ,  $\alpha_n(\theta, \varphi_{\text{ВХ}})$  ввели  $\gamma_n(\theta, \varphi_{\text{ВХ}})$

$$I_{\text{Кн}} = i_{\text{Кmax}} \cdot \gamma_n(\theta, \varphi_{\text{ВХ}})$$

Схема №1



Умножители частоты на транзисторах

Умножитель частоты входных гармонических колебаний реализуется на принципе преобразования спектра на нелинейной характеристике ЛП с последующим выделением в выходном к.к. требуемой n-ой гармоники.

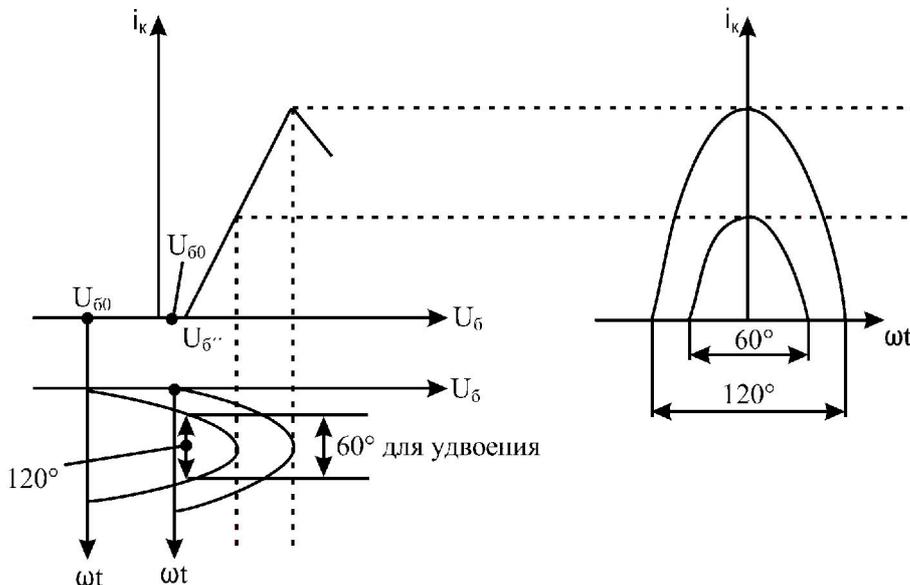
Транзисторный умножитель частоты реализует нелинейность либо режимом отсечки  $i_k$ , либо нелинейностью ёмкости “p-n” перехода

При выходе режима работы АП умножителя частоты

$$\theta_{opt} = \frac{120^\circ}{n}$$

Работа транзистора в умножителе частоте в режиме с отсечкой  $i_k$  энергетически мало эффективна из-за уменьшения  $i_{max}$  при  $\theta_{opt} = \frac{120^\circ}{n}$ .

Преобразуем схему №1 из усилителя в умножитель с  $n = 2$ .



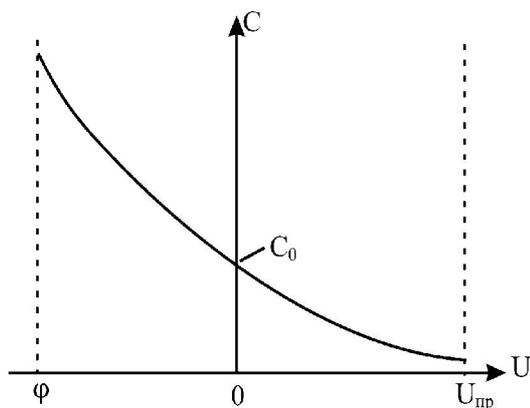
а) меняем резонансную  $f_{к.к}$  на частоту  $f_{вых} = 2f_{вх}$

- б) Изменяем величину  $U_{\text{б0}}$  для реализации  $\theta = 60^\circ$ .
- в) Меняем  $C_{\text{бл2}}$  чтобы обеспечить протекание тока 2-ой гармоники,  
 $L_{\text{бл2}}$  чтобы не пропустить 2-ую гармонику в ИП.

### Умножитель частоты на транзисторе с нелинейной ёмкостью “p-n” перехода

В качестве нелинейной ёмкости может использоваться ёмкость “p-n” перехода п/п прибора смещенного в область обратной проводимости.

На вход подается гармоническое напряжение и вследствие нелинейной ёмкости на выходе появляется спектр высших гармоник тока, выделяя одну из которых, осуществляет умножение частоты.



Ge-1A  
 Si-2A  
 AsG01-3A

$$C(U) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U}{\phi}\right)^\gamma}$$

$\phi$  - контактная разность потенциалов

Широкое применение в СВЧ умножителях частоты получили диоды с нелинейной ёмкостью, которые в зависимости от степени нелинейности характеристики разделяются на:

- варакторы ( $\gamma > 1/3$ )
- ДНЗ ( $\gamma < 1/3$ )

Для обоих типов диодов  $\phi \approx 0,5$ .

В паспорте на диод указывается  $C(0)$  и  $C(E)$

$$C(u) = C_3(u) = C_6(u) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{u}{\phi}\right)}$$

$$C_{от}(u) = C_д(u) = B * e^{Bu}$$

$C_3(u)$ - емкость закрытого p-n перехода

$C_{от}(u)$ -емкость открытого перехода

Запертый переход соответствует барьерной емкости  $C_6$  открытого перехода, определяется диффузионной емкостью  $C_д$ .

$C_0$  определяется паспортными данными

Ge-  $\phi = 0,7$  В

Si-  $\phi = 1,1$  В

AsGa-  $\phi = 1,5$  В

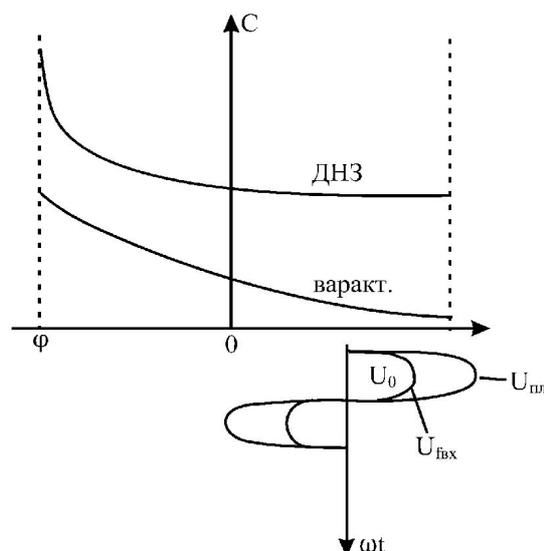
$\gamma$  -степень нелинейности емкости p-n перехода

$\gamma = 1/2$ -резкий переход

$\gamma = 1/3$ -плавный переход

$\gamma \leq 1/4$ -сверхплавный переход

### Режимы работы диодных умножителей



$U_0$  - напряжение смещения на диоде.

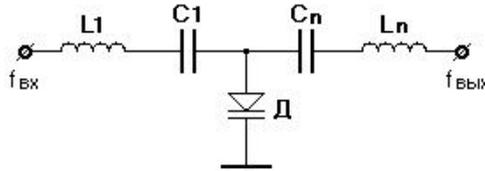
I. Режим запертого “p-n” перехода:  $U_{f_{вх}}$  не пересекает режим отпирания.

Варактор в этом режиме более эффективен (больше нелинейность).  
Невысокая мощность-недостаток.

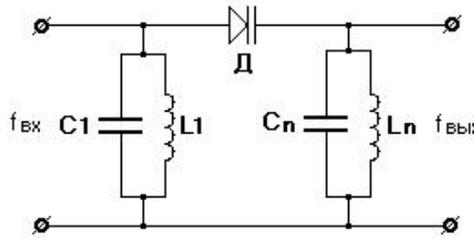
II.  $U_{f_{вх}}$  пересекает режим отпирания.

### Схемы умножителей частоты на диоде

Параллельная:



Последовательная:



Параллельная:

Преимущество: использование в мощных каскадах ввиду хорошего теплоотвода от диода.

Недостаток: низкое входное сопротивление и сложность согласования

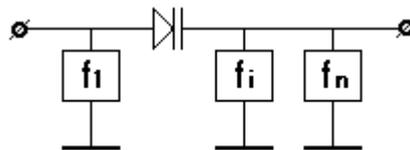
Последовательная:

Преимущество: входное и выходное сопротивления растут, удобство монтажа в полосовых гибридных ИС.

Недостаток: трудности теплоотвода.

Для обеих схем общий недостаток это низкая эффективность преобразования частоты равная  $\eta_{пр} = \frac{P_n}{P_1}$ .

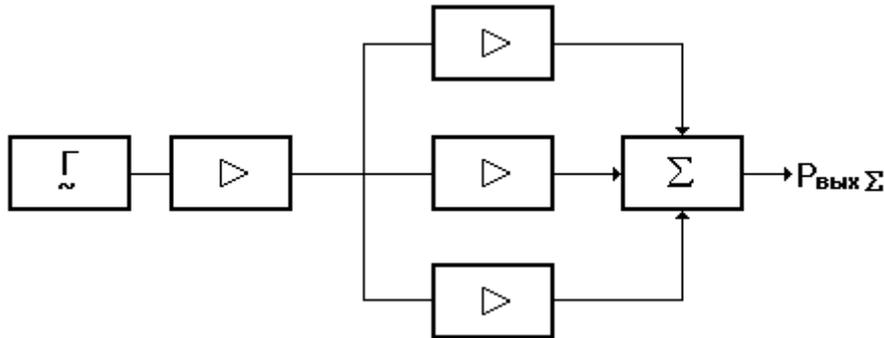
Для повышения  $\eta_{пр}$  используются схемы с холостыми контурами.



### Сложение мощностей в каскадах РПДУ

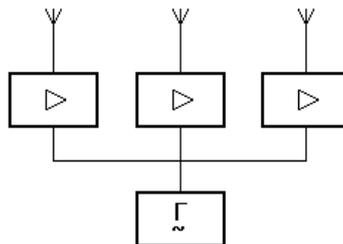
В технических случаях когда выходная мощность не может быть обеспечена мощностью одного АП, используются различные варианты сложения мощностей. Кроме того использование сложения мощностей

позволяет реализовать облегченный тепловой режим работы АП. В ряде случаев специальные мостовые схемы сложения используются в многочисленных усилителях для развязки между каскадами и устранения влияния изменяющейся нагрузки.



### Уровни сложения мощностей

1. Сложение мощности п/п структур в одном кристалле.
2. Сложение мощности нескольких кристаллов в одном корпусе.
3. Сложение мощности нескольких п/п приборов на общую нагрузку.
4. Сложение мощности нескольких усилительных каскадов на общую нагрузку.
5. Сложение мощности нескольких усилителей в свободном пространстве. (активная ФАР)



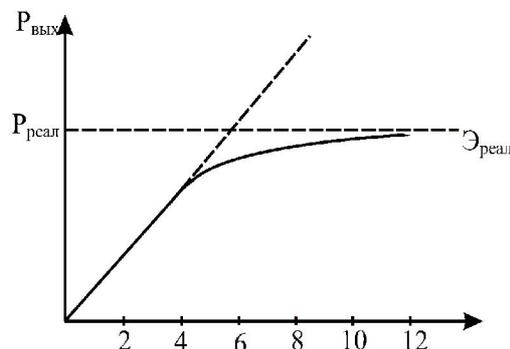
В принципе возможно использование всех уровней сложения мощностей одновременно.

### Требования к схемам сложения мощностей

1) Эффективность сложения мощности

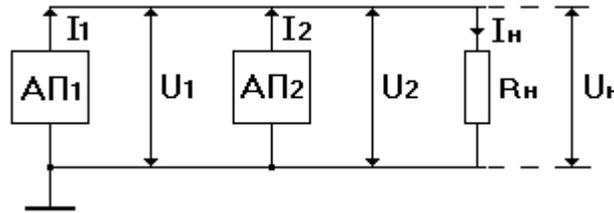
$$\mathcal{E} = \frac{P_{\text{выхE}}}{P_1 \cdot N}$$

Приемлемая эффективность при  $N = 6 \div 8$ .



## Схемы сложения мощностей

### 1) Параллельная схема

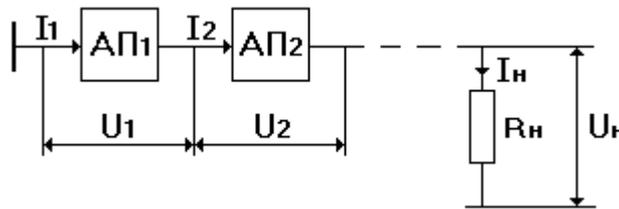


$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{U_i}{\sum_{i=1}^N I_i} = \frac{U_i}{N \cdot I_i} = \frac{R_{\text{н}i}}{N};$$

Недостаток:

Уменьшение оптимального сопротивления нагрузки при увеличении числа АП. Это ограничивает количество параллельно включенных АП.

### 2) последовательная схема



$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{\sum_{i=1}^N U_i}{I_i} = \frac{N \cdot U_i}{I_i} = N \cdot R_{\text{н}i};$$

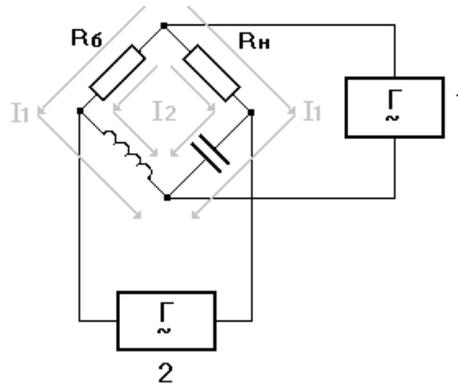
Для ВЧ – схем последовательная схема дает возможность реализовать приемлемые значения  $R_{\text{н}}$

## Надежность схем сложения

С точки зрения пробивных напряжений худшей надежностью обладает последовательная схема. Поэтому она используется в п/п каскадах редко.

Недостатком параллельной схемы является влияние режимов работы АП друг на друга. Исключить взаимное влияние позволяет мостовая схема.

## Мостовые схемы сложения



При абсолютно идентичных генераторах ( $I_1 = I_2$ ) на сопротивлении  $R_H$  выделяется удвоенная мощность или полностью суммируются мощности генераторов.

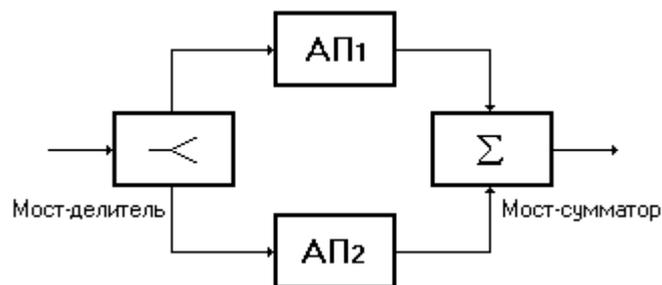
Мощность на  $R_B$  равна нулю.

Пусть  $I_1 \neq I_2$

На  $R_H \rightarrow P_H \downarrow$

На  $R_B \rightarrow I_1 - I_2 \neq 0 \rightarrow P_B$ , но никакого влияния на режим работы каждого генератора не происходит.

### Усилительный каскад со сложением мощности



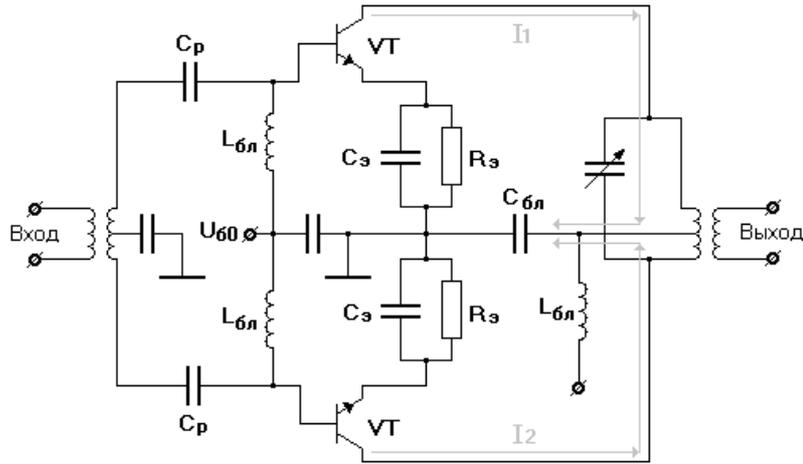
Мост – делитель и мост – сумматор являются идентичными устройствами с зеркальной схемой включения.

Мостовые схемы позволяют развязать АП.

Даже выход из строя одного АП не повлияет на оптимальную нагрузку предыдущего и последующего каскада.

Снизиться только мощность пропорциональная одному АП. Т.о. резко увеличится надежность таких каскадов.

### Двухтактная схема сложения



$$\begin{aligned}
 i_1 &= I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots \\
 i_2 &= I_0 + I_1 \cos(\omega t + \pi) + I_2 \cos 2(\omega t + \pi) + I_3 \cos 3(\omega t + \pi) + \dots \\
 &= I_0 - I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t - I_3 \cos 3\omega t + \dots \\
 i_H &= i_1 - i_2 = 2I_1 \cos \omega t + 2I_3 \cos 3\omega t
 \end{aligned}$$

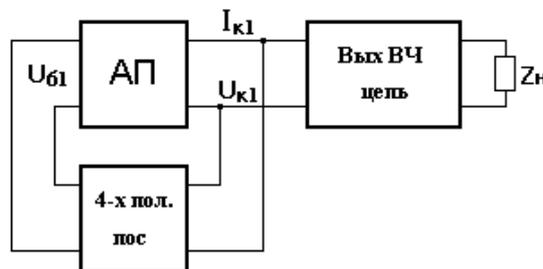
В нагрузке отсутствуют четные гармоники но есть удвоенные нечетные. Поэтому двухтактная схема сложения имеет свойство самофильтрации четных гармоник.

При  $\theta = 120^\circ \Rightarrow \alpha_3(\theta) = 0 \Rightarrow$  удвоенная первая гармоника на выходе.

Недостаток: нужны абсолютно идентичные трансформаторы.

### Возбудители в РПДУ (АГ)

АГ – устройства преобразующие энергию ИП в энергию ВЧ колебаний.



### Условия стационарных колебаний в АГ

$U_{бл}$  - амплитуда 1-ой гармоники на базе.

$U_{к1}$  - амплитуда 1-ой гармоники на коллекторе.

$I_{к1}$  - амплитуда тока на коллекторе.

$\dot{S}_{CP}$  - средняя крутизна динамической характеристики АП.

$$\dot{S}_{CP} = \frac{\dot{I}_{K1}}{\dot{U}_{B1}};$$

$$\dot{U}_{K1} = \dot{I}_{K1} \cdot \dot{Z}_{ВЫХ};$$

$$\dot{K}_{OC} = \frac{\dot{U}_{B1}}{\dot{U}_{K1}} < 1;$$

$$S_{CP} = \frac{\dot{U}_{B1} \cdot 1}{\dot{U}_{B1} \cdot \dot{K}_{OC} \cdot \dot{Z}_{ВЫХ}} = \frac{1}{\dot{K}_{OC} \cdot \dot{Z}_{ВЫХ}};$$

$\dot{S}_{CP} \cdot \dot{K}_{OC} \cdot \dot{Z}_{ВЫХ} = 1$  - условие стационарных колебаний в АГ.

$$\dot{S}_{CP} = |\dot{S}_{CP}| \cdot e^{j\varphi_s};$$

$$\dot{K}_{OC} = |\dot{K}_{OC}| \cdot e^{j\varphi_{OC}}; \quad \dot{Z}_{ВЫХ} = |\dot{Z}_{ВЫХ}| \cdot e^{j\varphi_z};$$

$$|S_{CP}| \cdot |K_{OC}| \cdot |Z_{ВЫХ}| \cdot e^{j(\varphi_s + \varphi_{OC} + \varphi_z)} = |1| \cdot e^{j2\pi n};$$

$S_{CP} \cdot K_{OC} \cdot Z_{ВЫХ} = 1$  - баланс амплитуд.

$\varphi_s + \varphi_{OC} + \varphi_z = 2\pi n$  - баланс фаз.

### Баланс амплитуд в АГ

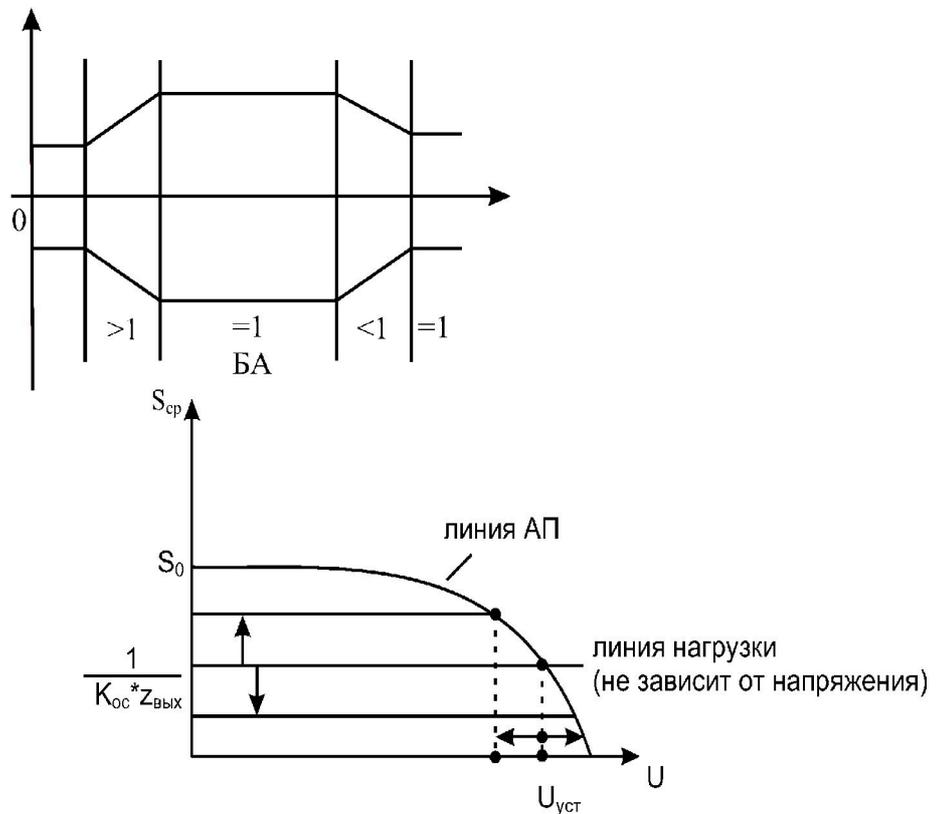
$K_{OC}$  - не энергоемкая величина.

Источник энергии – АП.

Потребитель энергии -  $Z_{ВЫХ}$

$S_{CP} \cdot K_{OC} \cdot Z_{ВЫХ} > 1$  - увеличивается.

$S_{CP} \cdot K_{OC} \cdot Z_{ВЫХ} < 1$  - уменьшается до нового равновесия.



$$S_{\text{CP}} = \frac{1}{K_{\text{OC}} \cdot Z_{\text{ВЫХ}}};$$

Чем больше проводимость нагрузки тем больше энергии забирается из системы значит амплитуда установившегося режима уменьшается.

### Роль модуля коэффициента ОС

- служит средством регулировки амплитуды выходных установившихся колебаний:

$$K_{\text{OC}} \uparrow \Rightarrow U_{\text{уст}} \uparrow; K_{\text{OC}} \downarrow \Rightarrow U_{\text{уст}} \downarrow$$

### Баланс фаз

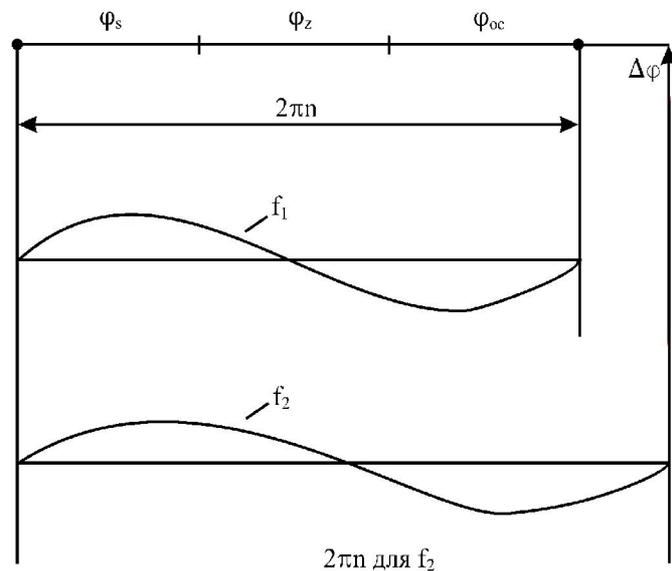
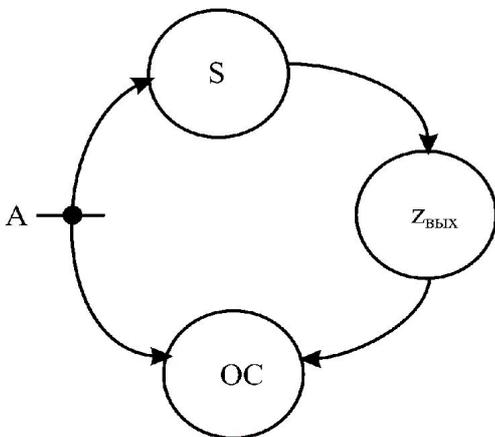
$$\varphi_s + \varphi_{\text{OC}} + \varphi_z = 2\pi n$$

$\varphi_s$  - набег фазы в АП

$\varphi_{\text{OC}}$  - набег фазы в четырехполоснике ОС

$\varphi_z$  - набег фазы в выходном к.к.

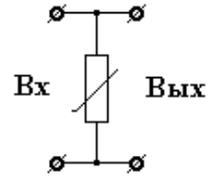
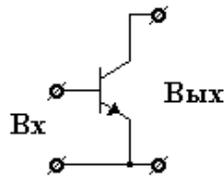
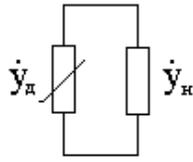
$2\pi n$  - положительная обратная связь



Баланс фаз определяет частоту колебаний АГ. Изменение фазовых соотношений в кольце ОС приводит к нарушению баланса фаз на заданной частоте. На новой частоте баланс фаз будет выполняться.

Изменяя амплитуду  $U_k$ , изменяется фаза  $S_{\text{CP}}$  из этого следует то, что мы можем менять частоту АГ.

## Диодные АГ (ДАГ)



$$\dot{Y}_g = G_g + jB_g; Y_H = G_H + jB_H;$$

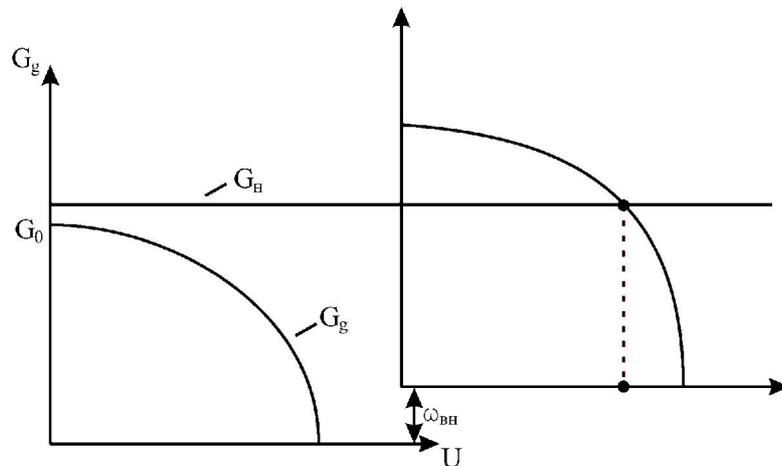
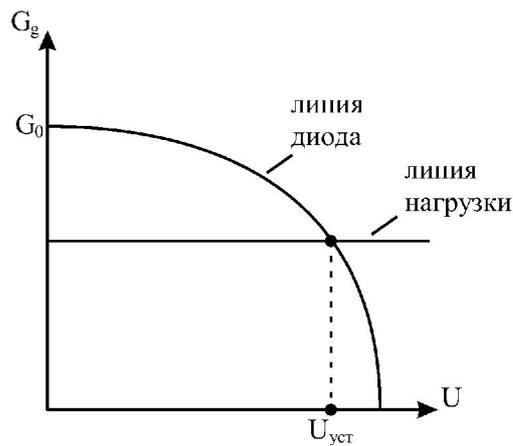
В ДАГ ПОС называется внутренней. В трансформаторных – внешней.  
Баланс фаз в ДАГ:

$$B_g = B_H$$

Если  $B_g$  носит емкостной характер то  $B_H$  должно быть индуктивного характера и наоборот.

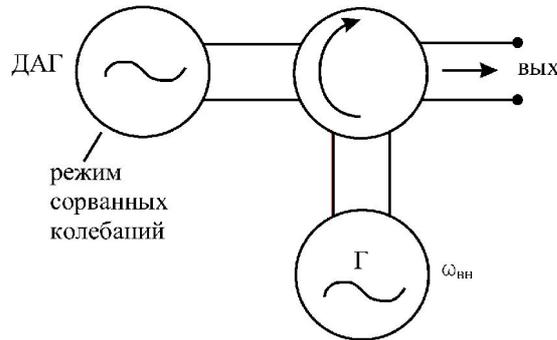
Баланс амплитуд в ДАГ:

$$G_g = G_H$$



Можно внешним источником добиться БА.

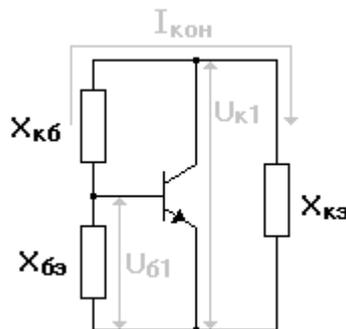
На этом принципе основан эффект регенеративного усиления в диодных генераторах.



Энергия ДАГ увеличивается на  $W_{\text{вн}}$  и скачком на выходе появились колебания.

### Обобщенная схема АГ

$$K_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{бэ}}}{U_{\text{кэ}}} = \frac{\dot{U}_{\text{б1}}}{\dot{U}_{\text{к1}}} = \frac{X_{\text{бэ}}}{X_{\text{кэ}}};$$



В стационарном колебании в АГ протекает общий контурный ток  $I_{\text{кон}}$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{б1}} &= jX_{\text{бэ}} \cdot \dot{I}_{\text{кон}}; \\ \dot{U}_{\text{к1}} &= jX_{\text{кэ}} \cdot \dot{I}_{\text{кон}}; \end{aligned}$$

Коэффициент ОС по модулю:

$$\begin{aligned} |K_{\text{ос}}| &< 1; \\ \text{Знак } K_{\text{ос}} &> 0; \\ |X_{\text{бэ}}| &< |X_{\text{кэ}}|; \end{aligned}$$

- 1)  $X_{\text{бэ}} > 0$ ,  $X_{\text{кэ}} > 0$  - индуктивная трех точка.
- 2)  $X_{\text{бэ}} < 0$ ,  $X_{\text{кэ}} < 0$  - емкостная трех точка.

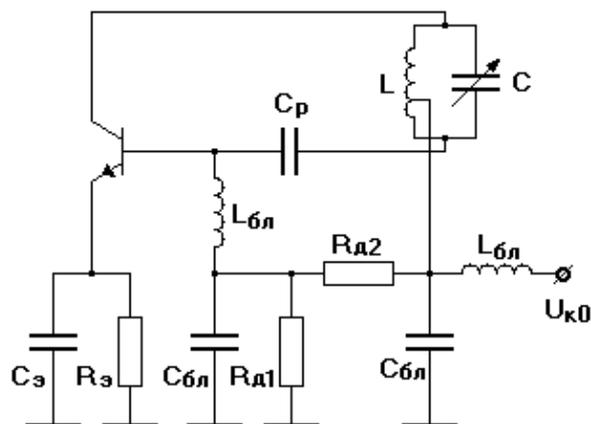
Чтобы в контуре АГ был резонанс одна из недостающих реактивностей должно быть противоположного знака:

$$X_{\text{кб}} + X_{\text{кэ}} + X_{\text{бэ}} = 0 - \text{условие резонанса.}$$

- 1) Для индуктивной  $X_{кб} < 0$
- 2) Для емкостной  $X_{кб} > 0$

### Практическая схема АГ

Индуктивная трех точка:

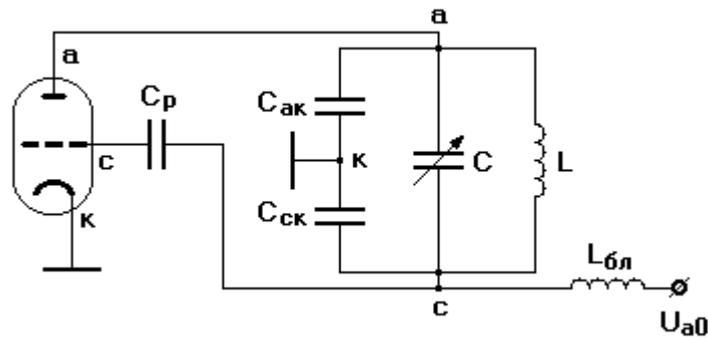


Меняем точку подключения к индуктивности из этого следует что меняется  $K_{ос}$  и амплитуда колебаний.

Если меняем  $f_{рез}$  к.к. путем изменения емкости контура произойдет изменение амплитуды колебаний т.к. измениться  $|X_{кб}|$ .

$$|K_{ос}| = \frac{L_{БЭ}}{L_{КЭ}} = \frac{n_{БЭ}}{n_{КЭ}}$$

### Емкостная трех точка



$$K_{OC} = \frac{X_{CK}}{X_{AK}} = \frac{1}{\omega C_{CK}} = \frac{C_{AK}}{C_{CK}}; C_{AK} < C_{CK}$$

При изменении резонансной частоты амплитуда колебаний не меняется т.к.  $K_{OC} = \text{const}$ .

Достоинства: при проектировании АГ учитываются паразитные межэлектродные емкости.

### Стабилизация частоты в АГ

Факторы, влияющие на нестабильность частоты:

1) Неточность установки частоты генерации

- Существует неточность градуировки шкал.

Использование конусных шкал, увеличительных стекол, оптических зайчиков - механические люфты привода.

Используются вейгенверные устройства.

2) Механические деформации, например емкости с воздушным заполнением, температурная деформация пластин, смещение витков индуктивности.

Использование упругих материалов, системы гасящей вибрации

3) Изменение рабочей температуры.

Изменяются размеры элементов, влияющих на частоту. В ряде ответственной аппаратуры используется термостатированные переменные емкости заключаются в колбу, внутри специальный элемент поддерживает постоянную температуру.

4) Изменение давления и влажности.

Влажность изменяет диэлектрическую проницаемость, давление механические свойства.

5) Смена АП.

Разброс параметров.

Предусмотреть в схеме подстроечные элементы.

6) Нестабильность нагрузки.

Использование развязывающих элементов буферного каскада

7) Нестабильность ИП

Воздействует на частоту колебаний несколькими путями

А) изменение скорости пролета носителей в АП

Б) изменение режима работы АП а значит изменение тока базы

В) изменение режима, изменяется температура, изменяется частота

Г) изменение межэлектродной емкости

Методы:

- использование высокодобротной фильтрующей системы

- осуществление термостабилизации

- стабилизация питающих напряжений

### Основные пути стабилизации в АГ

$$\sum \varphi(\omega, P_i) = 2\pi n$$

$$\frac{\partial \sum \varphi(\omega, P_i)}{\partial \omega} \Delta \omega + \frac{\partial \sum \varphi(\omega, P_i)}{\partial P_i} \Delta P_i + \dots = 0$$

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{-\sum \frac{\partial \sum \varphi}{\partial P_i} \Delta P_i}{\omega \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega}}$$

Пути уменьшения:

1) уменьшение  $\Delta P_i$  - уменьшение ухода параметров.

2) уменьшение  $\frac{\partial \sum \varphi}{\partial P_i}$  - уменьшение влияния параметра на частоту.

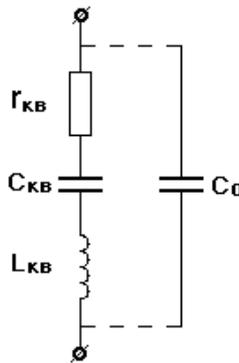
3)  $\frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega} \omega \rightarrow \infty$

$$\sigma = \omega \left[ \frac{\partial \varphi_s}{\partial \omega} + \frac{\partial \varphi_{\text{ВЫХ}}}{\partial \omega} + \frac{\partial \varphi_{\text{ОС}}}{\partial \omega} \right]$$

Чтобы  $\sigma \uparrow$  выходной к.к. должен обладать высокой добротностью Q и слабо зависеть от изменения  $\Delta L$  и  $\Delta C$

### Кварцевая стабилизация частоты

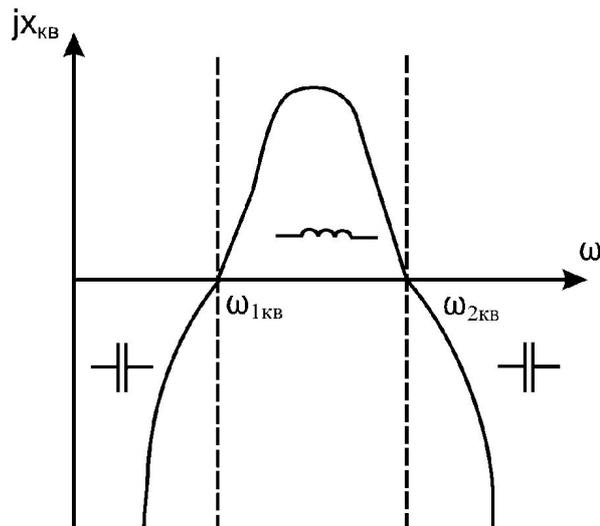
Описанными выше свойствами последовательного к.к. с высокой  $\sigma$  обладает кристалл природного кварца имеющий эквивалентную схему последовательного к.к.



Физически кварц обладает свойством прямого и обратного электромеханического эффекта (пьезоэффект).

### Резонансы кристалла кварца

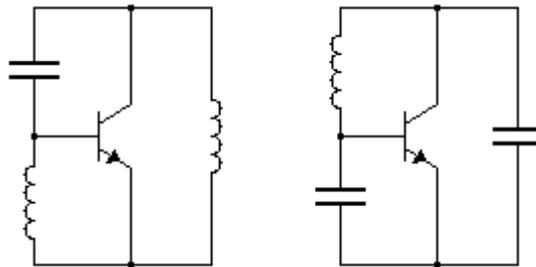
$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = 10^{-5} \div 10^{-7}$$



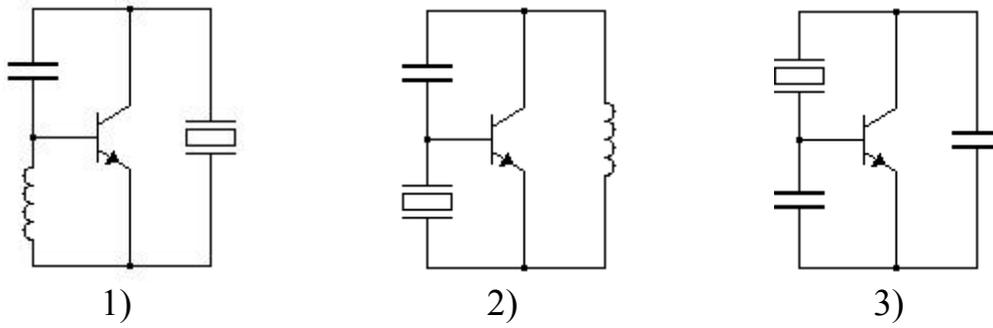
$$\omega_{1кв} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} \cdot C_{кв}}} \text{ - собственная частота кварцевой пластины.}$$

$$\omega_{2KB} = \frac{1}{\sqrt{L_{KB} \left( \frac{C_0 \cdot C_{KB}}{C_0 + C_{KB}} \right)}} - \text{резонансная частота кварцевого резистора.}$$

### Включение кварца в схему АГ



Кварц может включаться в качестве индуктивности:



### Практические схемы АГ с кварцем

