

# МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ (МШУ)

## *Обзор малошумящих входных устройств*

$$P_{\text{пред}} = k T_c P_{\text{э}} \quad T_c = T_a + T_{\text{пр}}.$$

На частотах выше 0,1...10 ГГц обычно  $T_a$  значительно меньше  $T_{\text{пр}}$ . Поэтому снижение  $T_{\text{пр}}$  существенно улучшает *чувствительность* р/э системы.

К началу XXI столетия МШУ(- обычно УВЧ) были созданы до частот порядка **100** ГГц.

В диапазоне коротких ММ-ых и субММ-ых волн в настоящее время типична схема с/г приемника, начинающаяся со смесителя (СМ, УПЧ – малошумящие)

Усилители на электронных лампах (УЭЛ) – 1930...1960 гг;

Усилители на лампах бегущей волны (ЛБВ) – 1950...1970 гг;

Квантовые парамагнитные усилители (КПУ) – 1955...1980 гг;

Полупроводниковые параметрические усилители (ППУ) –  
1960...1990 гг;

Усилители на туннельных диодах (УТД) – 1970...1980 гг;

Усилители на биполярных транзисторах (УБТр) – 1960...

Усилители на полевых транзисторах (УПТр) – 1970...

Усилители на гетеропереходных транзисторах (УГТр) – 1980...

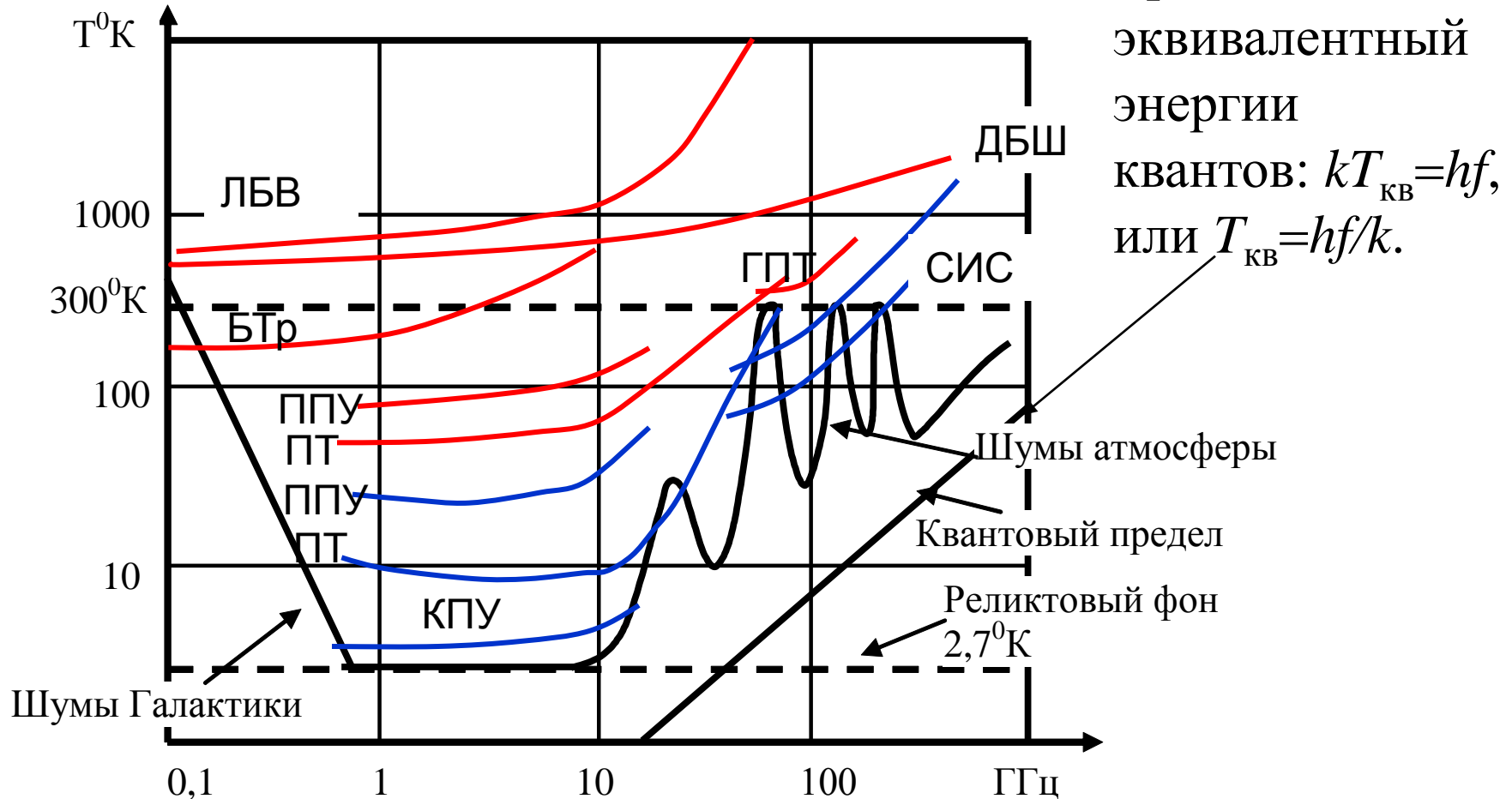
Смесители на точечно-контактных диодах – 1940...1990 гг;

Смесители на диодах с барьером Шотки (ДБШ) - 1970 ...

Смесители на структурах сверхпроводник – изолятор –  
сверхпроводник (СИС) – 1980...

# Диаграмма шумовая температура $T_c$ - частота

$$T_c = T_a + T_{\text{пр}}$$



Предельная чувствительность  $R_{\text{пред.кв}} = kT_{\text{кв}} \text{Пэ}$  соответствует приему одного фотона излучения за интервал наблюдения  $1/\text{Пэ}$ .

**Малошумящие СВЧ усилители на электронных лампах**  
 $N = 7...10$  дБ и защищали КС от воздействия сильных сигналов.  
В МШУ использовались триоды. Схема – **ОС** (усиление, согласование)

Для повышения *устойчивости* нашла применение комбинация из двух триодов - каскодная схема **ОК-ОС**.

С ростом  $f$  из-за  $t_{\text{прол}}$  электронов «К-С» и  $L_{\text{выб}}$  происходит:

- падение крутизны,
- возрастание активной составляющей входной проводимости,
- возрастание шумов.

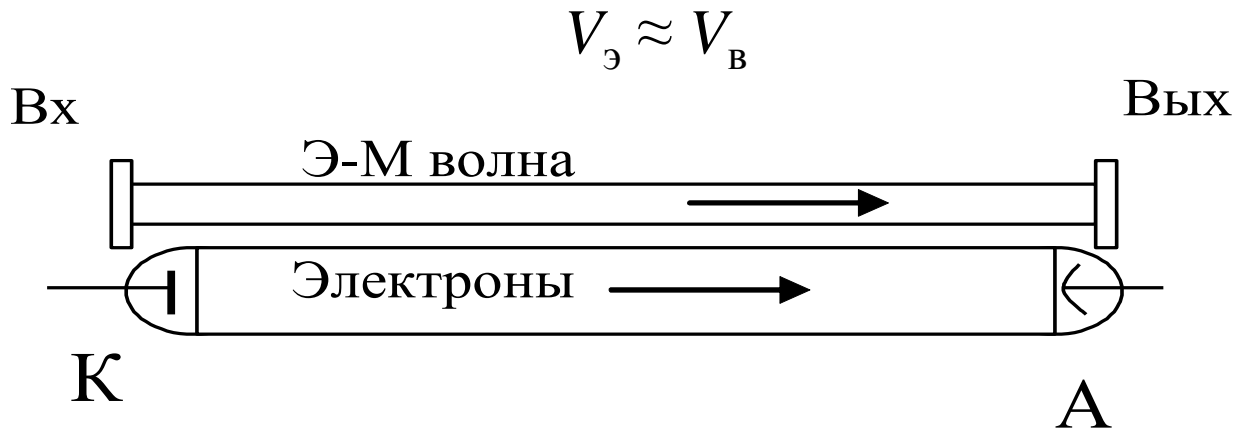
Для повышения рабочей  $f$  были созданы специальные триоды с очень малым промежутком сетка - катод (лампа 6С17К - СССР - 25 мкм, лампа 6ВУ4 - США - 12 мкм) и специальной формой выводов (в виде дисков или цилиндров).

Рабочий диапазон таких ламп достигал **5...10 ГГц**.

Со временем ЭЛ сохранили свою роль только в некоторых специальных условиях применения: высокие температуры, ионизированная среда, звукотехническая аппаратура и т.п.

# Лампа бегущей волны (ЛБВ)

Усиление за счет пространственно протяженного взаимодействия Э-М волн и потока электронов.



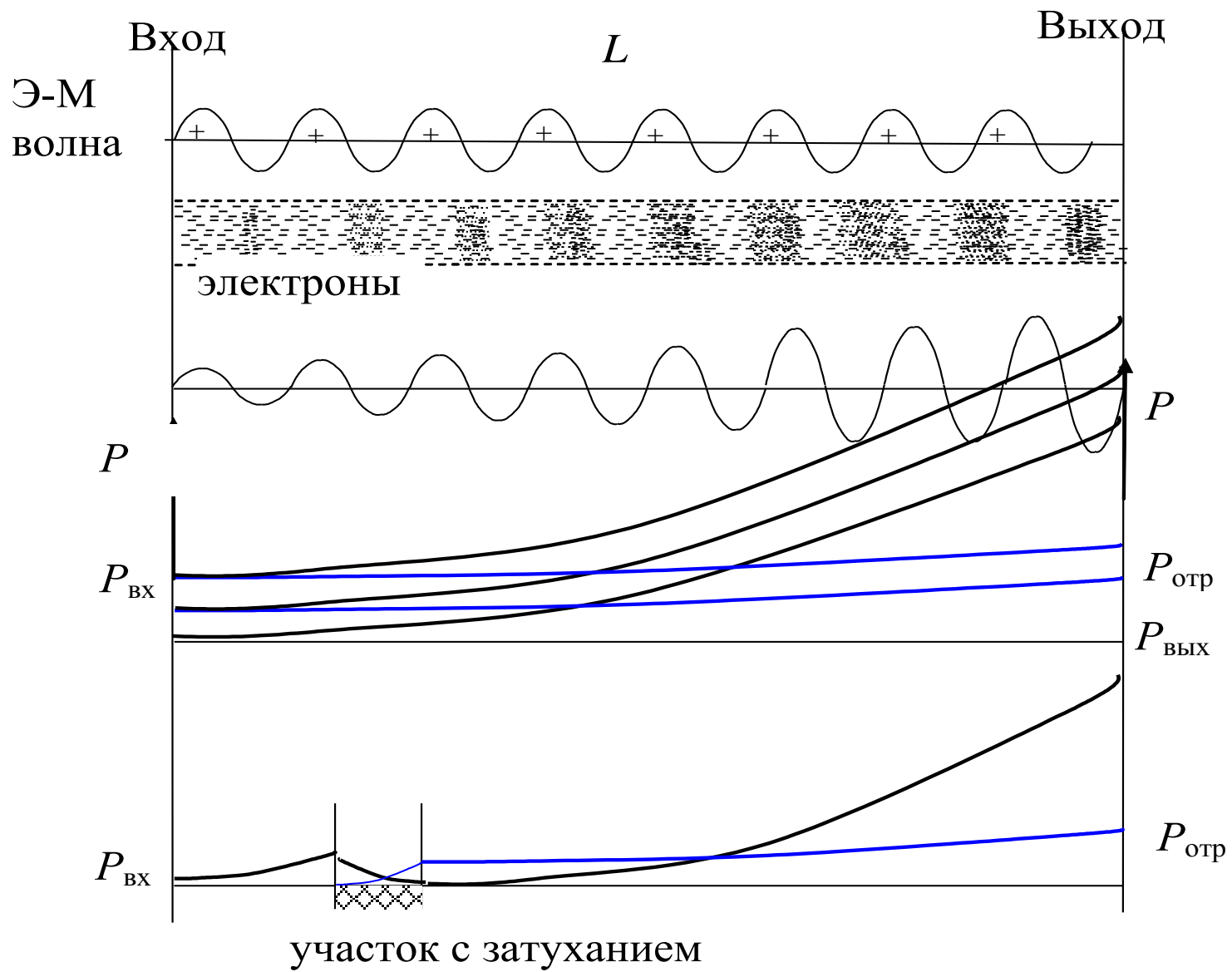
$$V_{\text{э}} = 590 \times 10^3 \sqrt{U_A}$$

$$V_{\text{эмв}} \cong c, \text{ где } c - \text{ скорость света}$$

$$V_{\text{эмв}} > V_{\text{э}}$$

$$V_{\text{фэмв}} \cong k \cdot c$$

$$k = \frac{h}{2\pi a} \quad \text{-коэффициент замедления э/м волны с помощью спирали}$$



$$K_p = 13-30 \text{ дБ}$$

### ***Источниками шумов ЛБВ являются:***

- дробовый шум - дискретная структура электронного пучка;
- неравномерность скоростей электронов в пучке;
- столкновения электронов с молекулами остаточного газа в лампе.

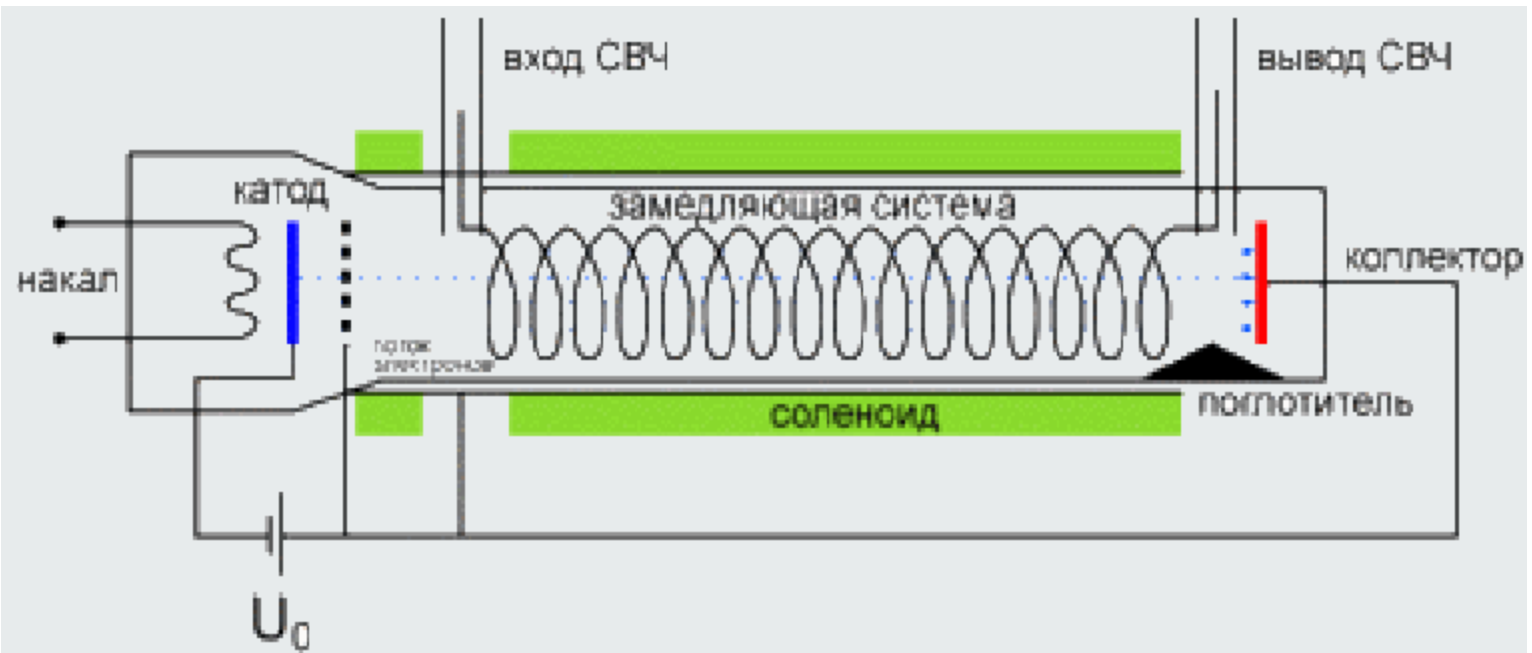
### ***Методы снижения шума:***

- использование катодов с высокой эмиссионной способностью,
- сглаживание пучка с помощью системы электростатических линз,
- откачка лампы до давлений  $10^{-7}$ - $10^{-6}$  мм рт.ст.

$N_{\text{ЛБВ}} = 2-4$  (для серийных обычно  $N = 6-8$ ).

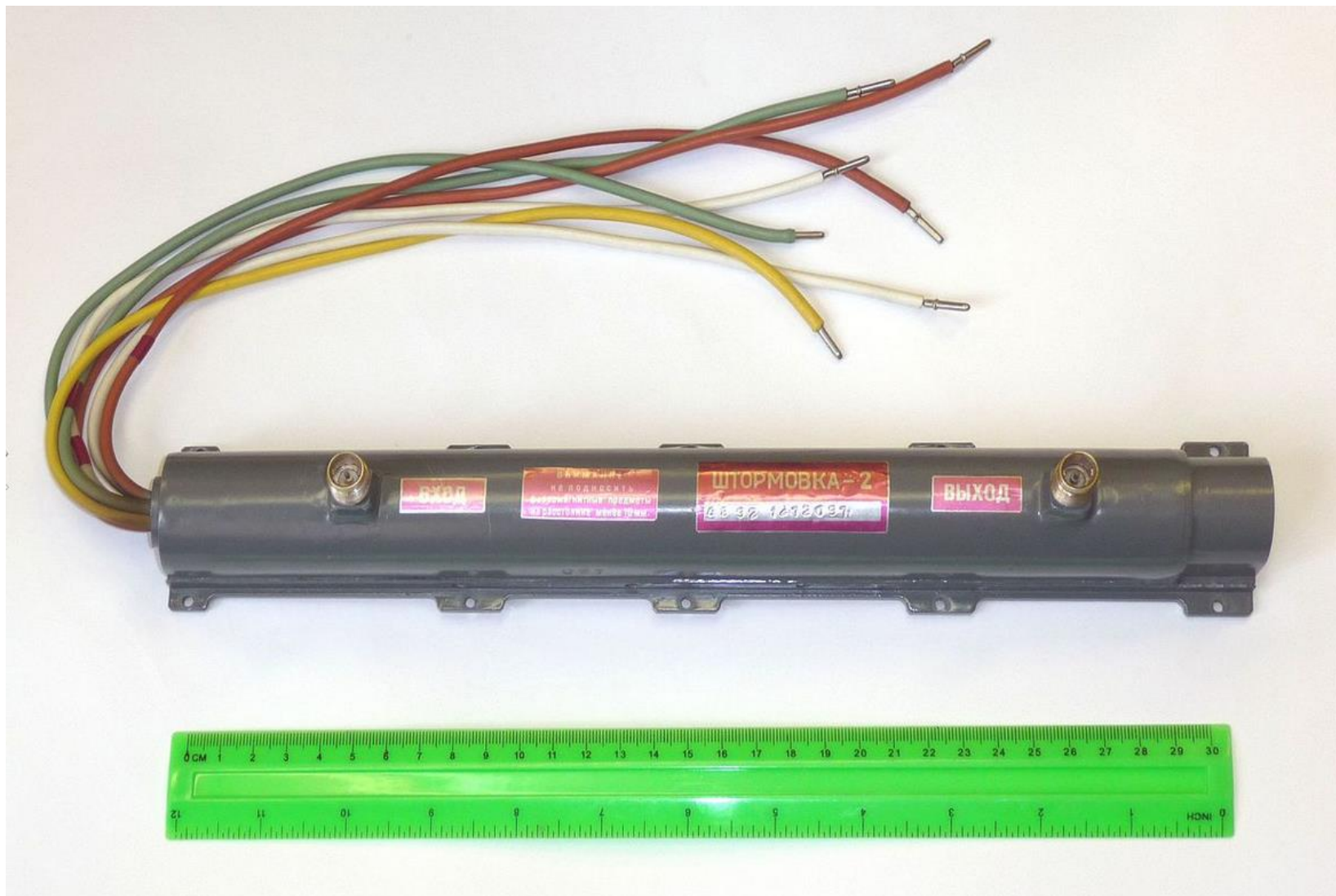
***Амплитудная характеристика ЛБВ линейна*** от уровня внутреннего шума до мощности входного сигнала порядка **70...60 дБ** относительно ватта.

## ЛБВ на $\lambda=8$ мм

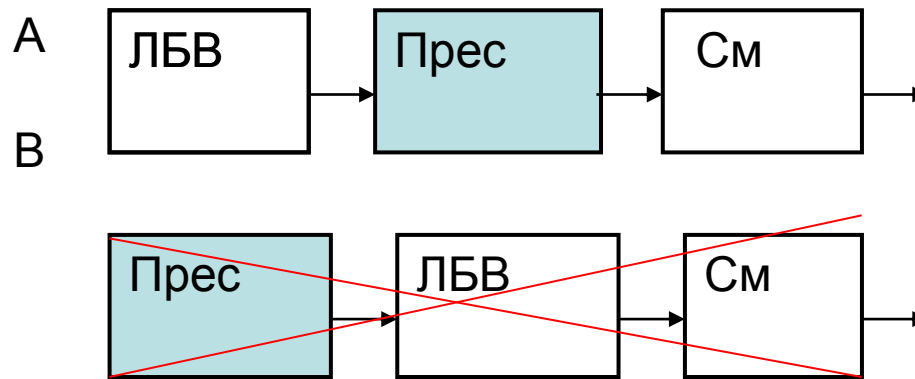




ЛБВ «Штормовка» сантиметрового диапазона - применялась в первых коммуникационных спутниках «Горизонт» 1980 гг.



**Упражнение.** Приемник со входа смесителя имеет коэффициент шума  $N = 6$ . ЛБВ имеет  $N = 6$  и  $K_p = 20$  дБ. ЛБВ одинаково усиливает сигналы основного и зеркального каналов. Рассчитать коэффициент шума приемника при правильном и неправильном (преселектор перед ЛБВ) включении преселектора.



$$N_{\text{ЛБВ А}} = 1 + T_{\text{шэ}}/T_0 = 1 + t_{\text{шэ}} = 6; \quad t_{\text{шэ}} = 6 - 1 = 5$$

$t_{\text{шэ}}$  – относительный шум ЛБВ в одной полосе приемника

$$N_{\text{ЛБВ В}} = 1 + 2T_{\text{шэ}}/T_0 = 1 + 2t_{\text{шэ}} = 11;$$

$K_p = 20$  дБ = 100 раз по мощности

$$N_A = N_{\text{ЛБВ А}} + (N_{\text{СМ}} - 1)/K_p = 6 + (6-1)/100 = 6,05$$

$$N_B = N_{\text{ЛБВ В}} + (N_{\text{СМ}} - 1)/K_p = 11 + (6-1)/100 = 11,05$$

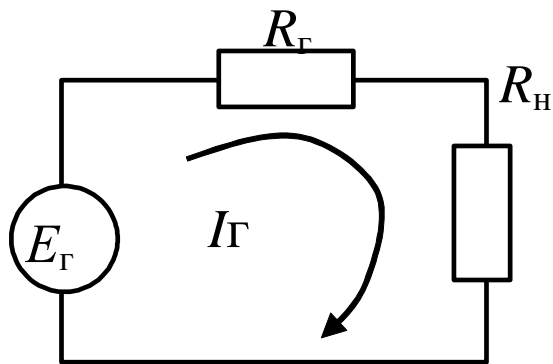
# Малошумящие регенеративные усилители

- полупроводниковые параметрические усилители ППУ,
- усилители на туннельных диодах УТД,
- квантовые парамагнитные усилители КПУ.

Общим свойством регенеративных усилителей является наличие физического механизма, вносящего в цепь источника усиливаемого сигнала мощность, пропорциональную номинальной мощности сигнала.

Результат действия этого механизма может быть представлен как внесение в цепь **отрицательных потерь** или **отрицательного сопротивления**.

Покажем, что при внесении в цепь, состоящую из генератора и нагрузки, отрицательного сопротивления происходит увеличение мощности, отдаваемой в нагрузку, т.е. усиление.

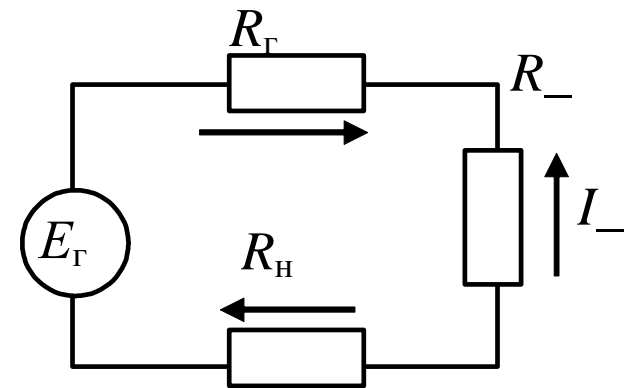


$P_{\text{ном}}$  генератора, равная максимальной мощности, отдаваемой в согласованную нагрузку:

$$P_{\Gamma} = \frac{E_{\Gamma}^2}{4R_{\Gamma}}$$

Мощность, отдаваемая в нагрузку:

Коэффициент усиления по мощности -



При наличии отрицательного сопротивления «-» ток

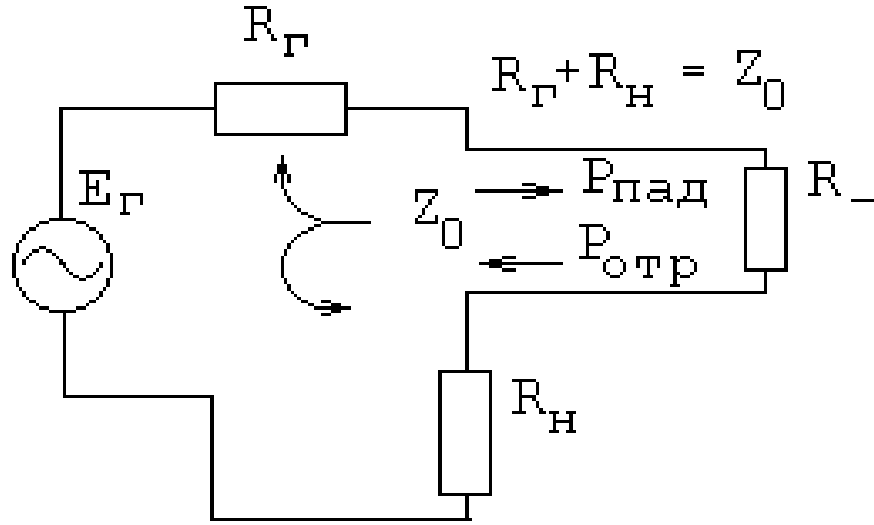
$$U_{\text{H}} = \frac{E_{\Gamma} R_{\text{H}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{H}} - R_{-}}$$

$$P_{\text{H}} = U_{\text{H}} I_{\text{H}} = \frac{U_{\text{H}}^2}{R_{\text{H}}} = \frac{E_{\Gamma}^2 R_{\text{H}}}{(R_{\Gamma} + R_{\text{H}} - R_{-})^2}$$

$$K_{\text{p}} = \frac{P_{\text{H}}}{P_{\Gamma}} = \frac{4R_{\text{H}}R_{\Gamma}}{(R_{\Gamma} + R_{\text{H}} - R_{-})^2}$$

При  $R_{-} = R_{\Gamma} + R_{\text{H}}$  усиление становится бесконечно большим.

Если отделить отрицательное сопротивление от остальной схемы длинной линией с волновым сопротивлением  $Z_0$  то:



$$\Gamma = U_{отр} / U_{пад}$$

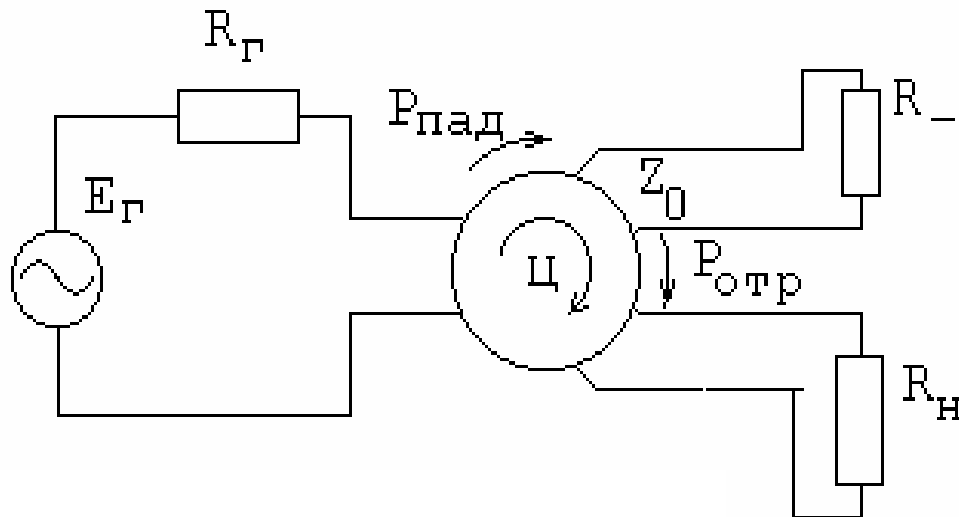
При  $R_- = 0$  (КЗ на конце линии) и  $U_{отр} = U_{пад}$ ,  $\Gamma = 1$

При  $R_- < 0$   $U_{отр} > U_{пад}$ , и  $\Gamma > 1$ :

$$\Gamma = \frac{1 - KBV_U}{1 + KBV_U} = \frac{1 - (-R_- / Z_0)}{1 + (-R_- / Z_0)} = \frac{Z_0 + R_-}{Z_0 - R_-} > 1$$

При  $U_{отр} > U_{пад}$  происходит поступление энергии в цепь сигнала.

На СВЧ используют невзаимные ферритовые устройства – **циркуляторы**, которые разделяют потоки энергии в зависимости от направления их движения, при этом потери отраженной волны в  $R_{\Gamma}$  могут быть исключены.



При  $R_{\Gamma} = Z_0$  и  $R_{\text{н}} = Z_0$ ,  
коэффициент усиления  
мощности  $K_p = |\Gamma|^2$

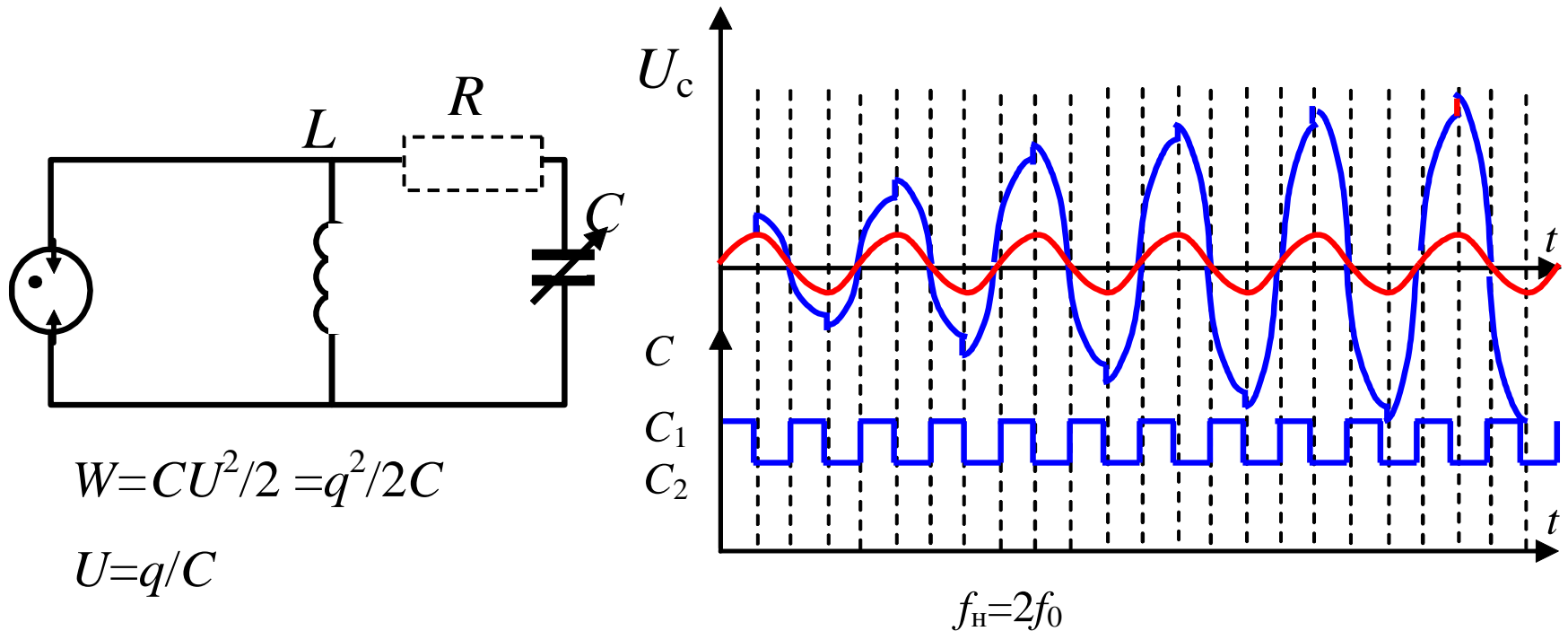
$$K_p = \left| \frac{Z_0 + R_-}{Z_0 - R_-} \right|^2$$

Отметим, что при  $|R_-| \rightarrow Z_0$ ,  $K_p \rightarrow \infty$

# Полупроводниковые параметрические усилители

## Принцип действия

Эффект ПУ возникает, если периодически (с определенной  $f$  и  $\phi$ ) изменять внешним воздействием (“качать”) параметр какой-либо энергоемкого элемента колебательной системы.



Амплитуда колебаний увеличивается, если вносимая на каждом периоде накачки энергия превышает диссипативные потери энергии в системе за тот же период.

Уменьшение  $C$  при наличии в емкости неизменного заряда  $q$  увеличивает энергию, запасенную в конденсаторе

$$\Delta W_c = W_{c-\Delta C} - W_c = \frac{q^2}{2(C - \Delta C)} - \frac{q^2}{2C} = \frac{q^2}{2C} \frac{\Delta C}{C - \Delta C}$$

$f_c$  – частота сигнала,  $f_n$  – частота накачки.  $f_0$  – частота  
настройки контура

На практике частота и фаза  $U_c$  неизвестны, поэтому условие  $f_n = 2f_c$  не выполнимо.

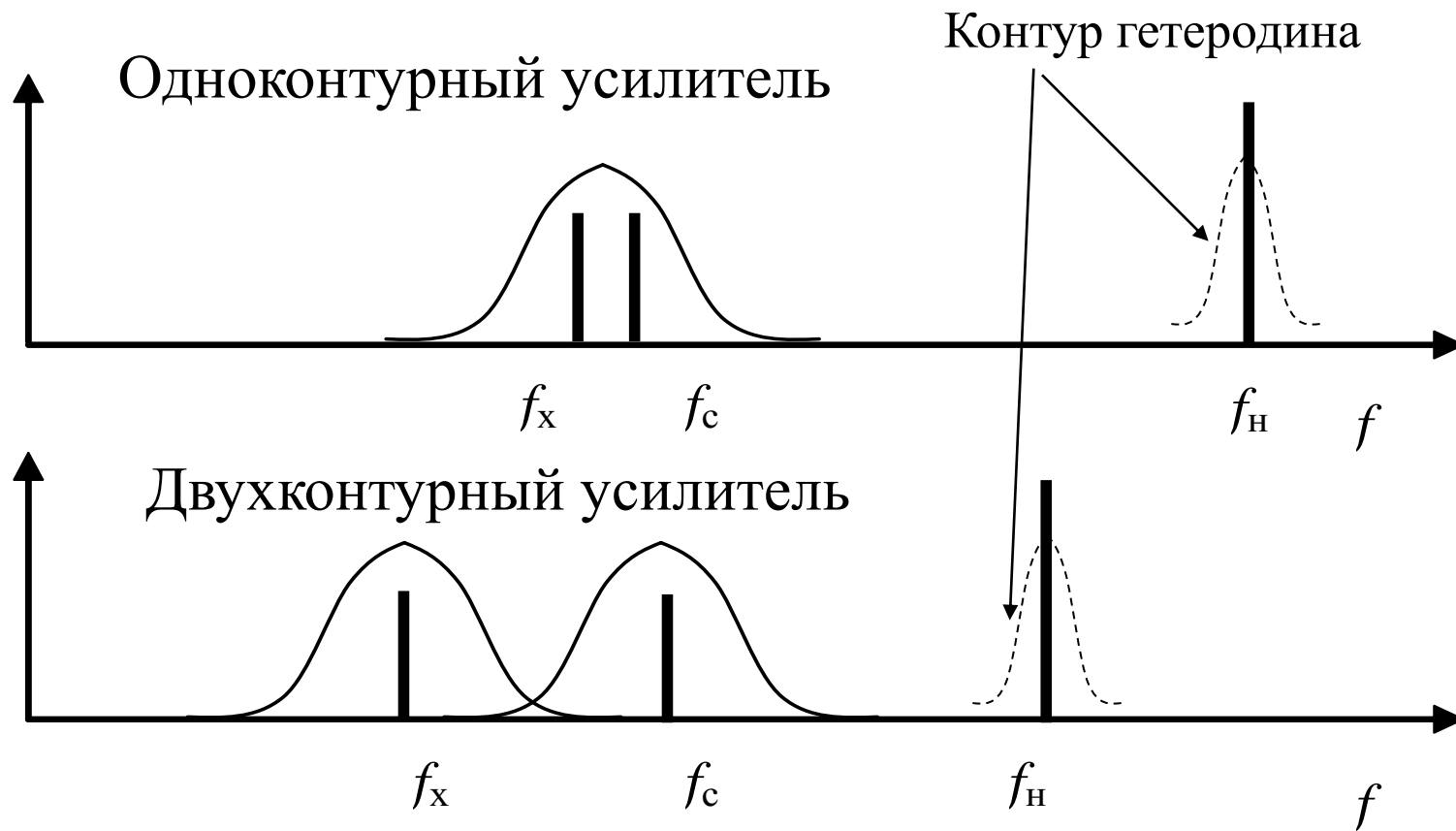
Различие частот и неизвестность фазы приводят к появлению частоты биений

$f_x = f_n - f_c$ , называемой *холостой частотой*.



Если  $f_x$  и  $f_c$  находятся в пределах полосы контура, настроенного на  $f_0$  ( $f_0$  лежит между  $f_x$  и  $f_c$ ), колебания на  $f_c$  и разностной  $f_x$  оказываются усиленными – одноконтурный усилитель.

В других случаях требуется наличие в системе двух контуров, настроенных на частоты  $f_x$  и  $f_c$  – двухконтурный усилитель.



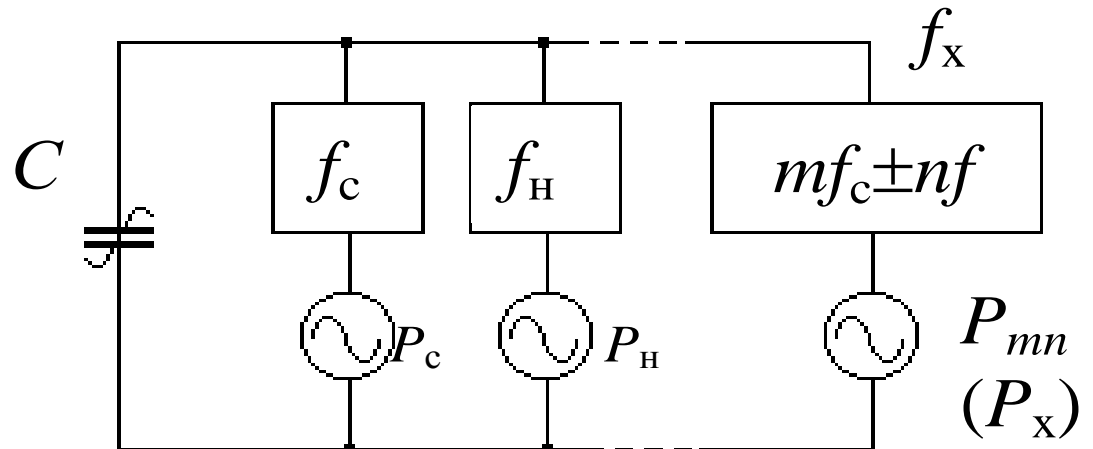
## Теорема Мэнли и Роу

В общем случае при воздействии на нелинейную емкость  $U_c$  и  $U_H$  с частотами  $f_c$  и  $f_H$  в цепи появляются токи **комбинационных частот**

$$f_x = mf_H \pm nf_c.$$

Распределение  $P_c$  и  $P_H$  между комбинационными частотами подчиняется соотношения

Рассмотрим случай, когда в схеме существуют колебания трех частот  $f_c, f_H$  и комбинационной частоты  $f_x = mf_c + nf_H$ , где  $m, n = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$



При отсутствии потерь:  $P_c + P_H + P_x = 0$  (баланс мощностей).

$P_i = W_i f_i$ ,  $W_i$  – энергия запасенная за период колебания.

$f_c W_c + f_H W_H + f_x W_x = 0$ . Выразим  $f_x$  через  $f_c$  и  $f_H$ , ( $f_x = m f_c + n f_H$ ):

$$f_c (W_c + m W_x) + f_H (W_H + n W_x) = 0.$$

Это равенство должно выполняться при любых  $f_c$ ,  $m$ ,  $f_H$ ,  $n$ , что возможно лишь при одновременном выполнении условий:

$W_c + m W_x = 0$ ,  $W_H + n W_x = 0$  или выражая через мощность  $W_i = P_i / f_i$ :

$$\frac{P_c}{f_c} + \frac{m P_x}{m f_c + n f_H} = 0, \quad \frac{P_H}{f_H} + \frac{n P_x}{m f_c + n f_H} = 0.$$

*Эти уравнения и называются соотношениями Менли-Роу для трехчастотной цепи*

Для трехчастотной цепи ( $f_c$ ,  $f_H$ ,  $f_x$ ) рассмотрим случаи:

а)  $m=1, n=1$        $f_x = mf_c + nf_H$        $f_x = f_c + f_H = f_+$

$P_H$  всегда положительна (отдается емкости)

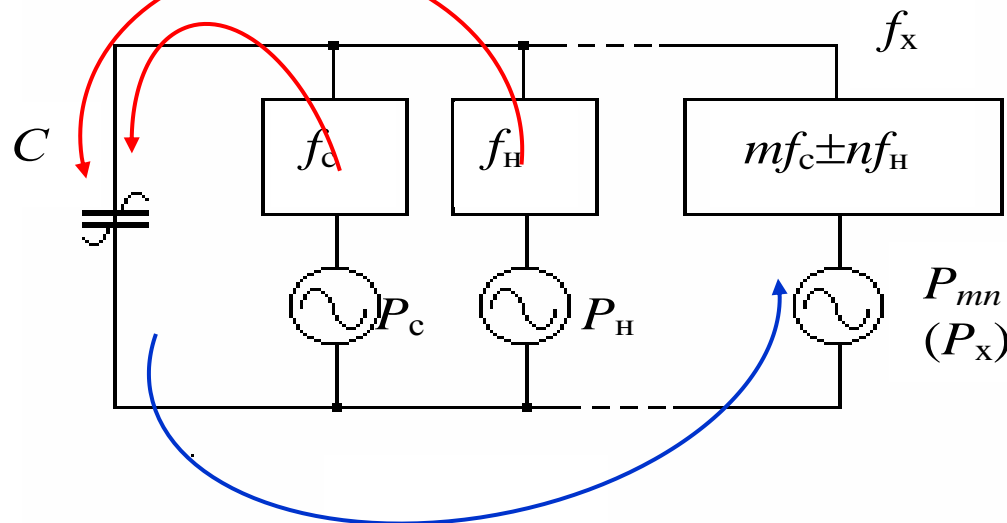
$$\frac{P_c}{f_c} + \frac{P_+}{f_+} = 0; \quad (1)$$

$P_x = P_+$  – для сохранения равенства (2) – отрицательна (отбирается от емкости)

$$\frac{P_H}{f_H} + \frac{P_+}{f_+} = 0; \quad (2)$$

Из (1) следует:  $P_c$  положительна (отдается емкости)

Т.е. на  $f_c$  в емкости поглощается мощность  $P_c$



На частоте  $f_+$  из конденсатора можно отбирать мощность (знак "-").

Емкость потребляет мощность на частоте  $f_c$  и  $f_H$  и отдает на частоте  $f_x = f_+$ .

$$P_+ = -P_c \frac{f_+}{f_c}. \quad K_p = \left| \frac{P_+}{P_c} \right| = \frac{f_+}{f_c}.$$

Это потенциально устойчивый преобразователь частоты  $f_c$  на суммарную частоту  $f_x = f_+$ .

Обеспечивает усиление, равное отношению частот  $K_p = f_+ / f_c$ .

$$б) m = -1, n = 1$$

$$f_x = f_- = f_H - f_c$$

$$\frac{P_c}{f_c} + \frac{mP_x}{mf_c + nf_H} = 0, \quad \frac{P_H}{f_H} + \frac{nP_x}{mf_c + nf_H} = 0.$$

$$\frac{P_c}{f_c} - \frac{P_-}{f_-} = 0;$$

$$\frac{P_H}{f_H} + \frac{P_-}{f_-} = 0;$$

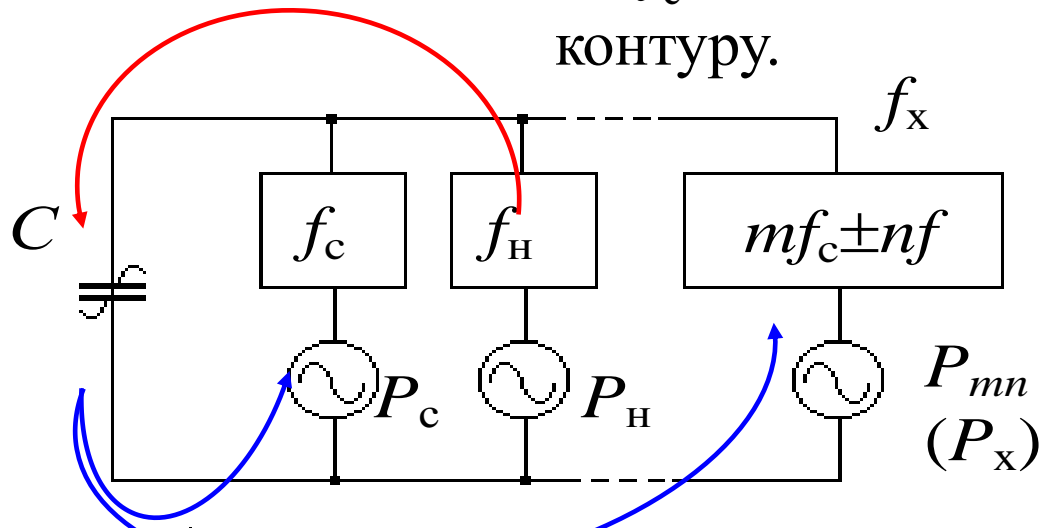
$P_H$  всегда положительна (отдается емкости)

$P_x = P_-$  — для сохранения равенства (2) —

отрицательна (отбирается от емкости)

Из (1) следует:  $P_c$  отрицательна (отбирается емкости)

На  $f_c$  емкость отдает мощность сигнальному контуру.



Емкость потребляет мощность на частоте накачки  $f_H$  и отдает ее на частотах  $f_c$  и  $f_-$ .

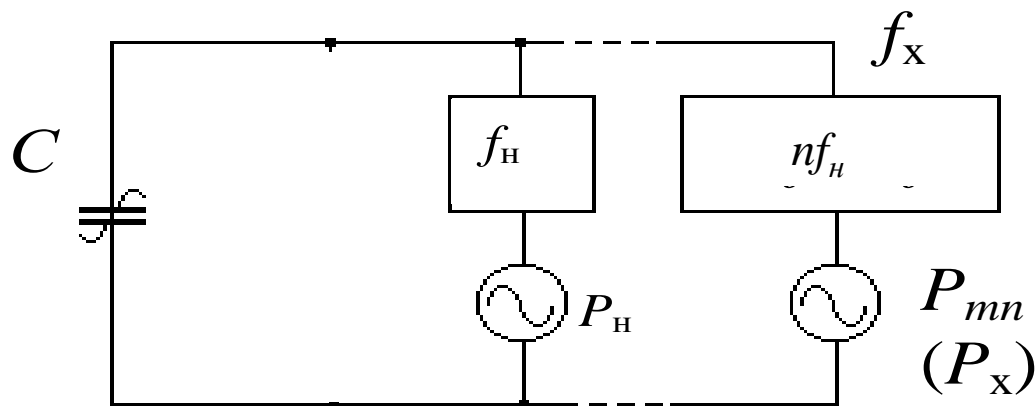
Наличие тока на  $f_-$  — обязательное условие получения  $R_-$ .

**Регенеративный усилитель** — нагрузка в цепи  $f_c$  или

**неустойчивый преобразователь** — нагрузка в цепи  $f_-$ .

в)  $m=0, n=1$        $f_x = nf_H, \quad P_x = -P_H$

Описывается умножение частоты.



При умножении на нелинейной емкости, не имеющей потерь, из закона сохранения энергии следует, что КПД умножителя равен 100%.-

В общем случае для многочастотной схемы уравнения Менли-Роу:

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{mn}}{mf_1 + nf_2} = 0,$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{nP_{mn}}{mf_1 + nf_2} = 0.$$

# Конструкция невырожденного параметрического усилителя с циркулятором

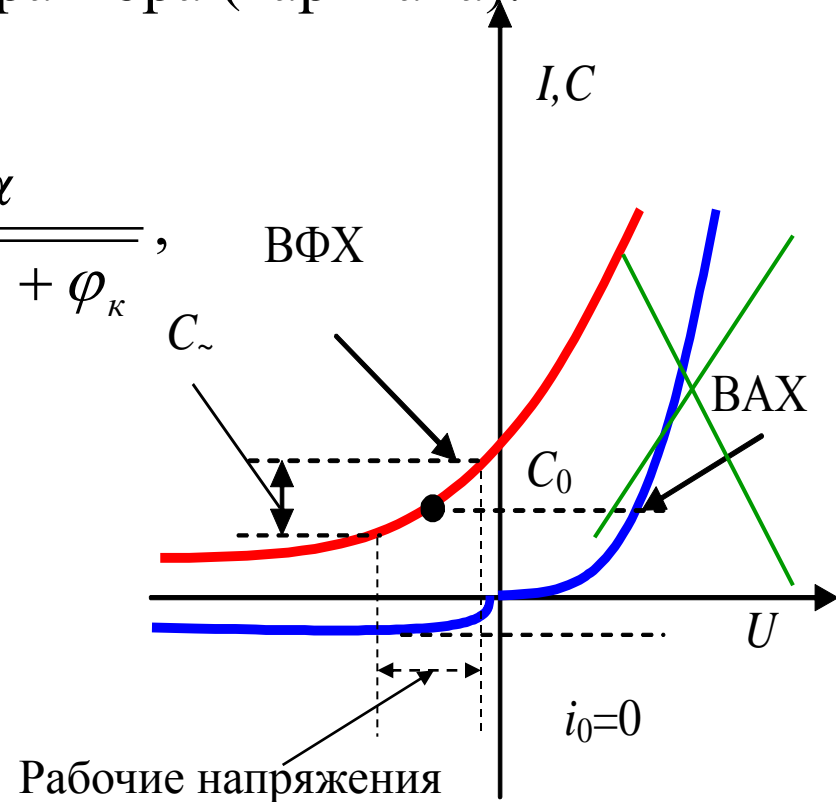
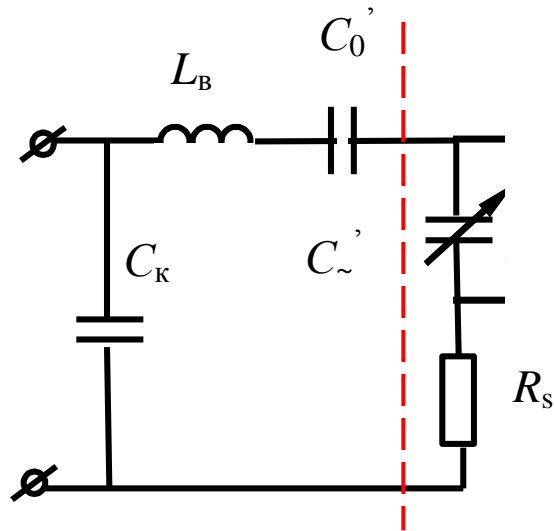
В реальных конструкциях ПУ в качестве емкости контура используется емкость диода-варактора (варикапа).

ВАХ:

$$I = i_0 (\exp \alpha U - 1)$$

ВФХ:

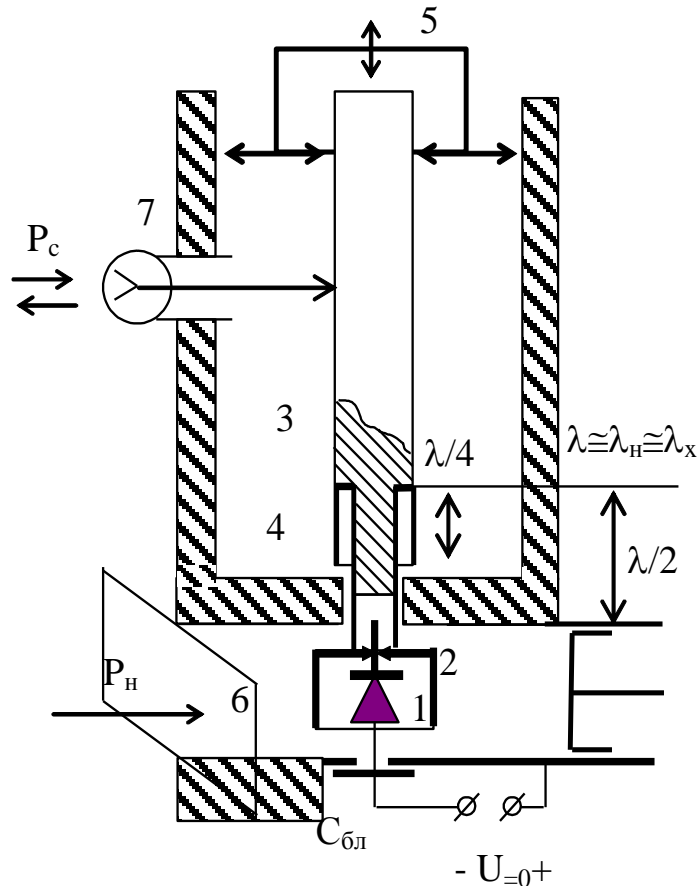
$$C = \frac{\alpha}{\sqrt[m]{U_{\text{обр}} + \varphi_{\kappa}}},$$



Отсутствие в эквивалентной схеме  $g_d (R_d)$  говорит об отсутствии дробовых шумов.



**Пример двухконтурного ППУ, работающего на отражение, в коаксиально-волноводном исполнении:**  $f_c = 1 \text{ ГГц}$ ,  $f_x = 9 \text{ ГГц}$ ,  $f_H = 10 \text{ ГГц}$ .



Волновод 6 запредельный для  $f_c$ .

Токи  $f_x$  замыкаются в стаканчике 2.

Диод 1 вместе с параметрами  $L_B$  и  $C_K$  образует резонатор, настроенный на частоту  $f_x$ .

Коаксиальный контур сигнала 3, настраивается поршнем 5 на частоту  $f_c$ .

ФНЧ 4 ( $\lambda/4$ -линии) защищает от проникновения токов  $f_H$  и  $f_x$  в контур сигнала 3.

Разъем 7, автотрансформаторно связан с сигнальным контуром 3 (зажимы 1-1), подключен к циркулятору (Ц).

Запирающее смещение  $U_0$  подается на диод через блокировочный конденсатор  $C_{бл}$ , замыкающий все высокие частоты.

Подобная конструкция была разработана МВТУ им. Баумана и использовалась в радиолокационных станциях.

Малошумящим параметрическими усилителями типа «Обиход» с  $T_{ш}=100\text{К}$  были оснащены станции «Орбита» для слежения за спутниками,  $f_p=3.6\text{ ГГц}$  и полосой  $500\text{ МГц}$ .

Были разработаны ППУ на более высокие частоты. Такие ППУ выполнены на бескорпусных диодах и реализуют эквивалентную схему внешней цепи (два резонанса) в микрополосковом исполнении.

НИИПП - Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов.

ОАО «НИИПП» является ведущим разработчиком и поставщиком полупроводниковых приборов из арсенида галлия и кремния (г. Томск)

**МАЛОШУМЯЩИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ МИС**

Диапазон частот	Полоса частот, ГГц	Коэффициент усиления, дБ	Коэффициент шума, дБ
8 мм	1,5	13	3
8 мм	0,3	23	2,5
3 мм	2,0	10	3,5

**РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА В ВИДЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ, ИНТЕГРИРОВАННЫХ В СВЧ УСТРОЙСТВА**

Диапазон частот	Полоса частот, %	Прямые потери, дБ, не более	Развязка, дБ, не менее
8 мм	4,0 ÷ 5,0	0,5	30
3 мм	3,0	0,5	30

[Обиход](#)

Размеры функциональных элементов — 25 x 25 x 12 мм.

# Квантовые парамагнитные усилители (мазеры)

Квантовые усилители - регенеративные.

Энергия отдается Э-М полю молекулами активного вещества, поддерживаемого в возбужденном состоянии .

*M(L)ASER – Microwave (Light) Amplification by Stimulated Emission of Radiation* - усиление микроволн (света) при помощи индуцированного излучения.

Энергия кванта:  $E=hf$ ,  $h=6,62 \times 10^{-34}$  Дж·с - постоянная Планка.

- **Световым квантам** соответствуют переходы между энергетическими уровнями орбитального движения электронов.
- **Кванты с частотами порядка 100 МГц** связаны с ориентацией ядерных магнитных моментов.
- **Кванты энергии сверхвысоких частот** соответствуют
  - 1) переходам между энергетическими уровнями вращательного движения молекул,
  - 2) изменению ориентации магнитных моментов парамагнитных ионов во внешнем магнитном поле.

Последние получили применение в рассматриваемых **квантовых парамагнитных усилителях** (КПУ) СВЧ.

Атом называют *диамагнитным*, если сумма магнитных моментов всех электронов равна нулю.

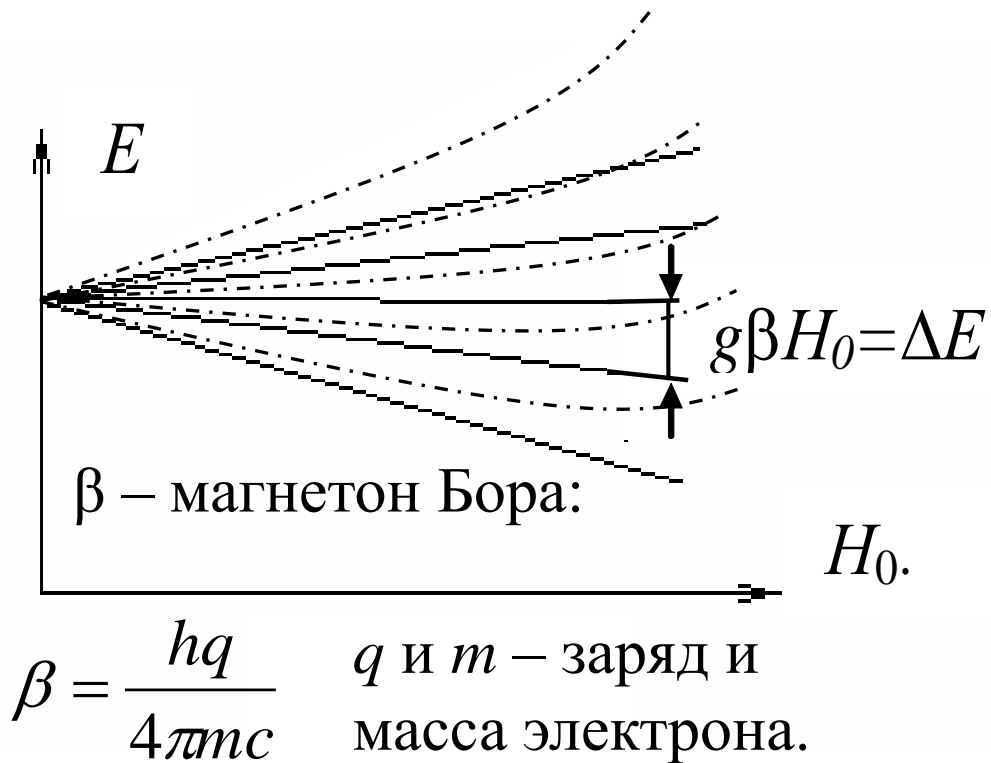
Атом называют *парамагнитным*, если результирующий момент отличен от нуля.

Пространственная ориентация механического и магнитного момента не является произвольной (квантуется).

При внесении такого атома во внешнее магнитное поле энергия может меняться от минимального значения до максимального.

Атому каждого элемента соответствует своя система энергетических уровней.

Эффект Зеемана - под влиянием внешнего магнитного поля каждый энергетический уровень расщепляется на ряд подуровней, число которых равно числу возможных ориентаций атомного момента.



За счет сильного взаимодействия ионов решетки диаграмма энергетических уровней сильно искажается. Вид ее зависит от угла между направлением магнитного поля и оптической осью кристалла.

$g$  – фактор гиромангнитного расщепления (1 или 2),

$H_0$  – напряженность магнитного поля.

$$\Delta E = f h$$

Частота кванта, соответствующая переходу с одного подуровня на другой, определяется соотношением:

$$f = \frac{\Delta E}{h} = \frac{g\beta H_0}{h} = \frac{gqH_0}{4\pi mc} = 1,4 \cdot 10^6 gH_0$$

$m$ ,  $q$  – масса и заряд электрона, ( $9,1 \cdot 10^{-31}$  кг,  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл),  
 $c$  – скорость света ( $2,99 \cdot 10^8$  м/с)

И при  $H_0 = 1000$  Эр (эрстед)  $f = 1,4$  (2,8) ГГц

Активным веществом в современных КПУ используется рубин. Кристалл корунда  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , в решетке которого часть ионов алюминия заменена парамагнитными ионами хрома.

Во всякой молекулярной системе, находящейся в состоянии термодинамического равновесия, распределение числа частиц  $N$  по энергетическим уровням (населенности уровней) определяется законом Больцмана:



В состоянии равновесия на нижнем энергетическом уровне всегда больше частиц, чем на верхнем.

Вероятность перехода частиц одинакова для всех уровней. Так как  $N_i > N_j$  — следовательно, в состоянии покоя происходит поглощение энергии.

**Инверсия населенностей** — возникает при приведении активного вещества в возбужденное состояние. На верхнем энергетическом уровне большая населенность, чем на нижнем.

**Процессы релаксации** - восстановление состояния теплового равновесия при его нарушении.

Процессы релаксации протекают медленнее при понижении температуры системы.



**Индукцированные квантовые переходы** возникают в при инверсии населенностей под воздействием внешнего Э-М поля, с частотой энергетического перехода. В результате возможно преобладание числа переходов с выделением энергии. Индуцированное излучение имеет когерентный характер по отношению к вызывающему его полю.

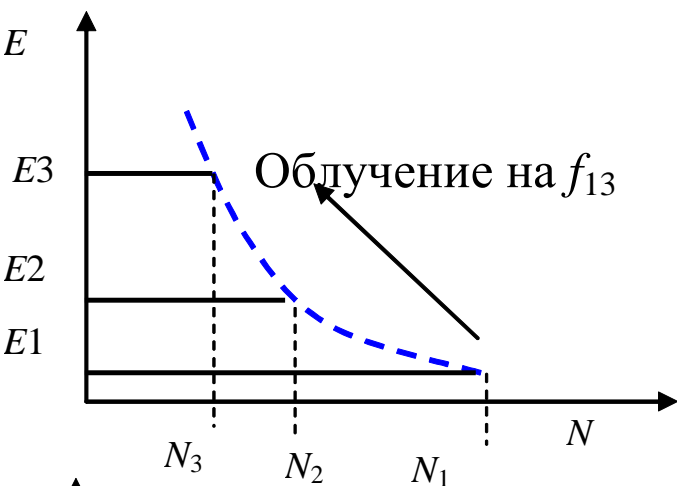
**Спонтанные** (самопроизвольные) переходы с выделением энергии, не связанные с внешним излучением и носящие флуктуационный характер. Вероятность таких переходов мала (при охлаждении), что обеспечивает низкий уровень шума в парамагнитных усилителях.

Рассмотрим способ возбуждения активного вещества, применяемый в современных трехуровневых парамагнитных усилителях.

Способ предложен А.М. Прохоровым и Н.Г. Басовым в 1955 г (Нобелевская премия 1964 г совместно с Дж. Гордоном, Х. Цайгером и Ч. Таунсом - США).

Энергетическим уровням с энергиями  $E_1 < E_2 < E_3$  соответствуют частоты переходов:

$$f_{1,2} = \frac{\Delta E_{1,2}}{h}, \quad f_{2,3} = \frac{\Delta E_{2,3}}{h}, \quad f_{1,3} = \frac{\Delta E_{1,3}}{h}.$$



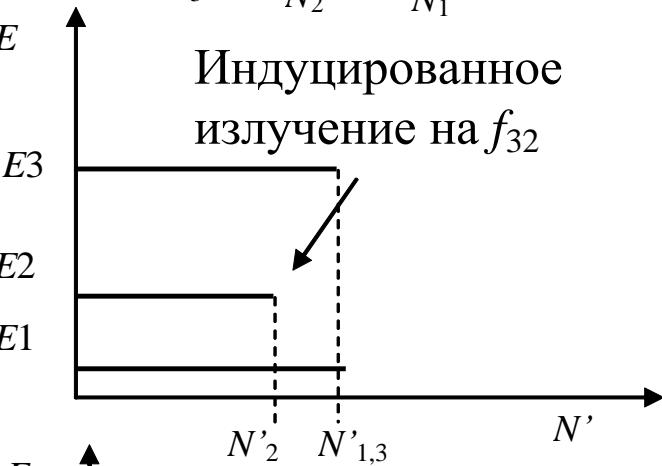
При тепловом равновесии  $N_1 > N_2 > N_3$ .

Для возбуждения система облучается полем СВЧ генератора накачки на  $f_{1,3}$ .

Насыщение при  $N_1' = N_3' = (N_1 + N_3) / 2$ .

При этом возможно:

$$N_3' > N_2 \text{ или } N_2 > N_1'.$$



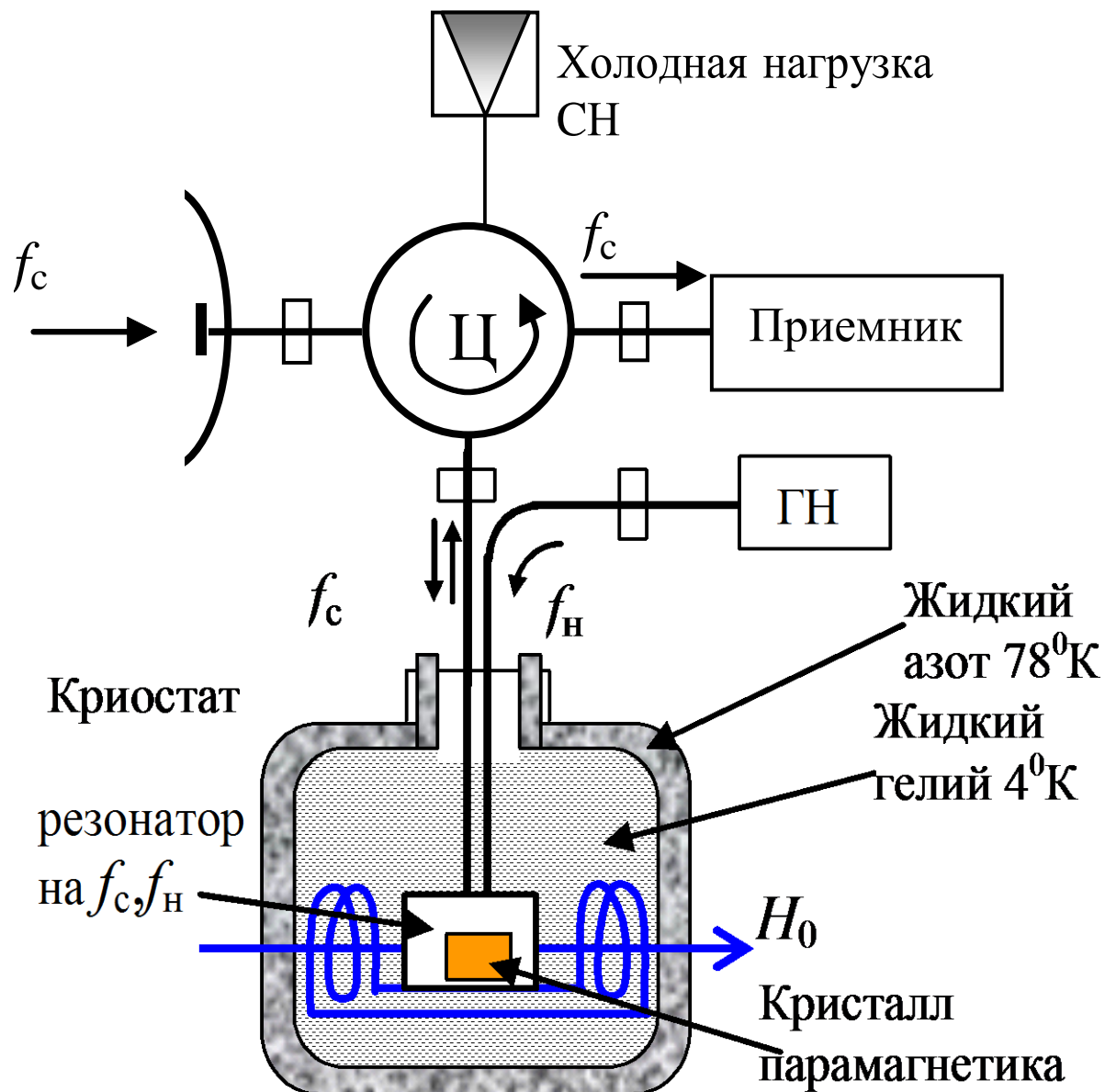
На  $f_{32}$ ,  $f_{21}$  возможно усиление за счет индуцированного излучения.



Состояние инверсии населенностей получают и длительное время поддерживать при охлаждении  $\sim 4\text{K}$ .

За счет охлаждения мало и спонтанных переходов, определяющих шумы мазера.

*Резонаторный*, работающий на отражение .



## Резонаторный КПУ с циркулятором.

Парамагнитный кристалл помещается внутри объемного резонатора, имеющего две резонансные частоты.

От генератора накачки (ГН), колебания поступают в резонатор и возбуждают парамагнитные ионы активной среды.

Частота ГН равна одной из резонансных частот объемного резонатора и бывает значительно выше частоты усиливаемых колебаний.

В объемный резонатор поступает также усиливаемый сигнал, частота которого равна второй, менее высокой резонансной частоте.

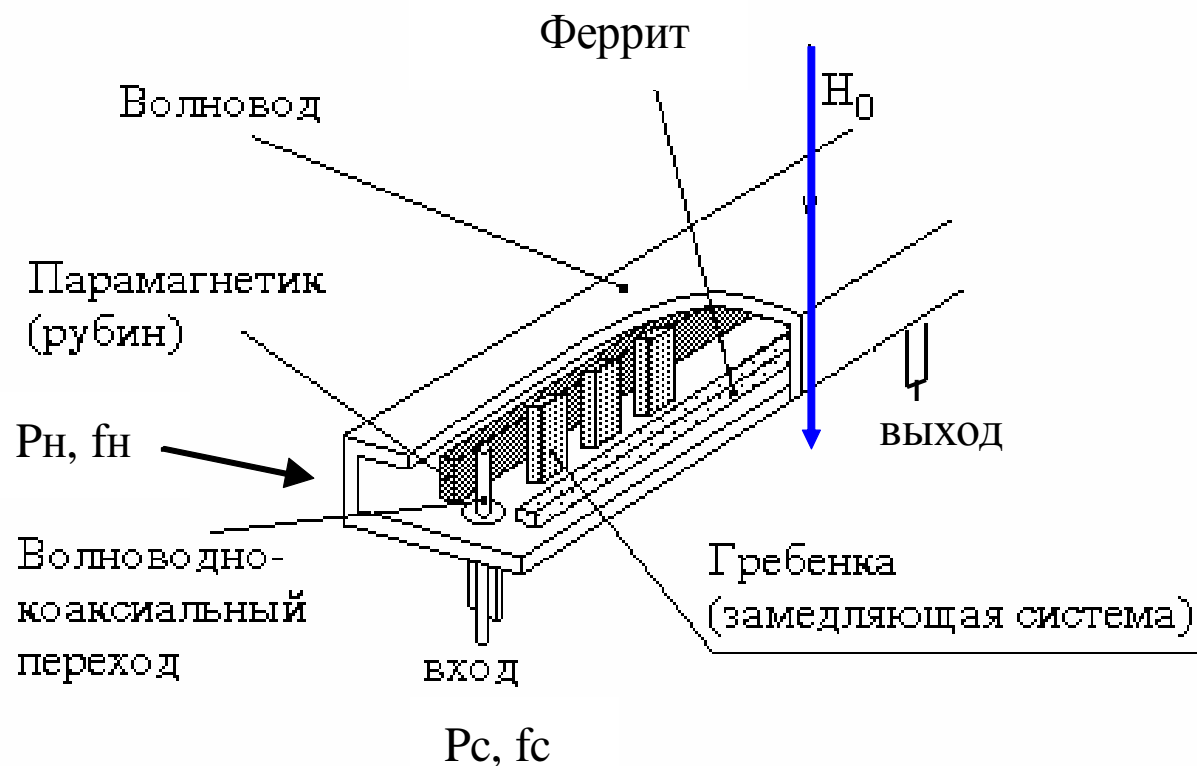
Волна этого сигнала многократно отражается от стенок резонатора и многократно проходит через активную среду, за счет чего усиливается.

Объемный резонатор с активной средой должен иметь глубокое охлаждение до температуры жидкого гелия (4 К).

Вся эта система расположена между полюсами сильного магнита или электромагнита.

Чтобы шумы приемника, находящейся при температуре окружающей среды, и отраженные от антенны не попадали на вход приемника, ухудшая его чувствительность, необходимо организовать плечо циркулятора с холодной нагрузкой.

Основной недостаток однорезонаторного квантового усилителя - сравнительно узкая полоса частот, в пределах которой возможно усиление.



КПУ бегущей волны, работает на проход в волноводе. В нем отсутствует резонатор, который придавал резонаторному усилителю узкополосные свойства.

Для предотвращения возможности возбуждения и придания системе однонаправленности в волновод вводят невзаимные ферритовые элементы.

Для более длительного взаимодействия активной среды и усиливаемой волны применена ЗС в виде ряда штырей ("гребенка"), которая уменьшает скорость волны в десятки раз.

При увеличении времени прохождения волны через активную среду возрастает усиление.

Если бы не было замедляющей системы, то пришлось бы сделать усилитель очень большой длины.

Подобный усилитель, как и резонаторный, помещается в сильное внешнее магнитное поле и сильно охлаждается.

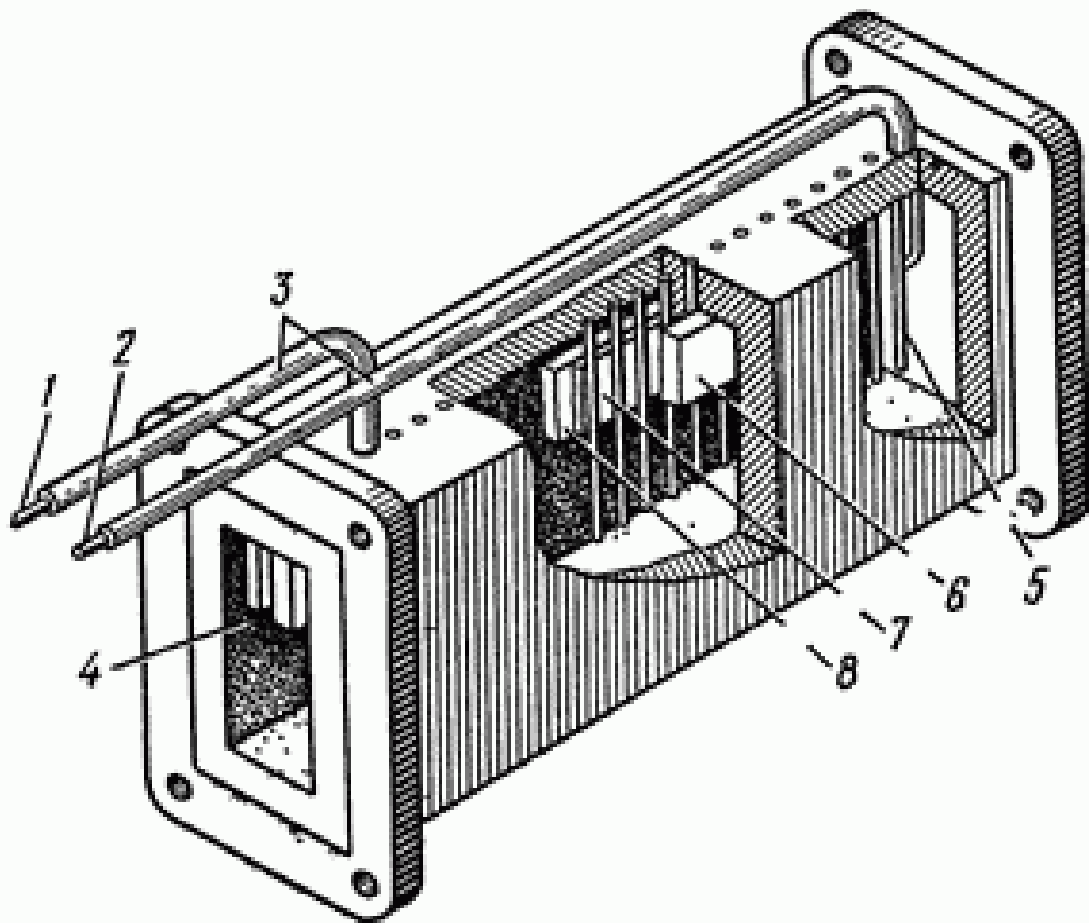
Этот усилитель широкополосный. Полоса пропускаемых частот составляет десятки мегагерц, и можно перестраивать по частоте, изменяя напряженность внешнего магнитного поля и частоту накачки. Перестройка возможна в пределах сотен и даже тысяч мегагерц.

$f_{\text{раб}}$  — зависит от материала парамагнитного кристалла, его ориентацией и напряженностью постоянного магнитного поля  $H_0 \sim 1000$  Эрстед.



Диапазон частот, в котором могут работать мазеры в настоящее время составляет 1...100 ГГц.

$$K_{p0} \cong 30 \text{ дБ}, \quad \Pi \cong 16 \text{ МГц}.$$



- 1 — вход;
- 2 — выход; 3
- коаксиальные
- кабели;
- 4 — волновод
- накачки;
- 5 — штырь связи с
- кабелем;
- 6 и 8 — рубин ;
- 7 — прокладка из
- окиси замедляющая
- система;

Важное *достоинство* квантовых усилителей - малые собственные шумы, что, в частности, объясняется низкой температурой, при которой работают эти усилители.

*Применение:* в качестве входного каскада приемных устройств высокой чувствительности для радиолокации космических объектов и радиосвязи с ними, а также в радиоастрономии.

Квантовые усилители маломощны, но это их свойство не имеет значения, так как они применяются для усиления очень слабых сигналов.

# Малошумящие транзисторные СВЧ усилители

Активные элементы транзисторного типа:

- биполярные СВЧ транзисторы,
- полевые транзисторы,
- транзисторы с высокой подвижностью электронов (HEMT, pHEMT )
- псевдоморфные гетеропереходные биполярные (pseudomorphic heterojunction bipolar transistor).

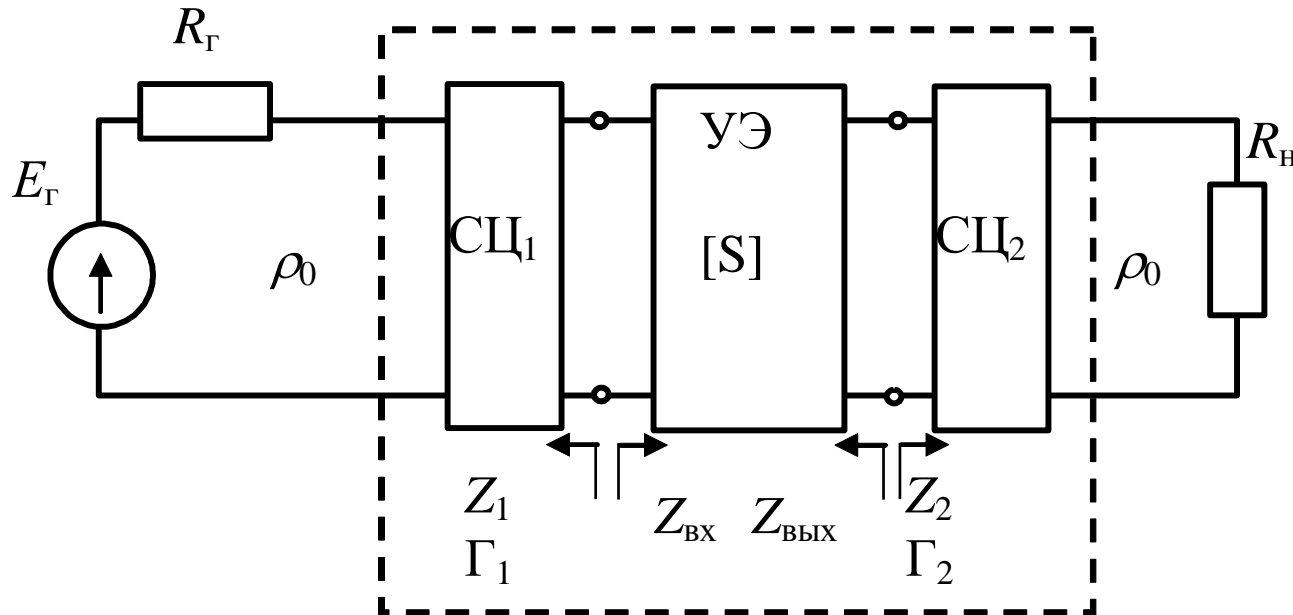
При уровне шума, сравнимом с уровнем шума регенеративных усилителей, транзисторные усилители устойчивы, малогабаритны, просты и надежны, не требуют СВЧ-питания (накачки).

Источники шумов – тепловые, дробовые, избыточные.

Полевые транзисторы и HEMT целесообразно охлаждать до 15-80 К, т.к. они не имеют дробовых шумов.

№	Тип прибора	Частота, ГГц	Достигнутые показатели		Режим
			$T_{ш}$ при 290/20, К	$K_p$ , дБ на каскад	
1.	Усилители на БТр	$f \leq 10$ ГГц	100...400	14 ... 5	$U_k = 5...10$ В $I_g = 1...2$ мА
2.	Усилители на ПТр	1...60 ГГц	50...600 / 10...400	15...5	$U_c = 3...4$ В $I_c \cong 10$ мА
3.	Усилители на ГПТр, НЕМТ и рНЕМТ	1...150 ГГц	40...300 / 5...100	15-5	

# Структурная схема однокаскадного усилителя СВЧ



УЭ представлен четырехполюсником и описывается волновыми параметрами матрицы рассеяния (системой S-параметров).

В системе S- параметров четырёхполюсник анализируется с точки зрения падающих и отражённых волн

S-параметры определяются методом измерения или рассчитаны по известным Y-параметрам.

Усилитель согласовывается по входу и выходу. Обычно на стандартное сопротивление 50 Ом, с помощью СЦ<sub>1</sub> и СЦ<sub>2</sub>.

СЦ<sub>1</sub> настраивают на и минимум шума  $N_{\text{мин}}$ .

СЦ<sub>2</sub> настраивают на максимум усиления  $K_{\text{мах}}$ .

$N_{\text{мин}}$  определяется оптимальным сопротивлением транзистора по шумам и необходимо источник сигнала (50 Ом) согласовать с этим сопротивлением.

$K_{\text{мах}}$  при условии одновременного комплексно-сопряженного согласования УЭ по входу и выходу коэффициенты отражения  $\Gamma_{\text{вх}}$  и  $\Gamma_{\text{вых}}$  равны «0».

Входная цепь при этом должна иметь минимум активных потерь, поэтому ее строят на реактивных элементах, используя комбинации отрезков микрополосковых линий.

Короткозамкнутые и разомкнутые шлейфы, четвертьволновые трансформаторы полных сопротивлений.

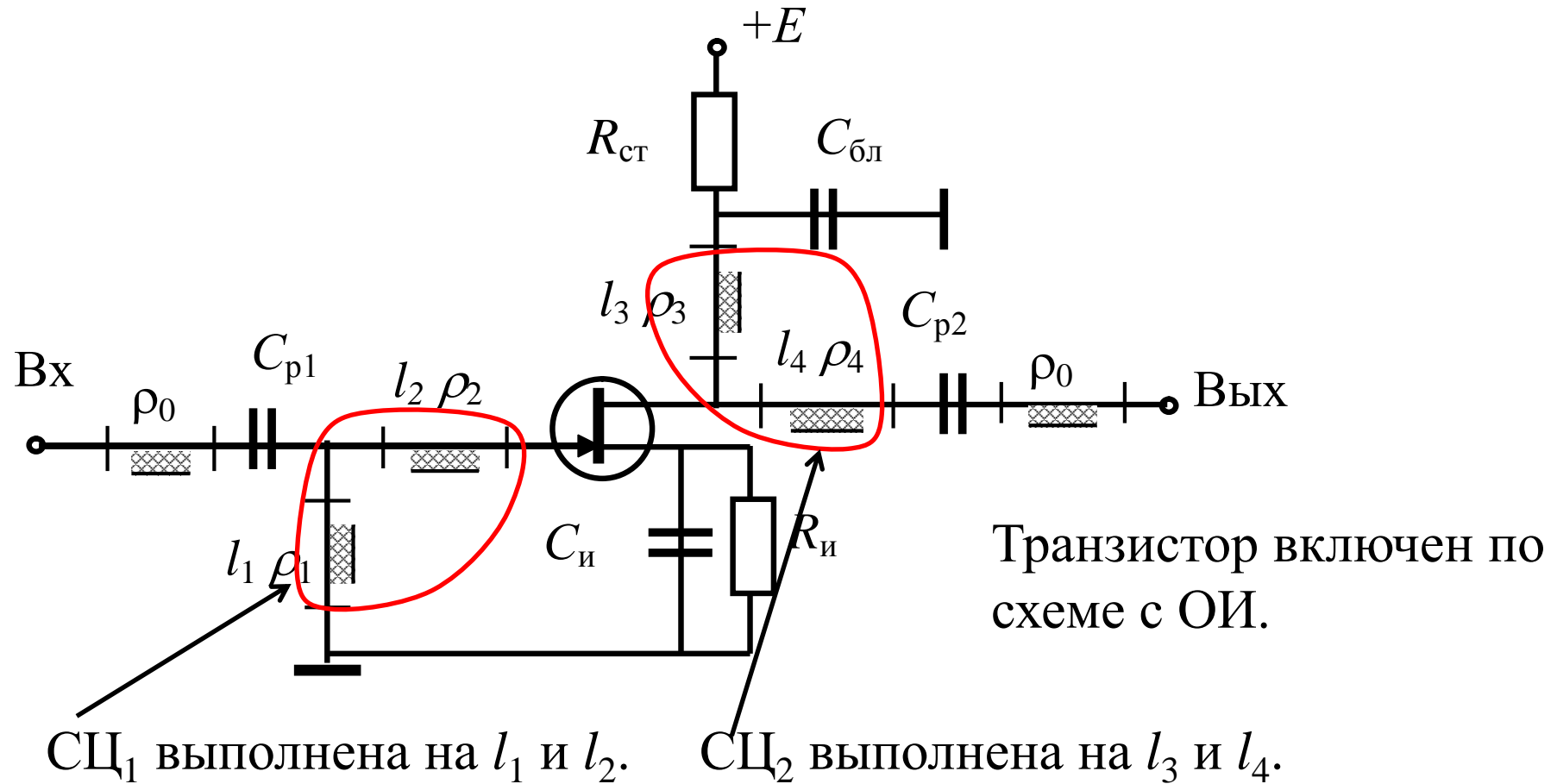
Четвертьволновая короткозамкнутая линия имеет сопротивление  $= \infty$ .

Четвертьволновая разомкнутая линия имеет сопротивление  $= 0$ .

Большое внимание уделяется устойчивости. На СВЧ транзисторе сильно увеличивается  $Y_{12}$ . Усилитель считается устойчивым, если он не возбуждается при подключении любых  $Z_1$  (источника) и  $Z_2$  (нагрузки).

При нарушении этого условия вводят  $R_{\text{ст}}$  в выходную цепь.

# Типичная схема узкополосного МШ каскада на полевом транзисторе Шотки.



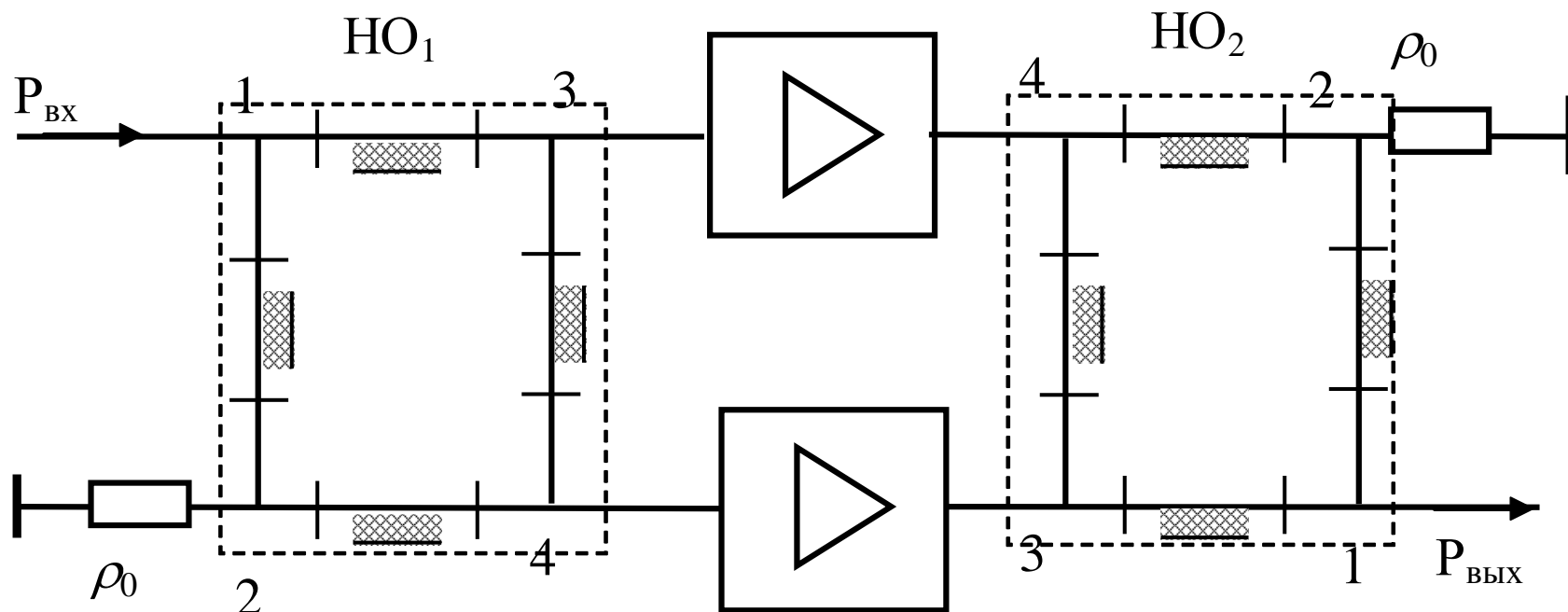
$\rho_0$  – характеристическое сопротивление 50 Ом.

Для формирования АЧХ могут использоваться ФСИ или ФСС.



## Балансная схема МШ каскада

Добиться согласования и малых шумов возможно в балансных каскадах.



Направленные ответвители НО – двухшлейфовые, образованы четвертьволновыми полосковыми линиями.

НО<sub>1</sub> (НО<sub>2</sub>) – квадратурные мосты, делят (суммируют) поступающую мощность пополам.

$K_{yc}$  БМШУ равен коэффициенту усиления одиночного, динамический диапазон почти вдвое шире.

Анализ и практика показывают, что в схемах БУ можно добиться идеального согласования.

Современные МШУ СВЧ изготавливаются в виде гибридных интегральных схем ГИС с бескорпусными усилительными элементами.

Для получения большого усиления ГИС делают многокаскадными. Входные и выходные – согласующими (буферными), в промежуточных добиваются устойчивого усиления.  $K_{yc}$  таких ГИС составляет 25...30 дБ.

[4-х каск.усил.](#)

## Сверхширокополосные усилители компании B&Z Technologies

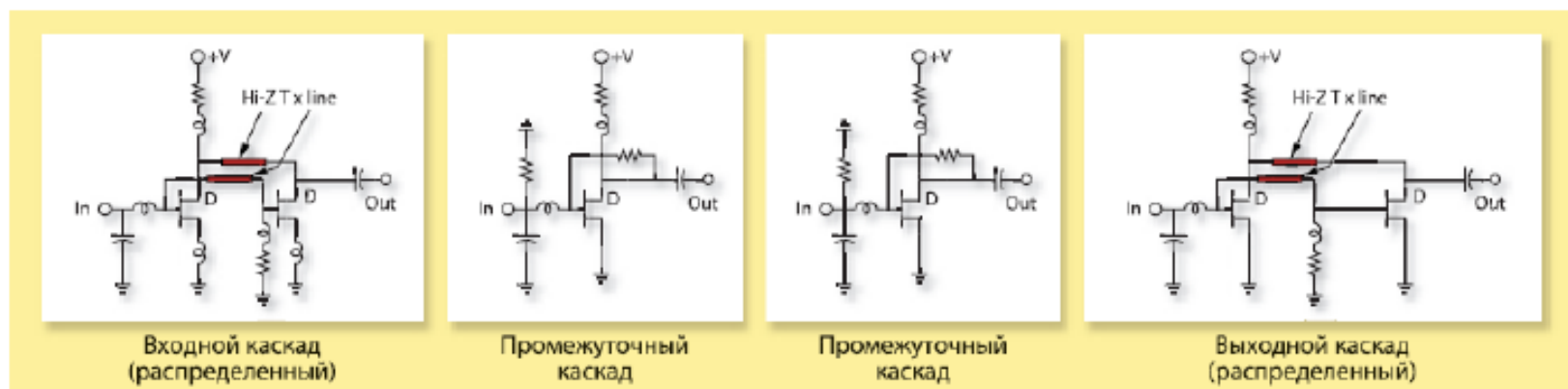


Рис. 1. Четырехкаскадный малошумящий усилитель с коэффициентом шума  $NF$ , равным 3,5 дБ в диапазоне 0,1...40 ГГц

Транзисторные МШУ изготавливают, как на определенный диапазон частот, так и широко- и сверхширокополосные

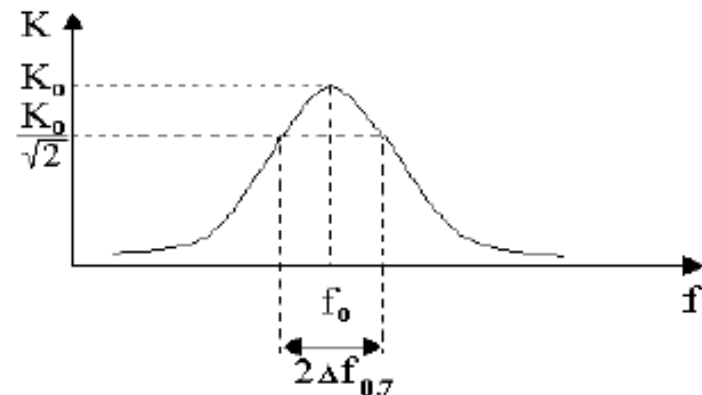
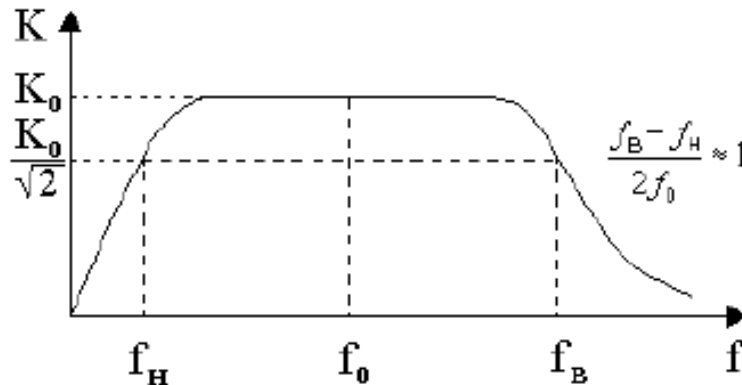
Уменьшение  $N$  возможно у усилителей на НЕМТ-транзисторах при охлаждении до азотного (77 К) или водородного (20К) уровня.

# Основные параметры МШУ

1. Полоса частот.
2. Коэффициент усиления.
3. Коэффициент шума  $N_{\text{ш}}$  или шумовой фактор (NF),  $T_{\text{ш}}$
4. Динамический диапазон или амплитудная характеристика.
5. Уровень продуктов нелинейных преобразований

## 1. Рабочая полоса (полоса или диапазон) усиливаемых частот

- различают узко-полосные усилители, для которых коэффициент перекрытия по частоте  $k_f = \frac{\Delta f}{f_0} \ll 1$ ;
- октавные с  $k_f \approx 2$
- многооктавные (сверхширокополосные)



Узкополосные это специализированные усилители, выпускаемые для радиосистем конкретного стандарта, задающего выделенную полосу частот (GPS, IEEE 802.11 (WiFi), WLAN, WiMAX и др.),.

## *2. Коэффициент усиления по мощности*

Определяется при согласовании входа и выхода усилителя:

$$K_y = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = |S_{21}|^2$$

## *3. Амплитудная характеристика (АХ)*

Зависимость  $P_{\text{ВЫХ}}$  от  $P_{\text{ВХ}}$ . Масштаб по осям графика выбирается логарифмическим - для построения используют уровни сигнала выраженные, в дБм

Характеризуется **P1дБ (P1dB)** – однодецибельной точкой компрессии или ДД по компрессии



# 30 MHz to 6 GHz RF/IF Gain Block

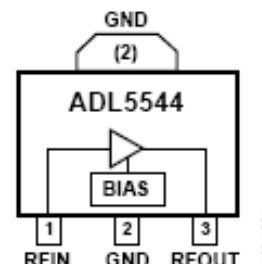
Data Sheet

**ADL5544**

## FEATURES

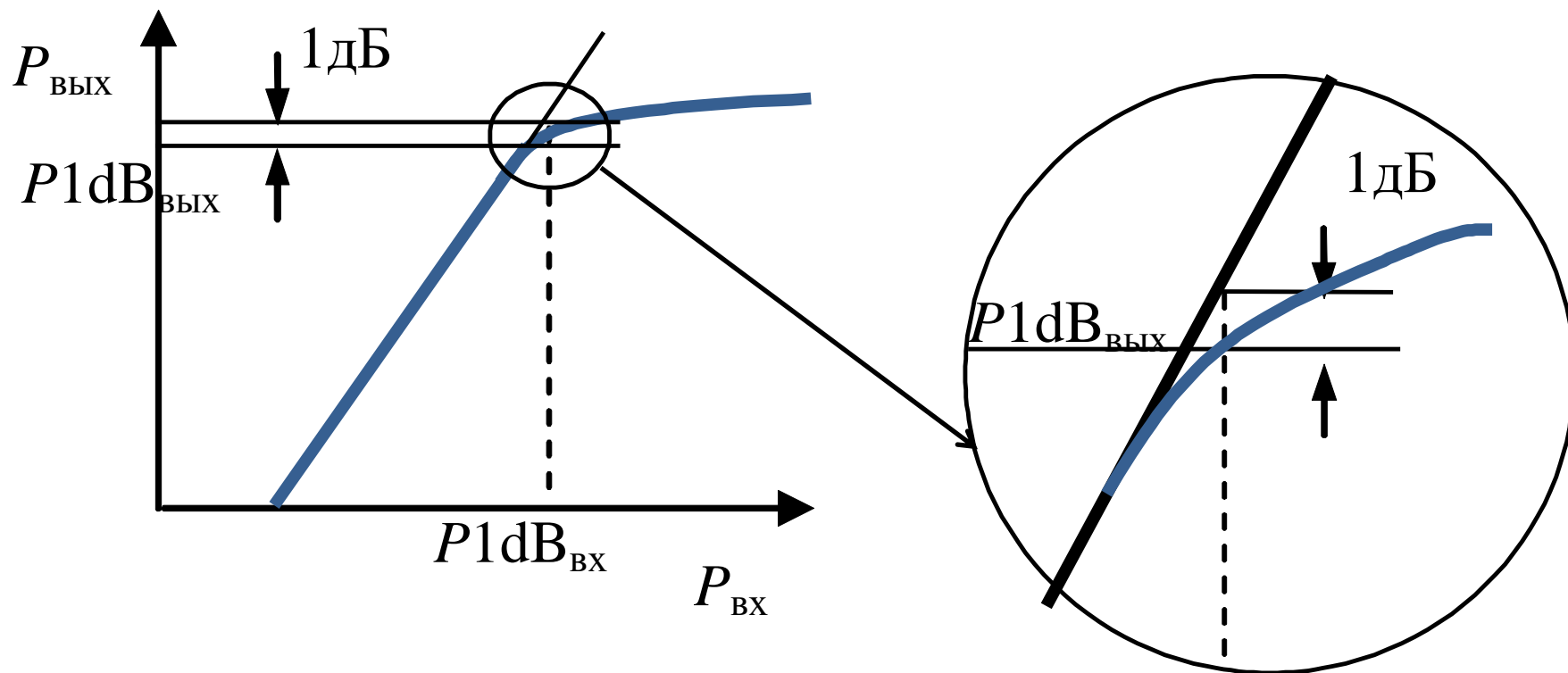
- Fixed gain of 17.4 dB
- Broadband operation from 30 MHz to 6 GHz
- Input/output internally matched to 50  $\Omega$
- Integrated bias control circuit
- OIP3 of 34.9 dBm at 900 MHz
- P1dB of 17.6 dBm at 900 MHz
- Noise figure of 2.9 dB at 900 MHz
- Single 5 V power supply
- Low quiescent current of 55 mA
- Wide operating temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+105^{\circ}\text{C}$
- Thermally efficient SOT-89 package
- ESD rating of  $\pm 1.5$  kV (Class 1C)

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## ОСОБЕННОСТИ

- Фиксированный коэффициент усиления 17,4 дБ
- Широкополосная работа от 30 МГц до 6 ГГц
- Вход/выход внутренне согласован с 50 Ом
- Интегрированная схема управления смещением
- OIP3 34,9 дБм на частоте 900 МГц
- P1dB 17,6 дБм на частоте 900 МГц
- Показатель шума 2,9 дБ при частоте 900 МГц
- Одиночный источник питания 5 в
- Низкий потребляемый ток 55 ма
- Широкий диапазон рабочих температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+105^{\circ}\text{C}$
- Термозффективный пакет SOT-89
- Номинальность ESD  $\pm 1,5$  кв (класс 1C)



$P_{1\text{dB}} = P_{1\text{dB}}$  Output Power

Выражается в дБм и определяет максимальную входную мощность относительно мВт. Типовые значения 5...20 дБм

Чем больше значение сигнала в точке компрессии, тем выше линейность усилителя

При использовании усилителя в составе приемника Р1дБ необходима для определения ДД приемника

Динамический диапазон (ДД) - способность **приемника** обнаруживать слабый входной сигнал, и обрабатывать сигналы большого уровня без искажения.

Определение: ДД это характеристика устройства предназначенного для преобразования или усиления мощности (напряжения). Численно равна логарифму отношения  $P_{\max}$  и  $P_{\min}$ .

$$\text{ДД [дБ]} = 10 \lg(P_{\max}/P_{\min})$$

Под  $P_{\min} = kT_{\text{экв}}\Pi_{\text{э}}$  – понимают мощность собственных шумов устройства,  $\Pi_{\text{э}}$ - полоса приемника,  $k=1,38 \cdot 10^{-23}$  - постоянная Больцмана,  $T_{\text{экв}}$  – шумы входного каскада.



Например: [ADL5544](#)



## 30 MHz to 6 GHz RF/IF Gain Block

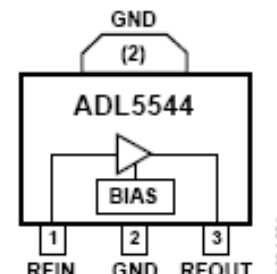
Data Sheet

**ADL5544**

### FEATURES

- Fixed gain of 17.4 dB
- Broadband operation from 30 MHz to 6 GHz
- Input/output internally matched to 50  $\Omega$
- Integrated bias control circuit
- OIP3 of 34.9 dBm at 900 MHz
- P1dB of 17.6 dBm at 900 MHz
- Noise figure of 2.9 dB at 900 MHz
- Single 5 V power supply
- Low quiescent current of 55 mA
- Wide operating temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+105^{\circ}\text{C}$
- Thermally efficient SOT-89 package
- ESD rating of  $\pm 1.5$  kV (Class 1C)

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### ОСОБЕННОСТИ

- Фиксированный коэффициент усиления 17,4 дБ
- Широкополосная работа от 30 МГц до 6 ГГц
- Вход/выход внутренне согласован с 50 Ом
- Интегрированная схема управления смещением
- OIP3 34,9 дБм на частоте 900 МГц
- P1dB 17,6 дБм на частоте 900 МГц
- Показатель шума 2,9 дБ при частоте 900 МГц
- Одиночный источник питания 5 в
- Низкий потребляемый ток 55 ма
- Широкий диапазон рабочих температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+105^{\circ}\text{C}$
- Термоэффективный пакет SOT-89
- Номинальность ESD  $\pm 1,5$  кв (класс 1C)

Определим ДД:

$$P_{1db}=17,6\text{дБм},$$

$$N=2,9 \text{ дБ}$$

$$P_{1db}=(17,6 -30) = -12,6\text{дБ},$$

$$N=10^{0,29}=1,94 \text{ (раз)}$$

$$P_{\max} = 10^{-1,26}=0,055 \text{ Вт}$$

$$T_{\text{экв}}=(1,94-1)*290=273\text{К}$$

$$\text{Зададимся } P_{\text{э}}=10\text{МГц}=10^7$$

$$P_{\min} = kT_{\text{экв}} P_{\text{э}} = 1,38*10^{-23}*10^7*273=3,8*10^{-14}\text{Вт}$$

$$\text{Чувствительность: } S=10\log(3,8*10^{-14})= - 134,2 \text{ дБ}$$

$$\text{ДД [дБ]}= 10\lg(P_{\max}/P_{\min}) = 10\lg(1,44*10^{12}) = 121,6 \text{ дБ}$$

$$\text{ДД [дБ]}=P_{1db}[\text{дБ}] - S[\text{дБ}] = -12,6-(-134,2)=121,6 \text{ дБ}$$

4. **Нелинейность усилительного тракта**, оценивают уровнем интермодуляционных помех второго и третьего порядков двухтонального сигнала ***OIP2*** и ***OIP3***

Обычно для оценки нелинейности используется  $K_{\Gamma}$

[ADL5544](#)

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}$$

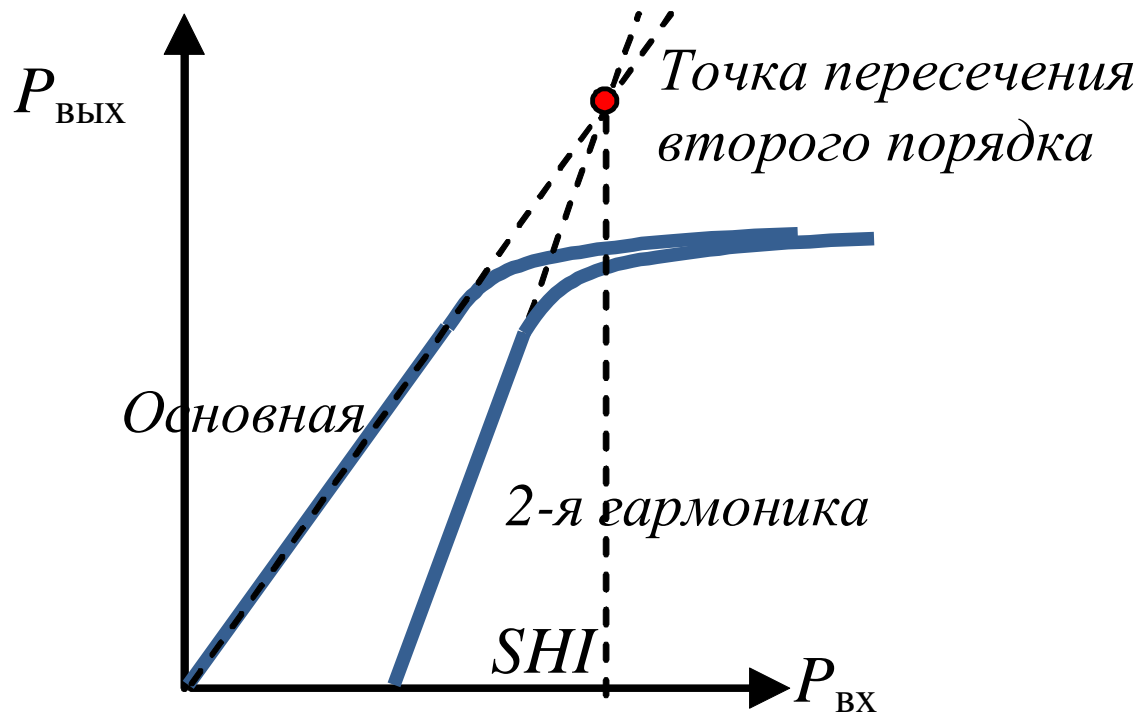
Для устройств с малой нелинейностью коэффициент гармоник может быть очень мал (доли процента) и его трудно измерить

Можно использовать следующую подход.

Если нелинейность аппроксимировать полиномом низкой степени (второй или третьей), можно показать: при возрастании уровня  $P_{\text{вх}}$  сигнала на  $\Delta P_1$ , дБ, уровень  $n$ -ной гармоники увеличивается на  $n\Delta P_1$ .

Следовательно амплитуда второй гармоники растет в два раза быстрее, чем первой.

Тогда в качестве меры нелинейности усилителя можно использовать точку на амплитудной характеристике, где она пересекается с амплитудной характеристикой второй гармоники.



Точка пересечения второго порядка - SOI (Second-Order Intercept Point) или SHI (Second Harmonic Intercept).

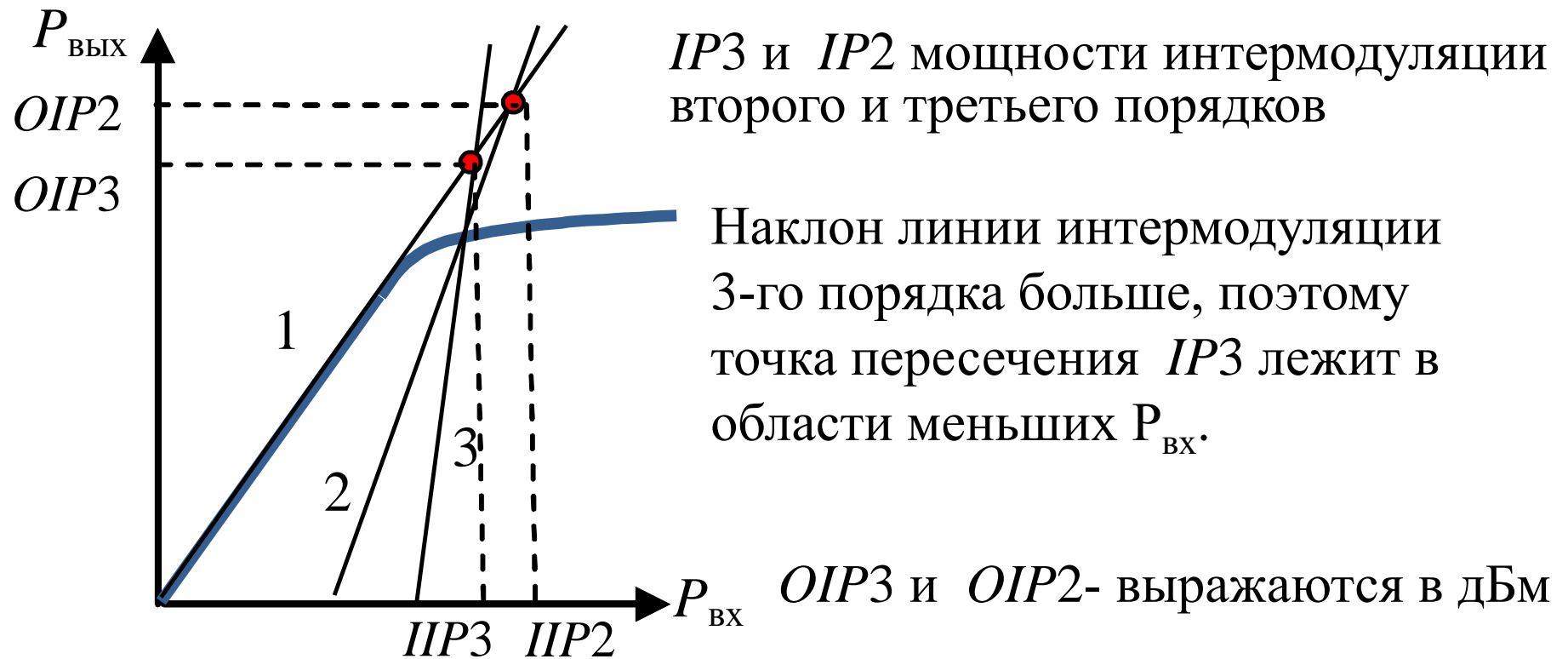
Для точки SHI - амплитуды 1-й и 2-й на выходе усилителя имеют одинаковый уровень.

**Уровень интермодуляционных компонент** оценивают при подаче на вход двух гармонических колебаний одинакового уровня с близкими частотами  $f_1$  и  $f_2$ .

Спектр интермодуляционных продуктов при двухчастотном входном сигнале



Наиболее опасными интермодуляционные продукты 3-го порядка, так как они могут попадать в  $\Pi_{\text{пр}}$  (ФСС).



Чем больше эти величины, тем более линейны устройства.

Так как, по определению  $OIP2 > OIP3$ , то указывают обычно уровень входной мощности только для  $OIP3$ .

Типичные значения  $OIP3$  для усилителей СВЧ (+30...40 дБм).

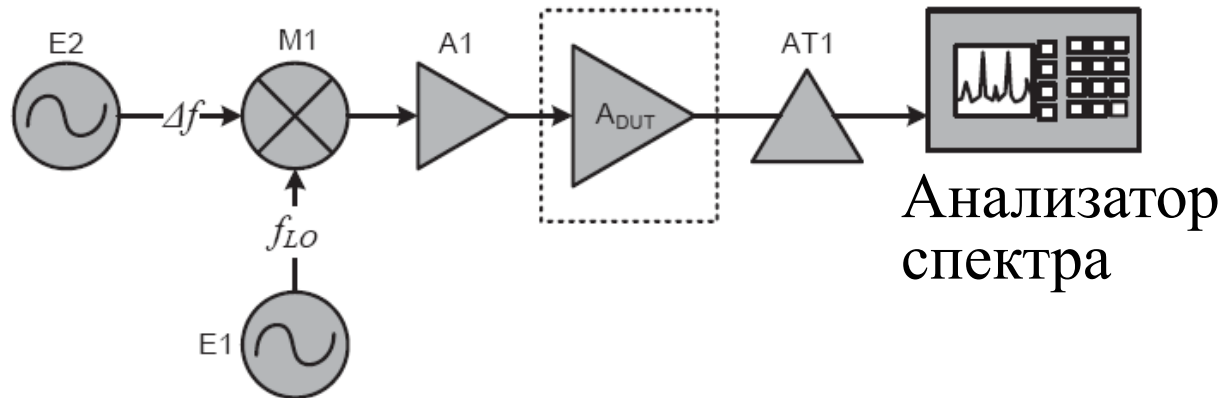
ТРУДЫ МФТИ. 2012. Том 4, № 2

[Методика измерения  \$OIP2\$  и  \$OIP3\$  двухтонового сигнала](#)

## Методика измерений интермодуляции OIP2 и OIP3.

Рассмотрим два варианта отличающиеся способом формирования двухтонового сигнала

Вариант 1 использует преобразователь частоты



E1 – генератор частоты  $f_{LO}$ , E2 – генератор частоты  $\Delta f$

M1- модулятор (смеситель)  $f_1=f_{LO}-\Delta f$  и  $f_2=f_{LO}+\Delta f$

A1 – усилитель, AT1 - аттенюатор

$A_{DUT}$  – измеряемый усилитель

Особенности (недостатки) возникают из-за не идеальности компонентов схемы.

1) Нелинейность усилителя A1,

Усилитель A1 должен иметь нелинейность т.е.  $OIP2$  и  $OIP3$  выше  $IIP2$  и  $IIP3$  измеряемого усилителя  $A_{DUT}$ ,

2) Неподавленная несущая M1 дает гармоники частоты  $f_{LO}$  (*гетеродина или несущей*) и гармоники частоты  $\Delta f$  (*сигнала*).

В результате на выходе M1 возникают интермодуляционные составляющие:

- второго порядка  $\underbrace{(f_{LO} + \Delta f)}_{f_2} \pm \underbrace{(f_{LO} - \Delta f)}_{f_1}$ ,

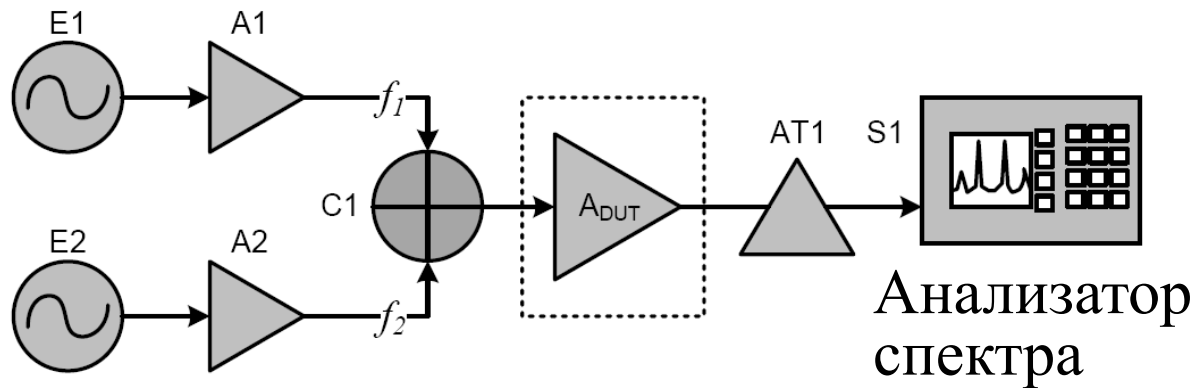
- Третьего  $2 \underbrace{(f_{LO} - \Delta f)}_{f_1} - \underbrace{(f_{LO} + \Delta f)}_{f_2}$ ,  $2 \underbrace{(f_{LO} + \Delta f)}_{f_2} - \underbrace{(f_{LO} - \Delta f)}_{f_1}$ .

Для корректных измерений эти составляющие должны быть отфильтрованы на выходе усилителя A1.



## Вариант 2 на основе сумматора мощности

Для формирования используются два независимых источника  $E1$  и  $E2$  с близкими частотами и сумматор мощности.



$C1$  – сумматор на основе трансформатора или кольцевого моста, имеющего хорошую развязку между входными каналами.

Данная схема даже при плохой нелинейности  $A1$  и  $A2$ , но хорошей развязке, не дает интемодуляционных составляющих

- второго порядка  $(f_1 + f_2)$  и  $(f_2 - f_1)$ ,
- третьего порядка  $(2f_1 + f_2)$  и  $(2f_2 - f_1)$ .

## 4. Шумовые характеристики

$N$  – коэффициент шума или  $NF$ - шум фактор

$$T_{\text{экв}} = (N-1)T_0. \quad (T_0=290\text{K})$$

$$N=3\text{дБ} \text{ или } 1,99 \text{ раз} \quad T_{\text{экв}}=290^0\text{K}$$

$$N=2\text{дБ} \text{ или } 0,58 \text{ раз} \quad T_{\text{экв}}=170^0\text{K}$$

$$N=1\text{дБ} \text{ или } 0,26 \text{ раз} \quad T_{\text{экв}}=75^0\text{K}$$

$$N=0,5\text{дБ} \text{ или } 0,12 \text{ раз} \quad T_{\text{экв}}=35^0\text{K}$$

Типовое значение транзисторных МШУ  $N = 0,5 \dots 1$  дБ

Для широкополосных  $N=1,5 \dots 3,5$  дБ

Охлаждаемые МШУ минимально достигнуто –  $T_{\text{экв}}=12\text{K}$  или  $N=0,17$  дБ)

Ниже приведенные МШУ применяются в:

- беспроводной инфраструктуре WLAN, WiMAX и др
- широкополосной и сотовой связи,
- измерительной технике,
- спутниковых приемниках,
- приемниках навигационных системах GNSS,
- и других областях.

**SKYWORKS SOLUTIONS** компания по производству п/п.

США штат Массачусетс

**SKY65047-360LF МШУ** для частотного диапазон 0.4...3.0 ГГц

Коэффициент шума - 0.90 дБ (68 К) на 915 МГц

Коэффициент шума - 0.75 дБ (55 К) на 1575 МГц

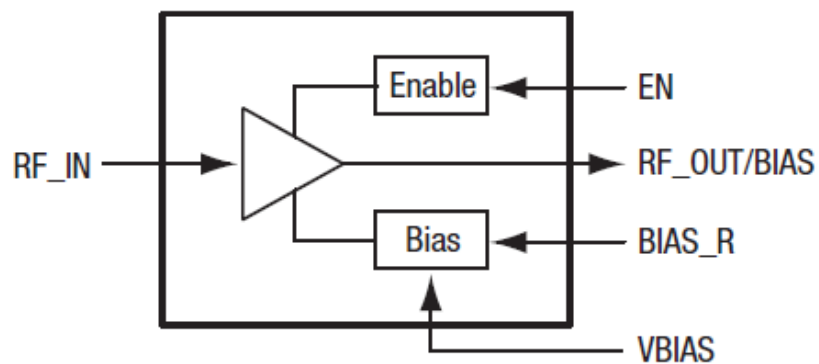
Коэффициент шума - 0.95 дБ (71 К) на 2450 МГц

Усиление - 16.5 дБ на 1575 МГц

$I_{\text{пот}}$  - 6...7 мА

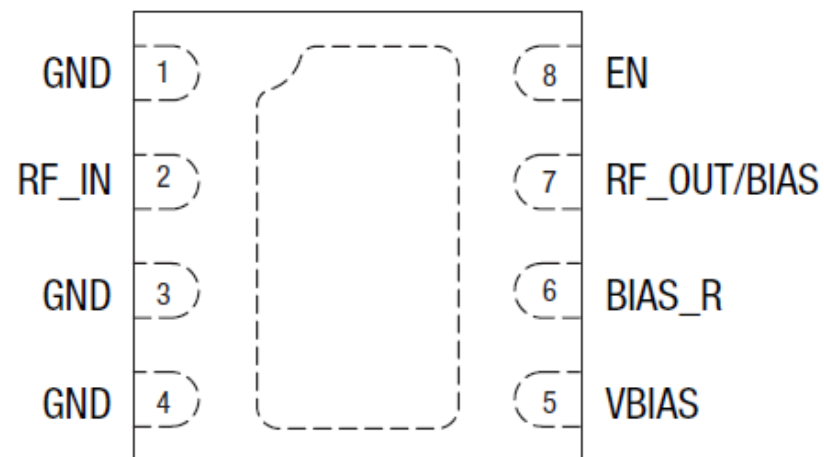
$E_{\text{пит}}$  - 2.7 В ... 3.8 В

Миниатюрный корпус DFN (8-штыревой, 2 x 2 мм)



S1487

**Figure 1. SKY65047-360LF Block Diagram**



S1486

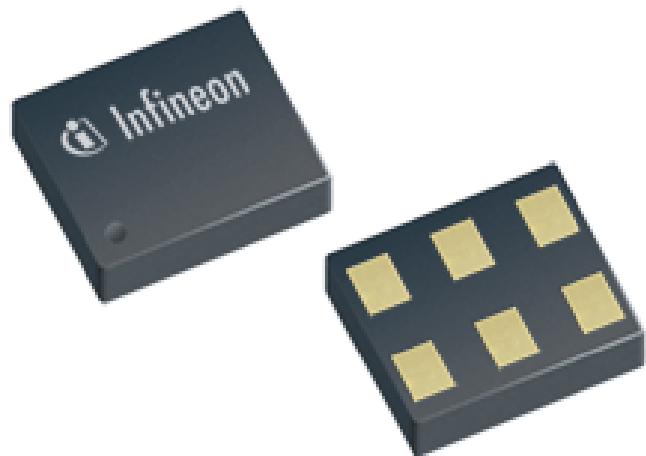
**Figure 2. SKY65047-360LF Pinout – 8-Pin QFN (Top View)**

**INFINEON TECHNOLOGIES AG** — немецкая компания, крупный производитель микросхем для телекоммуникаций. (Нойбиберг, юго-восточный пригород Мюнхена)

**МШУ - BGA825L6S** частот диапазона 1550 - 1615 MHz  
Silicon Germanium Low Noise Amplifier for Global Navigation Satellite Systems (GNSS)

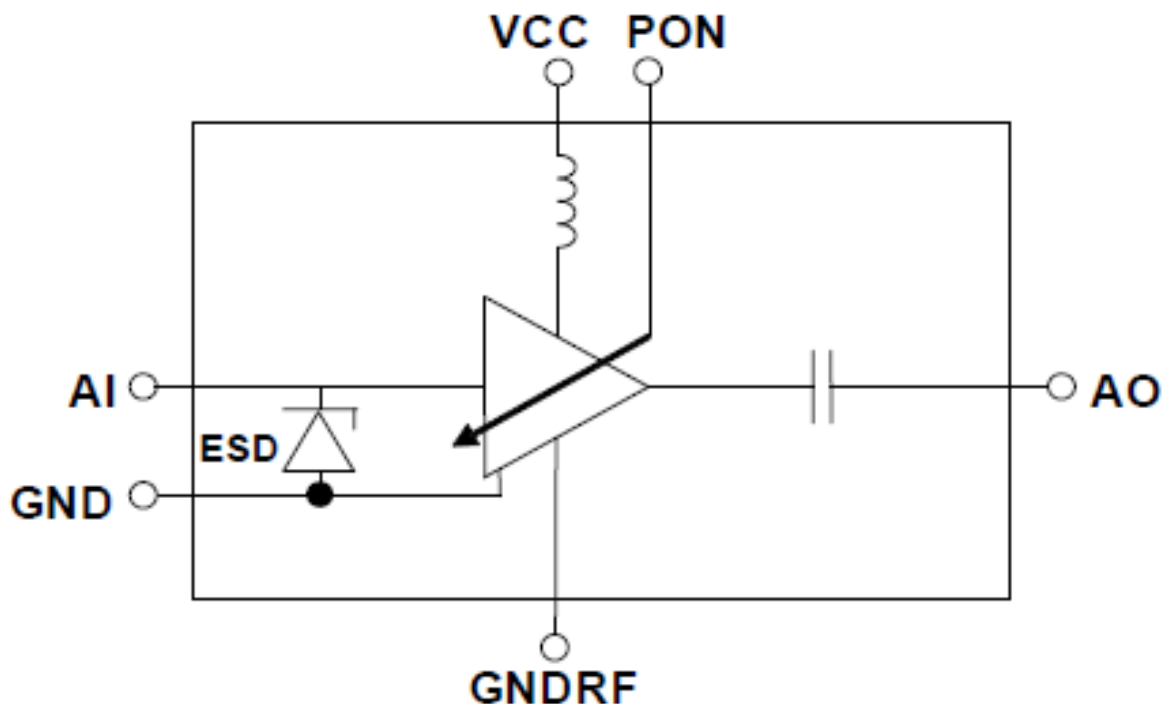
### Характеристики

- Усиление - 17.0 dB
- Коэффициент шума - 0.60 dB (42 K)
- Потребляемый ток - 4.8 mA
- Напряжение питания - 1.5 V to 3.6 V
- P1dB - -7 dBm
- Малогабаритный корпус TSLP-6-3 (выводы: 0.9 x 1.1 mm)
- B7HF Silicon Germanium технология
- Выходное сопротивление RF - 50 Ω



## Использование

- Идеально для глобальных навигационных спутниковых систем, GPS, GLONASS, Galileo и других



**M / A-COM TECHNOLOGY SOLUTIONS** является разработчиком и производителем устройств и компонентов микроволнового (СВЧ) и миллиметрового диапазона . Головной офис в США

**MAAL-010706** МШУ для диапазона 1.4...4.0 GHz

Коэффициент шума 0.60 дБ (42 К)

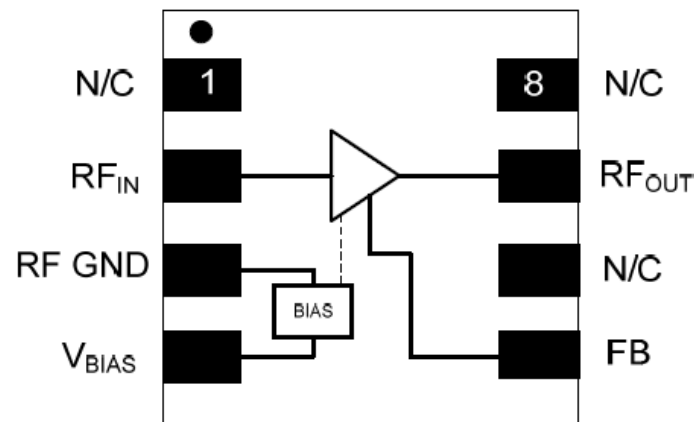
Усиление 16.0... 17.5 дБ

OIP3 >34 dBm

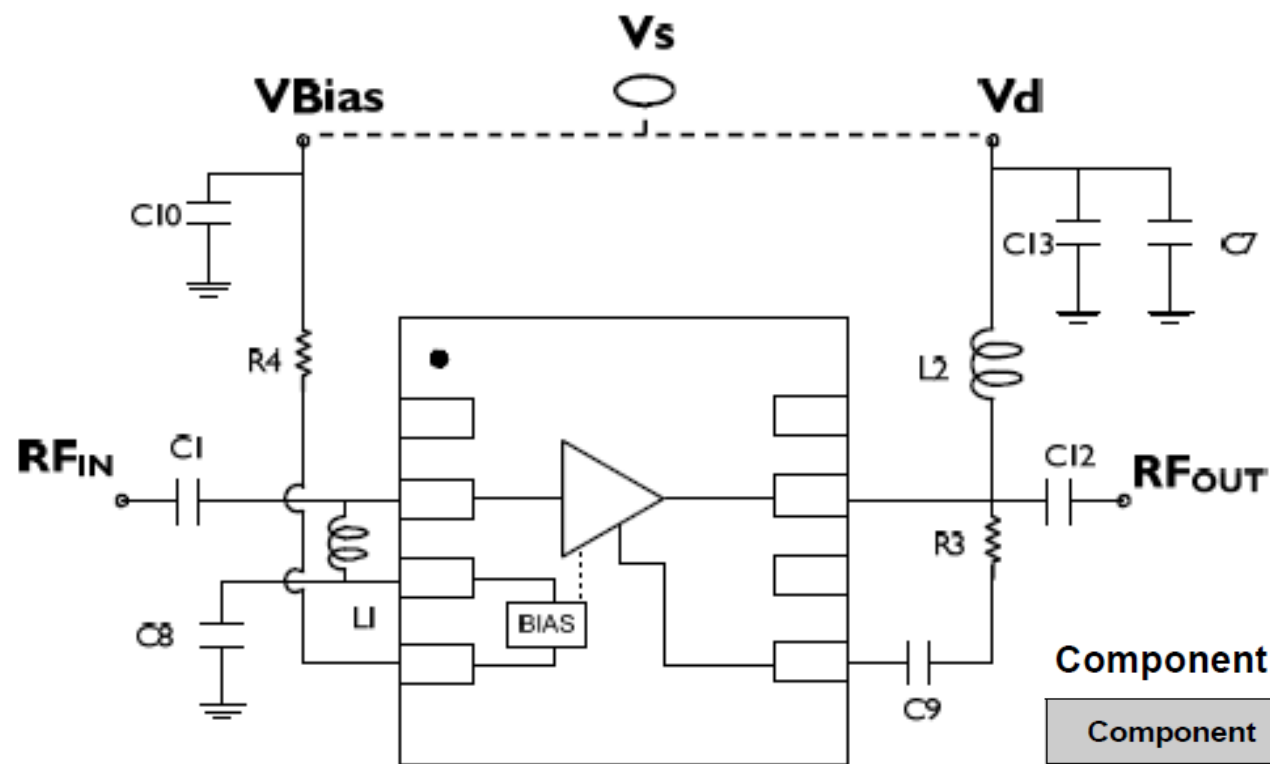
Коэффициент отражения от входа -21 дБ

Коэффициент отражения от выхода -15 дБ

Потребляемый ток 60 ...70 мА



# Schematic



Component Values

Component	Value	Package
C1, C12	100 pF	0402
C8, C10, C7	10 nF	0402
C9	5.6 pF	0402
C13	100 $\mu$ F	Tantalum, Size D
L1	8.2 nH	0402
L2	3.6 nH	0402
R3	300 $\Omega$	0402
R4	240 $\Omega$	0402



# **MAAL-011078 МШУ** для диапазона 0,7...6,0 ГГц

Коэффициент шума            0,35 дБ (24 К)    на частоте 1,9 ГГц

0,5 дБ (35 К)    на частоте 2,6 ГГц

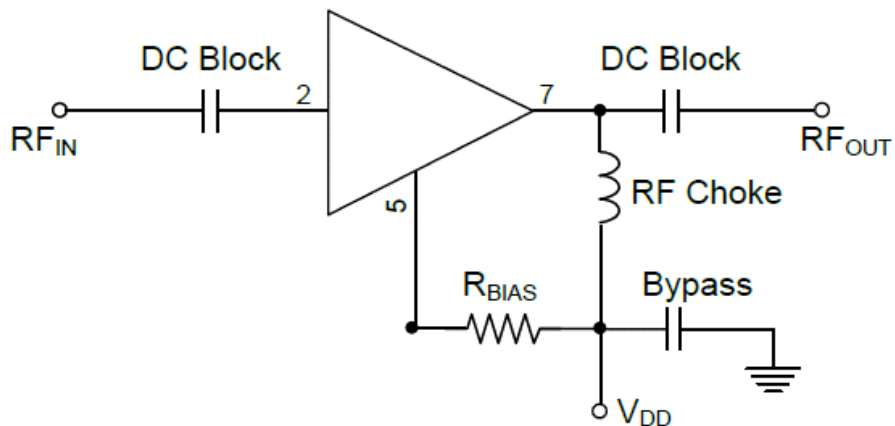
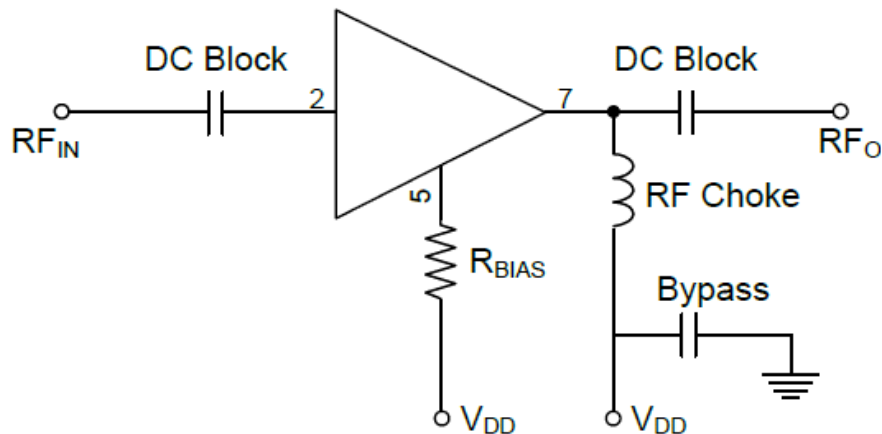
Усиление            22 дБ    на частоте 2,6 ГГц

15 дБ на частоте 6,0 ГГц

ОПРЗ            33 dBm

Напряжение питания            3...5 В

Потребляемый ток            30...80 мА



# Усилители микроволнового диапазона серии QLW с низким коэффициентом шума



Малошумящие усилители фирмы QuinStar предназначены для работы в частотном диапазоне 18-95 ГГц. Полоса пропускания составляет 4 ГГц. Усилители обладают малым коэффициентом шума и большим усилением.

Используются в военных и коммерческих разработках.

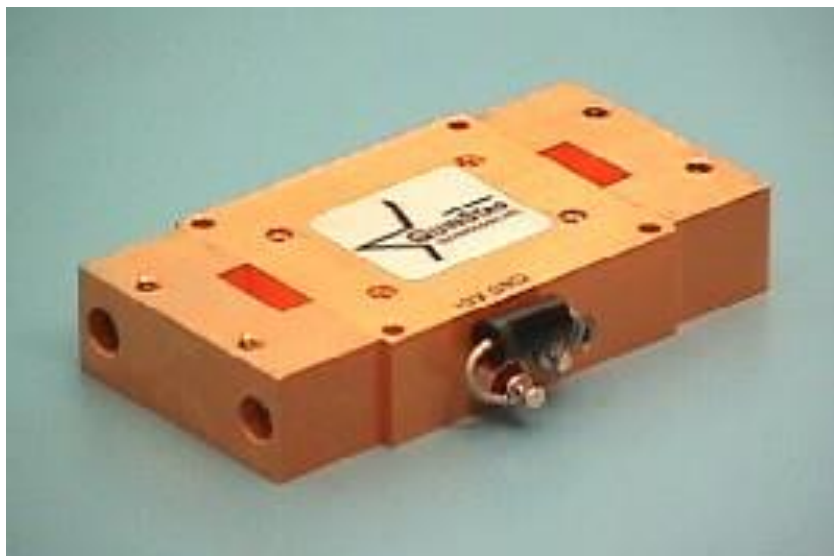
Для частот 18-40 ГГц усилители выполняются в коаксиальном исполнении J (2,9) и E (2,4) мм. Для частот 40-50 ГГц - G (1,9) мм.

Model Number	Frequency Range (GHz)	Noise Figure (dB)	Gain (dB)	Current (mA) max.	Outline
QLN-ABCD2520-XX	18-22	2.5	20	100	J, E, G
QLN-ABCD2540-XX	18-22	2.5	40	180	J, E, G
QLN-ABCD2550-XX	18-22	2.5	50	250	J, G
QLN-ABCD2520-XX	22-26	2.5	20	100	J, E, G
QLN-ABCD2540-XX	22-26	2.5	40	180	J, E, G
QLN-ABCD2550-XX	22-26	2.5	50	250	J, G
QLN-ABCD2822-XX	26-32	2.8	22	100	J, E, G
QLN-ABCD2834-XX	26-32	2.8	34	150	J, E, G
QLN-ABCD2846-XX	26-32	2.8	46	250	J, G
QLN-ABCD2822-XX	33-36	2.8	22	100	J, E, G
QLN-ABCD2834-XX	33-36	2.8	34	150	J, E, G

На более высоких частотах усилители имеют волноводные вход и выход.

Model Number	Frequency Range (GHz)	Noise Figure (dB)	Gain (dB)	Current (mA) max.	Outline
QLN-ABCD3245-XX	38-42	3.2	45	350	J, G
QLN-ABCD4518-XX	42-46	4.5	18	100	J, E, G
QLN-ABCD4527-XX	42-46	4.5	27	150	J, G
QLN-ABCD4537-XX	42-46	4.5	37	250	J, G
QLN-ABCD4818-XX	50-54	4.8	18	100	J, P1, I1
QLN-ABCD4836-XX	50-54	4.8	36	180	P1, I2
QLN-ABCD4818-XX	54-58	4.8	18	100	P1, I1
QLN-ABCD4836-XX	54-58	4.8	36	180	P1, I2
QLN-ABCD4818-XX	58-62	4.8	18	100	P1, I1
QLN-ABCD4836-XX	58-62	4.8	36	180	P1, I2
QLN-ABCD4518-XX	62-66	4.5	18	100	P1, I1
QLN-ABCD4536-XX	62-66	4.5	36	180	P1, I2
QLN-ABCD6015-XX	74-77	6.0	15	220	P1, I2
QLN-ABCD6015-XX	92-95	6.0	15	80	P1, I1
QLN-ABCD6028-XX	92-95	6.0	28	150	P1, I2

# Широкополосные усилители микроволнового диапазона серии QLW с низким коэффициентом шума



МШУ серии QLW, в которых используются современные микрополосковые технологии и дискретные устройства работающие с низкими шумами в диапазоне 14-110 ГГц

Для частот 18-40 ГГц усилители выполняются в коаксиальном исполнении J (2,9) и E (2,4) мм. Для частот 40-50 ГГц - G (1,9) мм.

На более высоких частотах усилители имеют волноводные вход и выход.

Model Number	Frequency Range (GHz)	Noise Figure (dB Max)	Gain (dB)	Gain Flatness (±dB)	Current (mA) max., at 12V	Outline
QLW-14273748-XX	14-27	3.7	48	2.0	300	J
QLW-15262820-XX	15-26	2.8	20	2.75	100	J,E
QLW-15262840-XX	15-26	2.8	40	3.0	180	J
QLW-15262855-XX	15-26	2.8	55	3.25	300	J
QLW-20333515-XX	20-33	3.5	15	1.75	100	J,E
QLW-20333530-XX	20-33	3.5	30	2.5	180	J,E
QLW-20333545-XX	20-33	3.5	45	2.75	250	J
QLW-18404515-XX	18-40	4.5	15	2.25	120	J,E
QLW-18404522-XX	18-40	4.5	22	2.5	180	J
QLW-18404530-XX	18-40	4.5	30	2.75	220	J
QLW-18404537-XX	18-40	4.5	37	2.85	300	J
QLW-24403520-XX	24-40	3.5	20	3.5	100	J,E,G
QLW-24403528-XX	24-40	3.5	28	3.5	180	J,E,G
QLW-24403536-XX	24-40	3.5	36	3.5	250	J,G

Model Number	Frequency Range (GHz)	Noise Figure (dB Max)	Gain (dB)	Gain Flatness (±dB)	Current (mA) max., at 12V	Outline
QLW-24403542-XX	24-40	3.5	42	3.5	250	J,G
QLW-36464815-XX	36-46	4.8	15	2.25	100	J,G,E
QLW-36464826-XX	36-46	4.8	26	2.5	180	J,G,E
QLW-36464835-XX	36-46	4.8	35	2.5	250	J,G
QLW-40505520-XX	40-50	5.5	20	3.0	80	J,G
QLW-40505530-XX	40-50	5.5	30	3.25	220	J,G
QLW-40505540-XX	40-50	5.5	40	3.5	350	J,G
QLW-48575016-XX	48-57	5	16	3.0	200	G
QLW-48575025-XX	48-57	5	25	3.25	300	G
QLW-48575035-XX	48-57	5	35	3.5	450	G
QLW-50754515-XX	50-75	4.5*	15	3.0	100	P1,I1
QLW-50754530-XX	50-75	4.5*	30	3.5	200	P1,I2
QLW-92986014-XX	92-98	6	14	3.0	60	P1,I1
QLW-92986028-XX	92-98	6	28	3.5	150	P1,I2

# Малошумящий усилитель (МШУ) сверхширокополосный



Широкополосный  
твердотельный малошумный  
усилитель 0.1 до 50 ГГц (QLW-  
00504533-J0).

МШУ имеет коэффициент шума  
<5 дБ в этом диапазоне.

$K_{yc}$  имеет типовое - 40 дБ.

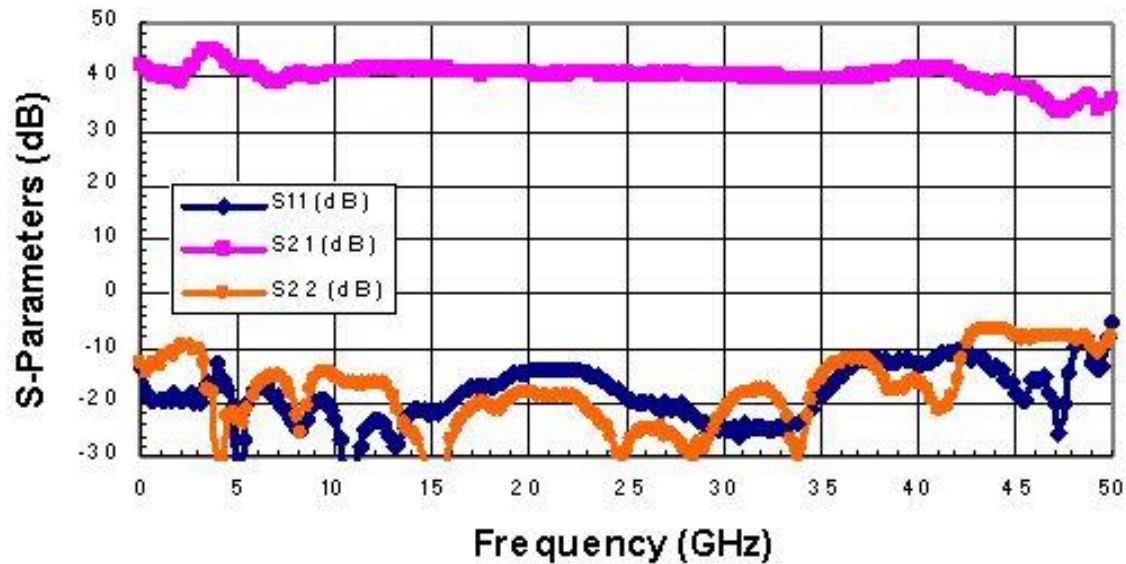
Обратные потери МШУ имеют  
типовое значение -10 дБ.

Усилитель предназначен для  
различных измерительных  
приборов и стендов, где  
необходима перестройка в  
широкой полосе частот.

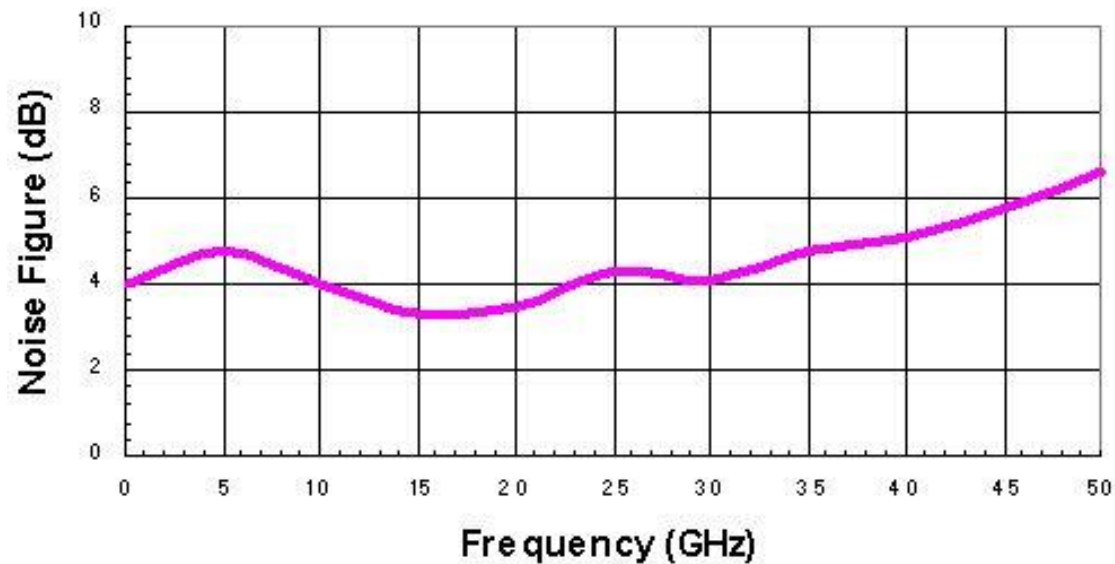
RF Range: 0.1 to 50 GHz  
Small Signal Gain: 40 dB (Typ)  
Noise Figure: 5 dB  
Return Loss: -10 dB  
Output Power P1dB: +10 dBm  
DC Power Supply: +12V @ 300 mA  
Outline: J



0.1 to 50 GHz Extra Broadband LNA S-Parameters



0.1 to 50 GHz Extra Broadband Amplifier Noise Figure



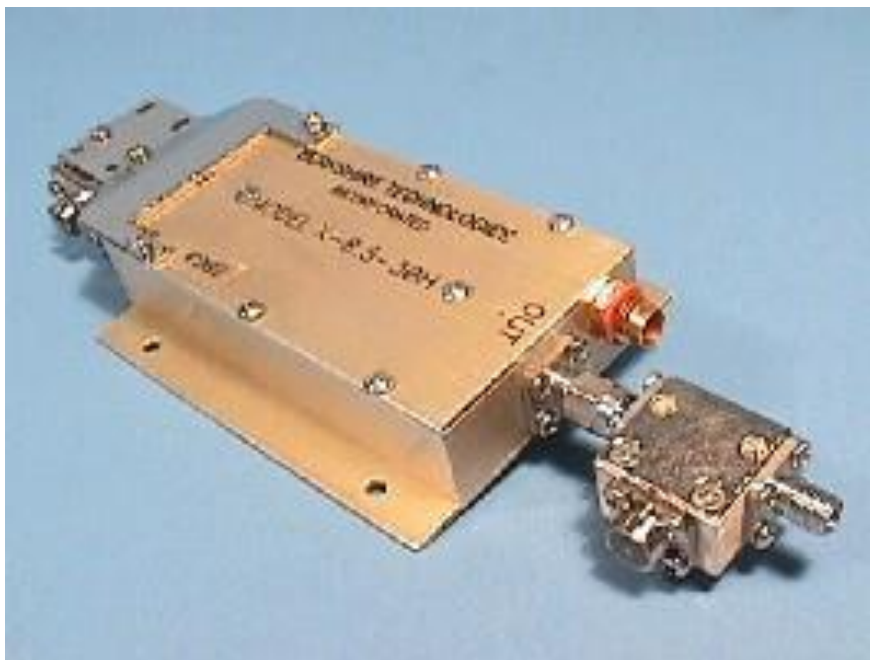
# **Серия QCA охлаждаемые усилители и системы**

Стандартные охватывают диапазон частот 1-18 ГГц.

Усилители построены на транзисторах GaAsFET и HEMT, обладают ультра низким уровнем собственных шумов в этом диапазоне частот.

Охлаждение усилителей до 20K и ниже требует криогенной холодильной системы.





Noise Temperature  
Measured at 20 Kelvin  
Physical Temperature

MODEL NUMBER	FREQUENCY (GHz)	NOISE TEMPERATURE	GAIN (dB)
QCA-L-1.5-30H	1.3 - 1.7	5 K	33
QCA-S-2.3-30H	2.1 - 2.4	6 K	33
QCA-C-4.0-30H	3.5 - 4.5	8 K	30
QCA-C-5.0-30H	4.8 - 5.1	9 K	28
QCA-X-8.5-30H	8.0 - 9.0	10 K	30
QCA-X-11-30H	9.0 - 10.0	12 K	30