

ШУМЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

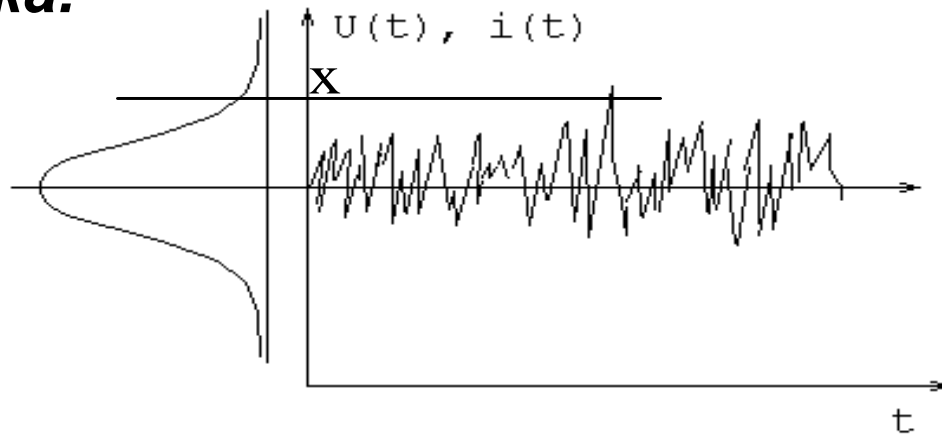
Шумы радиотехнических цепей самого приемника существенно ограничивают его чувствительность и вносят заметный вклад в сумму внешних и внутренних помеховых сигналов.

Этот раздел посвящен внутренним шумам возникающим в каскадах приемных устройств. Здесь рассмотрим:

- некоторые характеристики шумового процесса,
- прохождение шумов через цепи приемника,
- источники шумов в приемнике и наиболее распространенные модели шумов электронных приборов,
- шумовые характеристики, определяющие чувствительность приемников,
- шумы электронных приборов: диодов, транзисторов.

Характеристики шумового процесса .

Под шумовым (флуктуационным) процессом мы будем понимать хаотически меняющиеся напряжения $U(t)$, которое присутствует на зажимах любой цепи приемника.



Описывается интегральной функцией распределения $F(x)$. $F(x)$ определяет вероятность, что $U(t)$ не превосходит заданный уровень x :

$$F(x) = P(u < x).$$

Производная от этой функции называется плотностью вероятности непрерывной случайной величины:

$$W(x) = dF/dx.$$

Отдельные частные характеристики случайного процесса:

• **математическое ожидание** или среднее значение или первый момент $m1$ случайной величины:

$$\overline{U(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) dt.$$

• **среднее значение квадрата** случайной величины $m2$:

$$\overline{U^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) dt.$$

• **средний квадрат отклонения** случайной величины от ее среднего значения или дисперсия случайной величины $D = \sigma^2 =$

$$= \overline{(U(t) - \overline{U(t)})^2} = \overline{U^2(t) - 2U(t)\overline{U(t)} + \overline{U(t)}^2} = \overline{U^2(t)} - 2\overline{U(t)\overline{U(t)}} + \overline{U(t)}^2$$

Так как $\overline{2U(t)\overline{U(t)}} = 2\overline{U(t)}^2$ $D = \sigma^2 = \overline{U^2(t)} - \overline{U(t)}^2.$

Энергетическими характеристиками случайного процесса:

- спектральная характеристика $S(\omega)$ или $G(f)$

- функция корреляции $R(\tau) = \overline{U(t) \times U(t + \tau)}$

$S(\omega)$ – односторонний спектр мощности численно равен мощности случайного процесса в полосе 1 радиан ($\Pi=1/2\pi$ Гц) вблизи частоты ω (циклической частоты) на сопротивлении $R=1$ Ом.

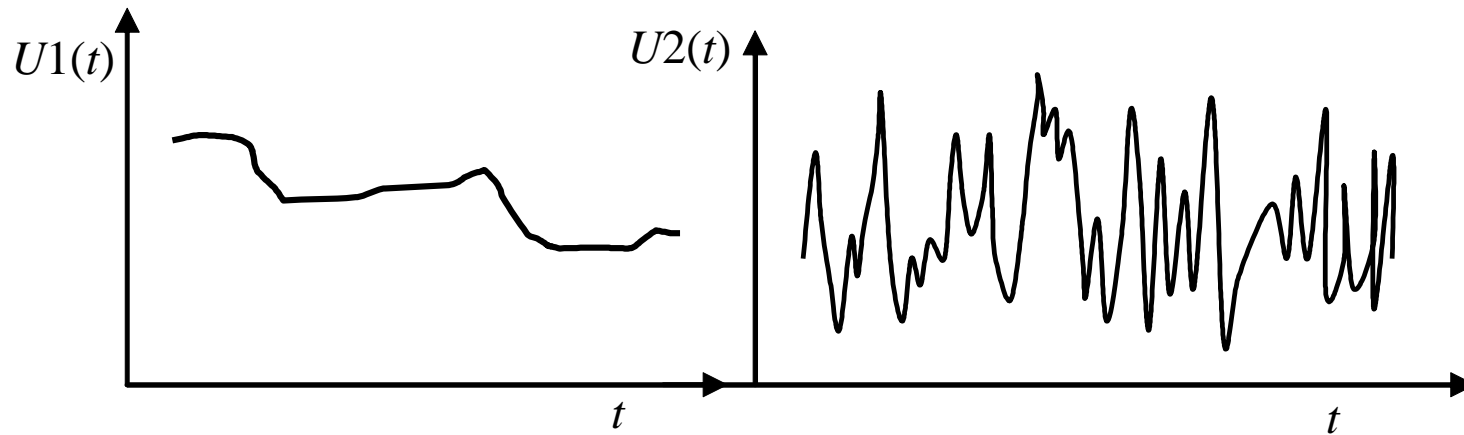
$G(f)$ – удельный шум численно равен мощности в $\Pi=1$ Гц на $R=1$ Ом.

$\omega = 2\pi f$, следовательно:

$$G(f) = 2\pi S(\omega).$$

Функции $R(\tau)$ и $S(\omega)$ дают представление и о форме случайного процесса.

Например: имеем два случайных процесса $U1(t)$ и $U2(t)$ характеризующиеся $S1(\omega)$, $S2(\omega)$, $R1(\tau)$ и $R2(\tau)$.

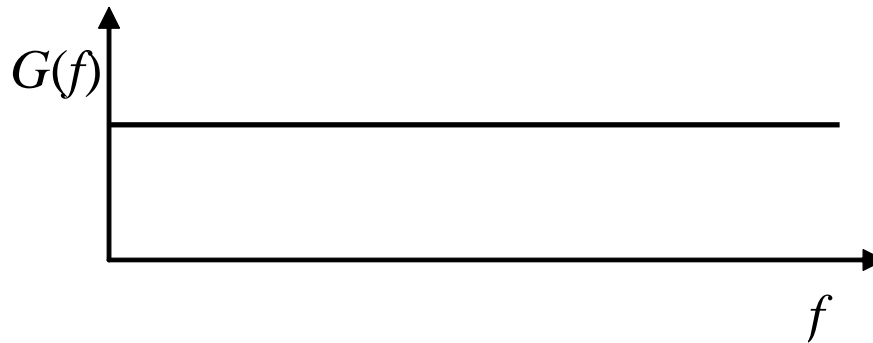


Для этих случайных процессов :

$$S1(\omega) < S2(\omega), \text{ а } R1(\tau) > R2(\tau).$$

Белый шум

Белым шумом называются флуктуации, спектральная плотность которых $S(\omega)$ или $G(f)$ постоянна при изменении частоты от нуля до бесконечности.



В большинстве случаев $\Pi_{\text{ш}} \gg \Pi_{\text{пр}}$ и можно считать шум белым в пределах полосы приемника.

Для белого шума полагаем $S(\omega) = \text{const} = S_0$.

Рассмотрим $R(\tau)$ функцию корреляции белого шума.

При расширении спектра функция $R(\tau)$ будет сжиматься по оси абсцисс. Площадь под кривой $R(\tau)$ при этом остается неизменной.

В пределе при ширине спектра случайного процесса стремящегося к бесконечности функция корреляции превращается в δ - функцию.

$$R(\tau) = S_0 \int_0^{\infty} \cos(\omega\tau) d\omega = \frac{S_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\omega\tau) d\omega = \frac{S_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\omega\tau) d\omega$$

Так как по определению интегральное представление δ -функции:

$$\delta(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\omega\tau) d\omega.$$

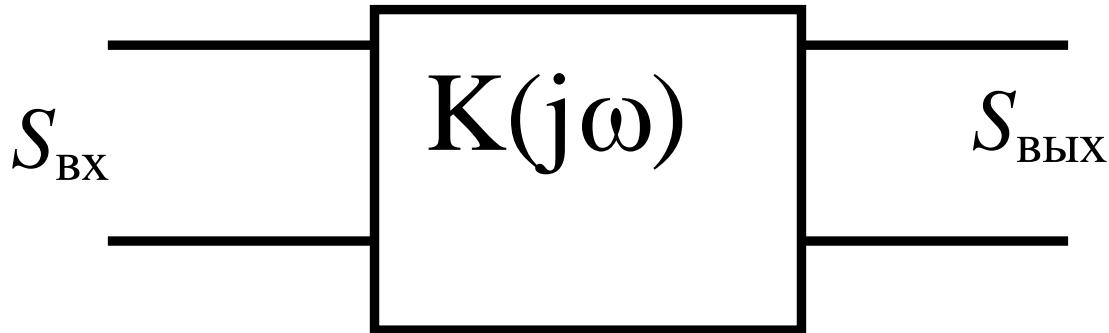
Функция корреляции белого шума с точностью до постоянного множителя (πS_0) совпадает с δ -функцией.

$$R(\tau) = \pi S_0 \delta(\tau)$$

Белый шум дельта-коррелирован.

Прохождение белого шума через линейные четырехполюсники.

Понятие эквивалентной полосы



Для линейного четырехполюсника если $K(j\omega)$ и $K(f)$ – коэффициент передачи флуктуационного напряжения:

$$S_{ВЫХ}(\omega) = S_{BX}(\omega) |K(j\omega)|^2, \quad G_{ВЫХ}(f) = G_{BX}(f) K(f)^2$$

Средний квадрат выходного напряжения шумов (\sim мощности):

$$\overline{U_{\text{вх}}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{вх}}(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{вх}}(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega$$

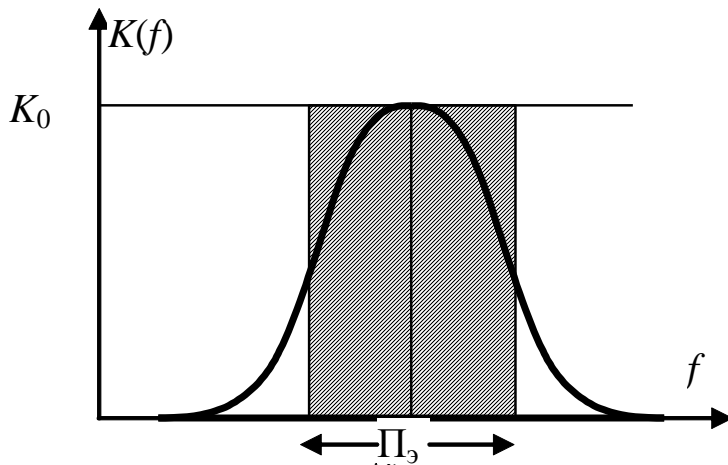
$$\overline{U_{\text{вх}}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{вх}}(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{вх}}(f) [K(f)]^2 df$$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{вх}}(\omega) \cos \omega \tau d\omega$$

Если входной сигнала белый шум, то

$$S_{\text{вх}}(\omega) = \text{const} = S_0, \quad G_{\text{вх}}(f) = \text{const} = G_0.$$

$$\overline{U_{\text{вх}}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{вх}}(\omega) d\omega = S_0 \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega = G_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(f) df$$



$$= \Pi_3 K_0^2$$

$$\overline{U_{\text{вх}}^2} = G_0 K_0^2 \Pi_3$$

$$\overline{U_{вых}^2} = G_0 K_0^2 \Pi_{\omega} = G_0 \int_0^{\infty} K^2(f) df$$

В этом случае удобно ввести понятие эквивалентной шумовой полосы четырехполюсника:

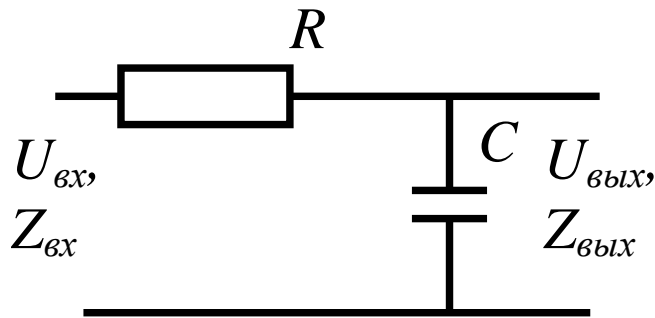
$$\Pi_{\omega} = \frac{1}{K_0^2} \int_0^{\infty} K^2(f) df$$

Для коэффициента усиления по мощности

$$\Pi_{\omega} = \frac{1}{K_{p0}} \int_0^{\infty} K_p(f) df.$$

В случае белого шума четырехполюсник характеризуется параметрами: Π_{ω} и K_0^2 или K_{p0} .

Прхождение белого шума через RC -цепочку



Рассчитаем эквивалентную шумовую полосу Π_9

$$K(j\omega) = U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) / U_{\text{ВХ}}(j\omega)$$

$$K(j\omega) = \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{вх}}} \quad Z_{\text{вых}} = \frac{1}{j\omega C} \quad Z_{\text{вх}} = R + \frac{1}{j\omega C}$$

$$K(j\omega) = \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{вх}}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{1}{RC}}{j\omega + \frac{1}{RC}} = \frac{\alpha}{\alpha + j\omega} \quad \text{где } \frac{1}{RC} = \alpha$$

$$|K(j\omega)|^2 = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \omega^2}$$

Для белого шума

$$S_{\text{ВХ}}(\omega) = S_0,$$

$$G_{\text{ВХ}}(f) = G_0$$

$$\overline{U_{вых}^2} = S_0 \int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega = S_0 \int_0^{\infty} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \omega^2} d\omega = S_0 \alpha \int_0^{\infty} \frac{d\frac{\omega}{\alpha}}{1 + \left(\frac{\omega}{\alpha}\right)^2} = \alpha S_0 \left(\arctg \frac{\omega}{\alpha} \right) \Big|_0^{\infty}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{dx}{1+(x)^2} \text{ таб. инт.} \quad \searrow \quad \frac{1}{2}\pi$$

$$\overline{U_{вых}^2} = \frac{1}{2} \pi \alpha S_0 \quad G_0 = 2\pi S_0$$

$$\overline{U_{вых}^2} = G_0 \frac{1}{4} \alpha.$$

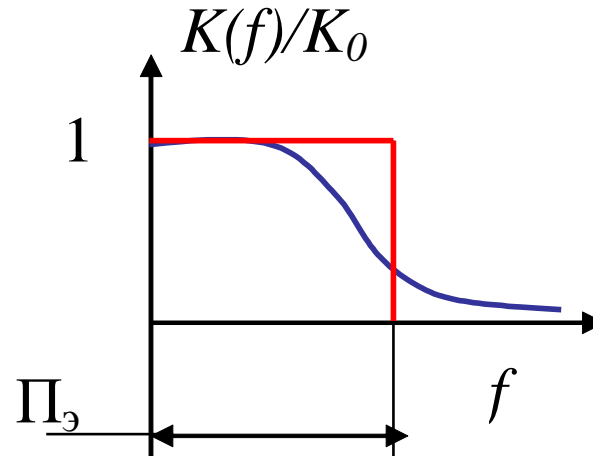
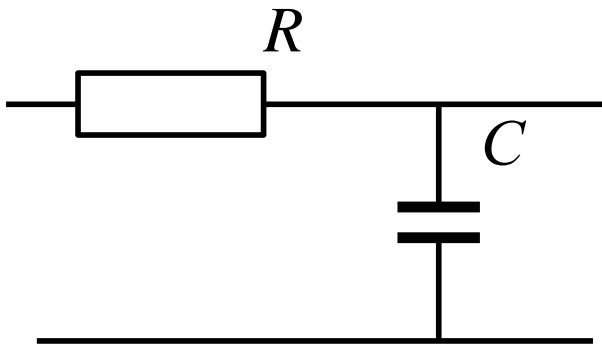
$$\overline{U_{вых}^2} = K_0^2 G_0 \Pi_{\vartheta}$$

Используя выражение для эквивалентной полосы

Полагая $K_0^2=1$, получим:

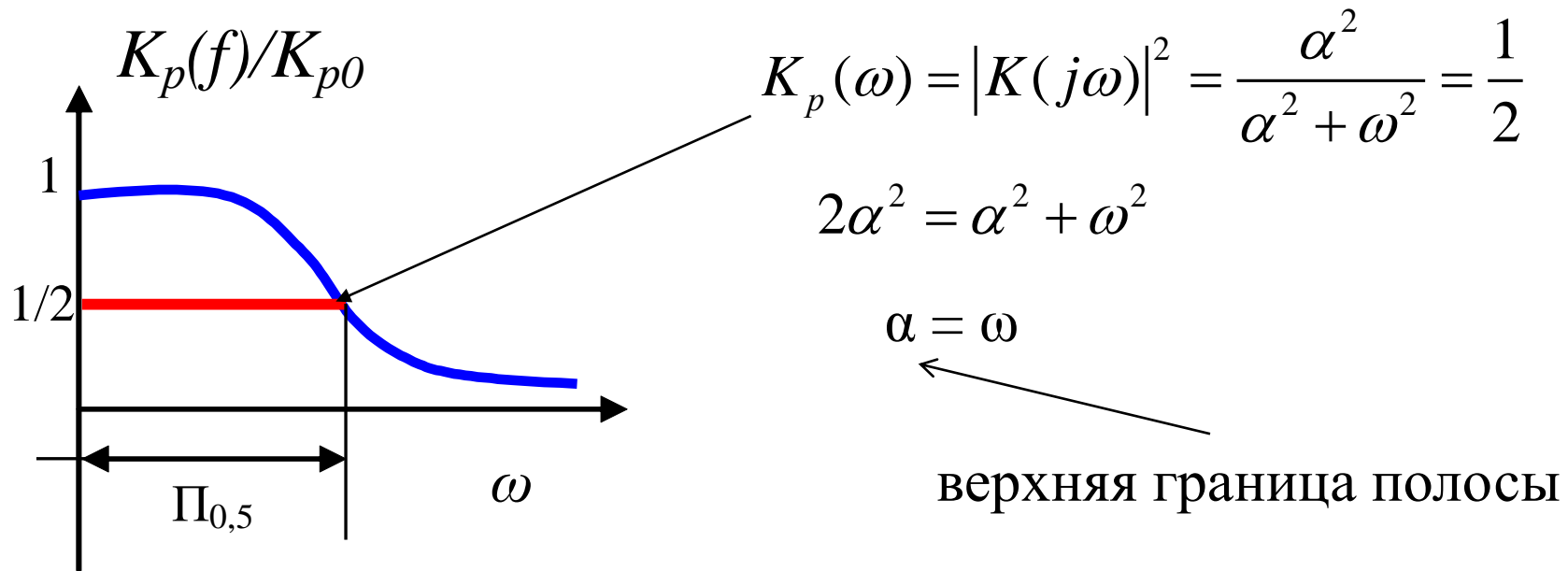
$$G_0 \Pi_{\vartheta} = G_0 \alpha / 4$$

$$\Pi_{\vartheta} = \frac{1}{4RC}$$



Рассчитаем полосу RC-цепи

Полоса $\Pi_{0,707}$ (по напряжению) = $\Pi_{0,5}$ (по мощности) = Π



Далее определим $\omega = 2\pi f = 2\pi \Pi_{0,707} = \alpha$

$$\Pi_{0,707} = \frac{\alpha}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

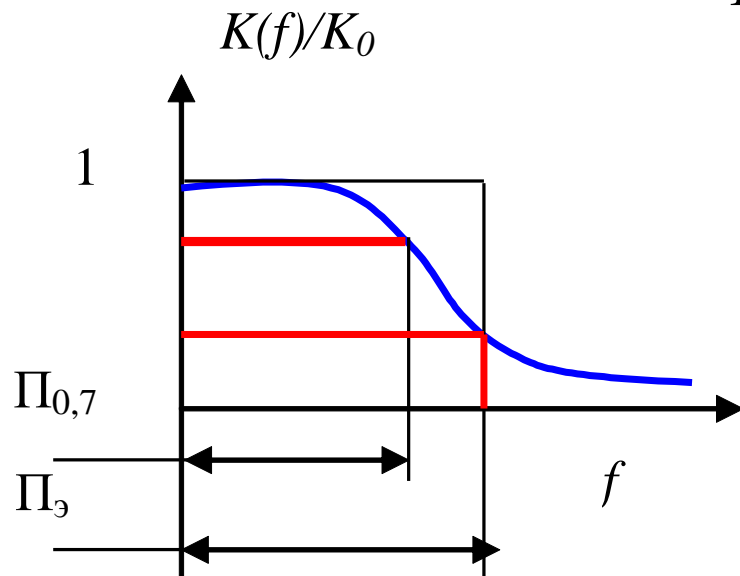
$$\Pi_{0,707} = \frac{1}{6,28RC}$$

Для RC цепи:

$$\Pi_{\Sigma} = \frac{1}{4RC}$$

$$\Pi_{0,707} = \frac{1}{6,28RC}$$

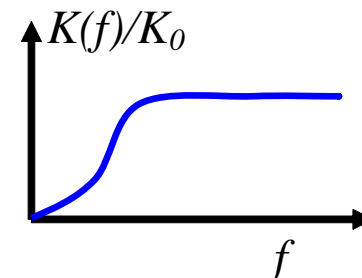
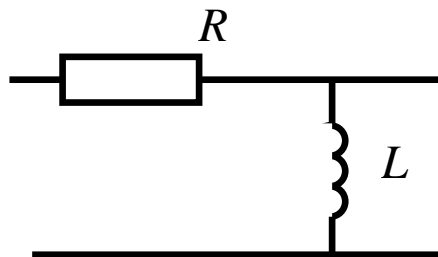
$$\Pi_{\Sigma} \neq \Pi_{0,707}$$



Отношение полос

$$B = \Pi_{\Sigma} / \Pi_{0,7} = \pi/2 = 1,57$$

Пример 2. Рассчитать Π_{Σ} цепочки состоящей из сопротивления R и L .



Тепловые шумы электрических цепей.

Тепловые шумы представляют белый шум вплоть до частот период которых сравним с временем свободного пролета электронов в кристаллической решетке (10^{-13} сек), т.е. *для всех частот радиодиапазона.*

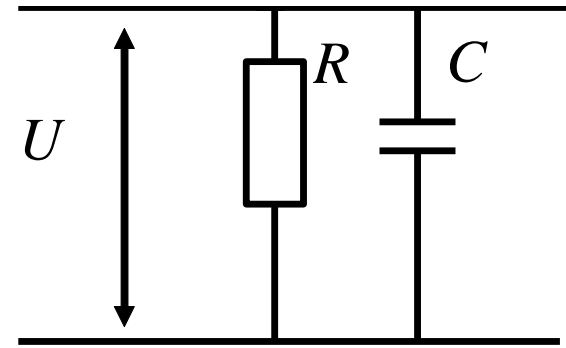
В физике доказывается, что в любой системе, находящейся в состоянии термодинамического равновесия, энергия теплового движения, приходящаяся на каждую степень свободы (каждую независимую координату системы) равна

$$W = \frac{kT}{2},$$

где k -постоянная Больцмана ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К),
 T -абсолютная температура системы в К (градусах Кельвина).

Рассмотрим RC –цепь, описываемую единственной координатой, U , и находящуюся в термодинамическом равновесии, т.е.

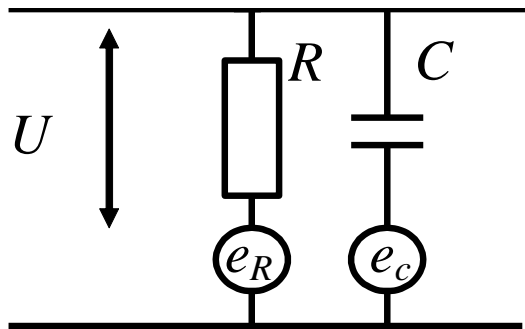
$T = \text{Const}$ в системе.



Энергия, запасенная в конденсаторе :

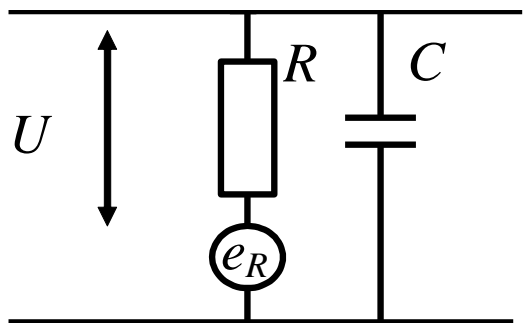
$$W = \frac{1}{2} C \overline{U_{\text{ш}}^2} = \frac{1}{2} kT$$

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = \frac{kT}{C}$$



Так как C (реактивный элемент) не может поглощать мощность, то температура R , будет повышаться, а C - уменьшаться.

Это противоречит предположению о термодинамическом равновесии.



Полагая, что шумит только сопротивление противоречие снимаем.

$$\overline{U_{ш}^2} = K_0^2 G_e \Pi_{\omega} = \overline{U_{ш}^2} = \frac{kT}{C} \quad \text{и полагая, } K_0=1$$

где G_e - удельный шум шумовой ЭДС e_R , $kT/C = G_e \Pi_{\omega}$,

Для RC -цепи $\Pi_{\omega} = 1/4RC$ следует,

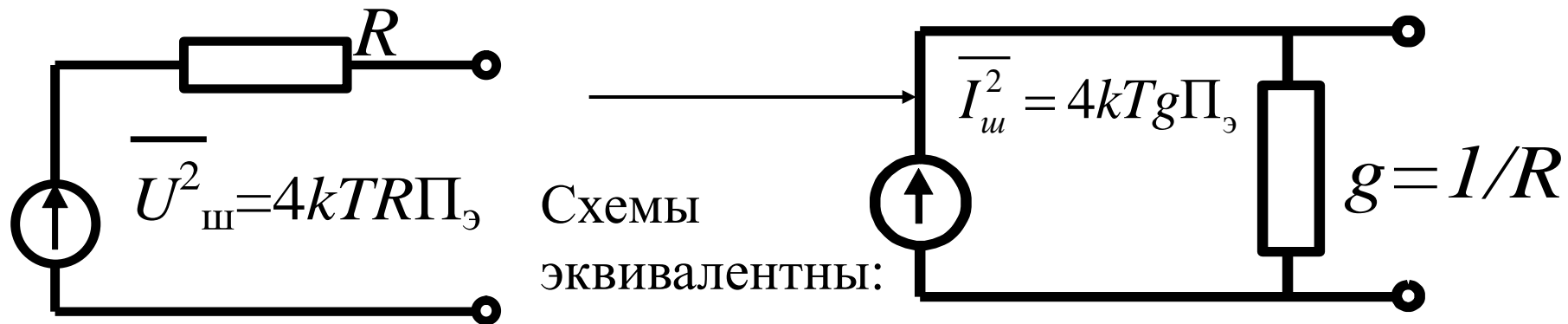
$$G_e = 4kTR,$$

и

$$\overline{U_{ш}^2} = 4kTR\Pi_{\omega}$$

Выражения известны как формула Найквиста.

Можно представить шумовую ЭДС- генератором шумового тока



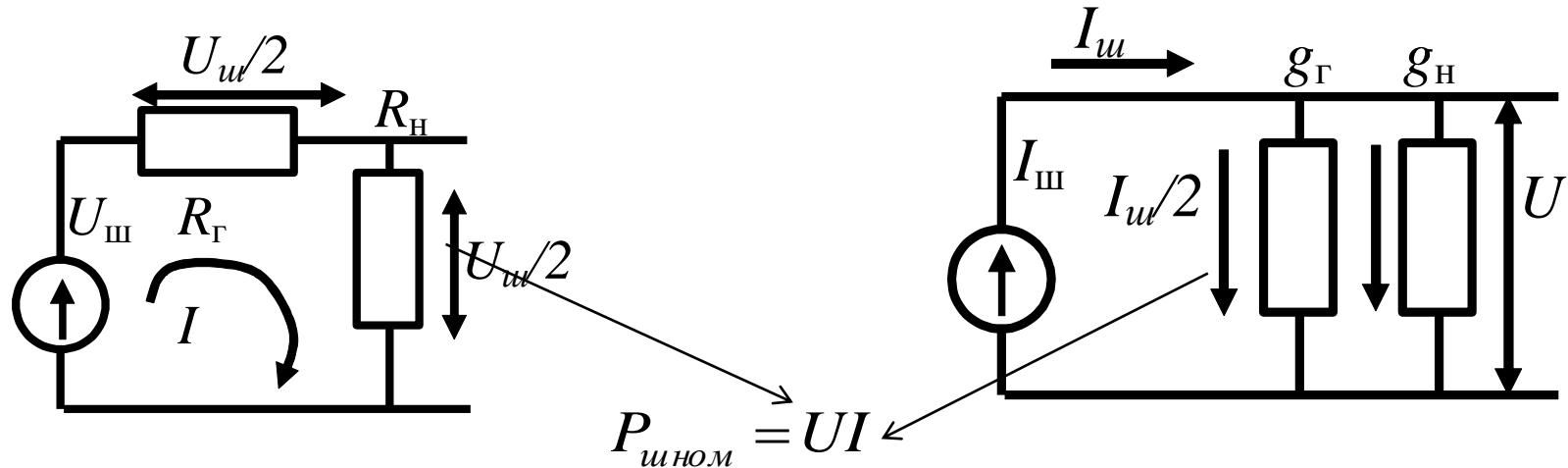
$$\overline{I_{ш}^2} R^2 = \overline{U_{ш}^2} = 4kTR\Pi_{\omega}$$

$$\overline{I_{ш}^2} = \frac{4kT\Pi_{\omega}}{R}$$

$$\overline{I_{ш}^2} = 4kTg\Pi_{\omega}$$

Мощность шумов, отдаваемая в согласованную нагрузку

Согласованная нагрузка: $R_{\Gamma} = R_{\text{H}} = R$, $g_{\Gamma} = g_{\text{H}} = g$



$$I = \frac{U_{\text{ш}}}{2R} \quad P_{\text{шном}} = \frac{\overline{U_{\text{ш}}^2}}{4R}$$

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = 4kTR\Pi_{\text{э}}$$

$$U = \frac{I_{\text{ш}}}{2g} \quad P_{\text{шном}} = \frac{\overline{I_{\text{ш}}^2}}{4g}$$

$$\overline{I_{\text{ш}}^2} = 4kTg\Pi_{\text{э}}$$

$$P_{\text{шном}} = kT\Pi_{\text{э}}$$

Для рассогласованной нагрузки $P_{\text{ш}} = P_{\text{шном}}(1 - \Gamma^2)$, где Γ - модуль коэффициента отражения от нагрузки.

Формула Найквиста есть частный случай закона Планка электромагнитного излучения черного тела.

$$P_{\text{ш.ном}} = kT \Pi_{\omega} p(f, T) \quad \text{где} \quad p(f, T) = \frac{hf^{\alpha}}{kT \underbrace{\exp\{[hf/(kT)] - 1\}}_{\alpha}}$$

$$h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ Дж}, \quad k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$$

Формула Найквиста справедлива на частотах радиодиапазона :
 $hf \ll kT$ (приближение Релея-Джинса)

Обозначим $(hf/kT) = \alpha \rightarrow 0$ и разложим экспоненту в ряд Тейлора

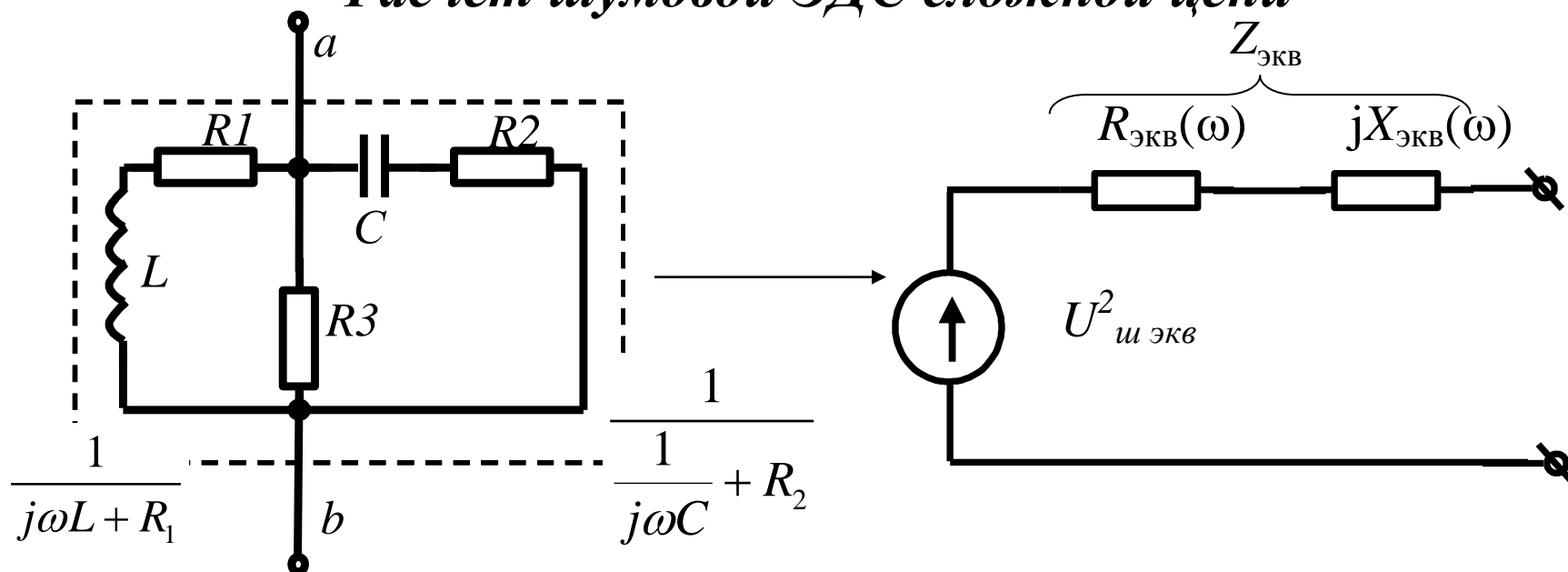
$$\exp\{[hf/(kT)] - 1\} = \exp(\alpha - 1) = 1 + (\alpha - 1) + \dots = \alpha$$

множитель $p(f, T) \rightarrow 1$.

Однако на частотах соответствующих ММ-диапазону и при низких температурах приближение Релея-Джинса не работает.

Эквивалентная шумовая температура двухполюсника.

Расчет шумовой ЭДС сложной цепи

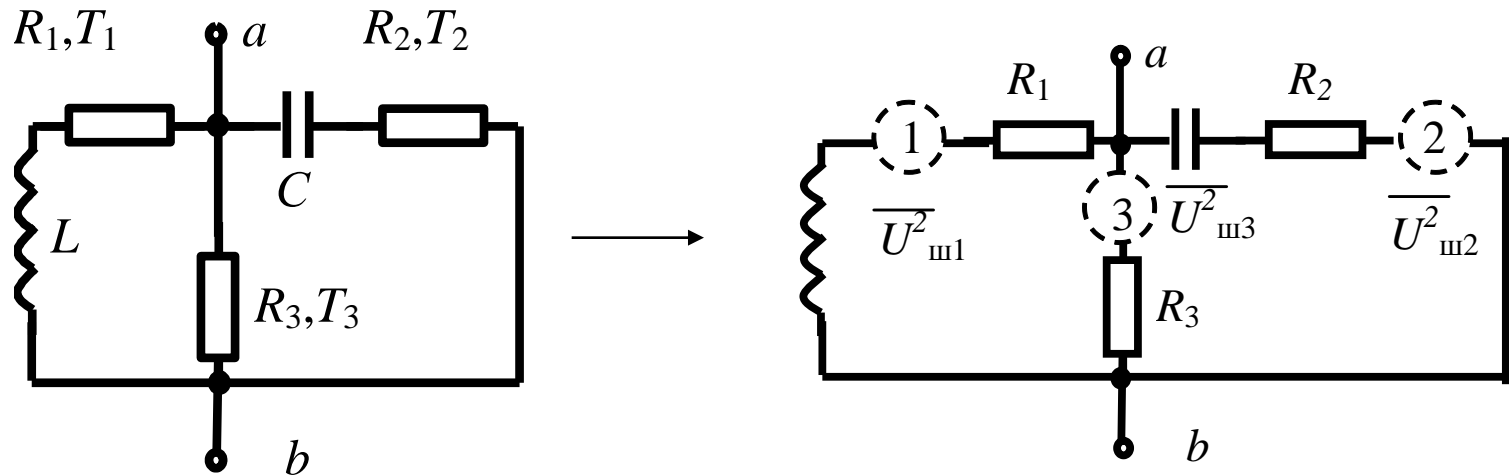


$$Z_{экв}(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L + R_1} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Определяем $Z_{экв}(\omega) = R_{экв} + jX_{экв}$ и выделяем $R_{экв}$ реальную часть.

Далее для сложной цепи, содержащей резисторы и реактивные элементы, расчет интенсивности шумов $U^2_{\text{ш экв}}$ на зажимах (a-b) производится по следующему алгоритму.

А) Температуры всех “ n ” сопротивлений *различны*

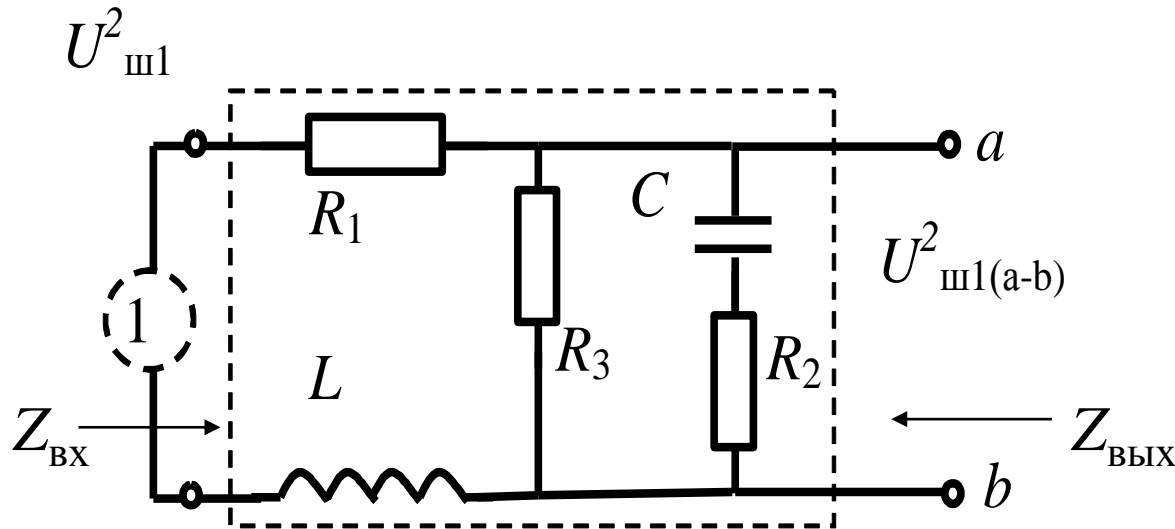


- 1) Каждое активное сопротивление заменяется эквивалентным генератором шумовой ЭДС (или тока) и не шумящим сопротивлением.

2) Для каждого R_n определяется $\overline{U_{ш n}^2} = 4kT_n R_n \Pi_{\vartheta}$

И пересчитываем каждую ЭДС к зажимам (a-b) с учетом коэффициента передачи.

$$\overline{U_{ш n(a-b)}^2} = K_{n(a-b)} \overline{U_{ш n}^2}$$



$$K_{1(a-b)} = \frac{Z_{вых}}{Z_{вх}}$$

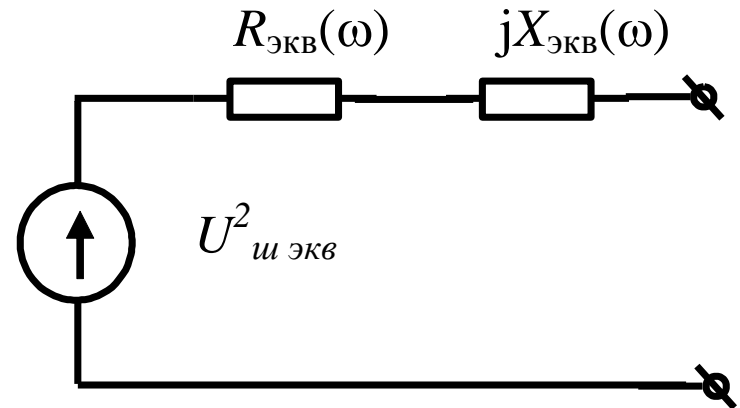
3) Суммируют средние квадраты всех шумовых ЭДС.

$$\overline{U_{ш экв.}^2} = \overline{U_{ш \Sigma(a-b)}^2} = \sum_1^n \overline{U_{ш n(a-b)}^2}$$

После подсчета результирующей ЭДС шумов $U^2_{ш экв}$ согласно:

$$\overline{U^2_{ш экв}} = 4kT_{экв} R_{экв} \Pi_{\omega},$$

Где $R_{экв}$ - активная часть сопротивления $Z_{экв}$.

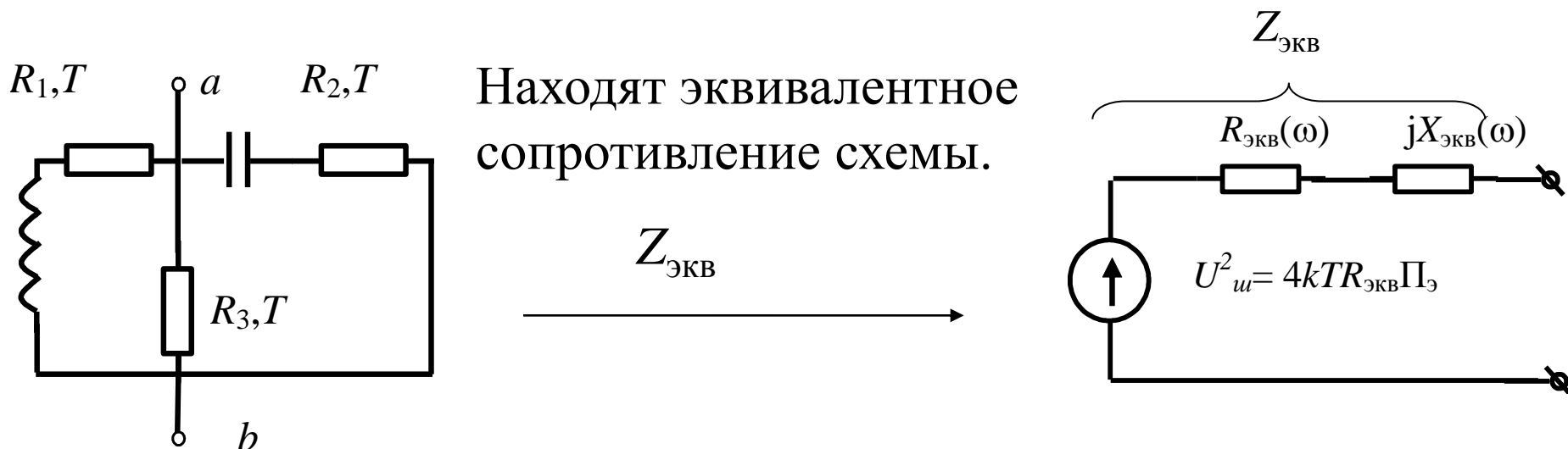


Двухполюсник можно характеризовать *эквивалентной шумовой температурой двухполюсника*.

$$T_{экв} = \frac{\overline{U^2_{ш рез}}}{4kR_{экв} \Pi_{\omega}}$$

Эквивалентная шумовая температура двухполюсника, это температура активной части эквивалентного сопротивления двухполюсника, на зажимах которого интенсивность шумов равна результирующей ЭДС шумов от всех источников.

Б) Температура всех сопротивлений одинаковая.



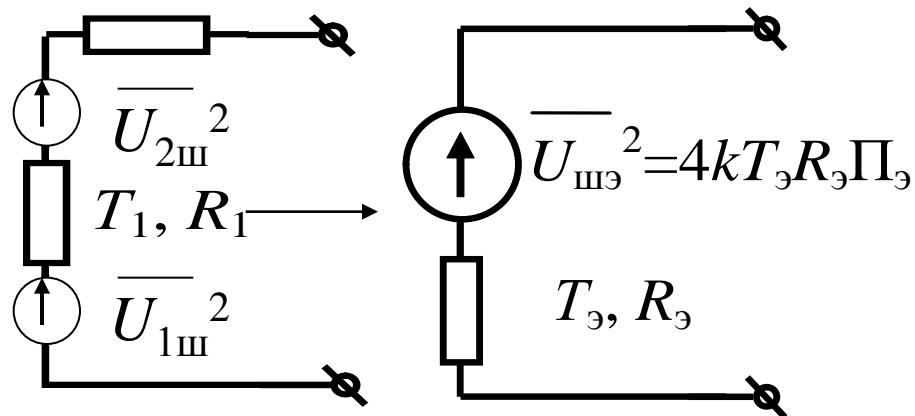
Активная часть схемы (сопротивление $R_{\text{ЭКВ}}$) заменяется средним квадратом ЭДС шумов или удельным шумом $G_e = 4kTR_{\text{ЭКВ}}$ и не шумящим сопротивлением $R_{\text{ЭКВ}}$.

$$T_{\text{ЭКВ}} = T$$

Наличие в цепи реактивных элементов дает зависимость $Z_{\text{ЭКВ}}(\omega)$ от частоты.

Формулой Найквиста пользуются только в случае если эта зависимость в рассматриваемом диапазоне медленная.

Пример. Определить $T_{\text{экв}}$ для двух последовательно соединенных сопротивлений R_1 и R_2 , имеющих и разные температуры T_1 и T_2 .



$$\begin{aligned}\overline{U_{\text{шэ}}}^2 &= 4k\Pi_{\text{э}}T_1R_1 + 4k\Pi T_2R_2 = \\ &= 4k\Pi_{\text{э}}(T_1R_1 + T_2R_2) = 4k\Pi_{\text{э}}T_{\text{э}}R_{\text{э}}.\end{aligned}$$

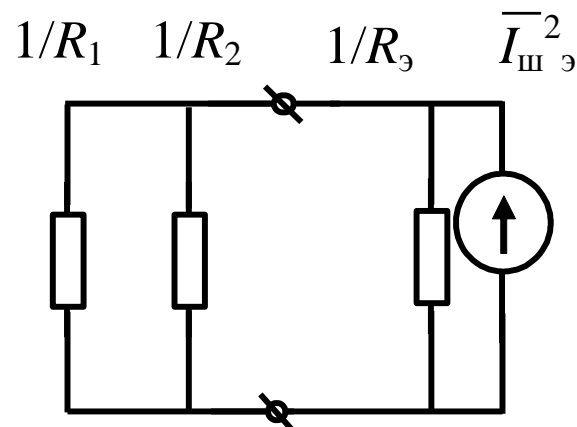
$$T_{\text{э}} R_{\text{э}} = (T_1R_1 + T_2R_2)$$

$$R_{\text{э}} = (R_1 + R_2)$$

$$T_{\text{э}} = \frac{T_1R_1 + T_2R_2}{R_1 + R_2}$$

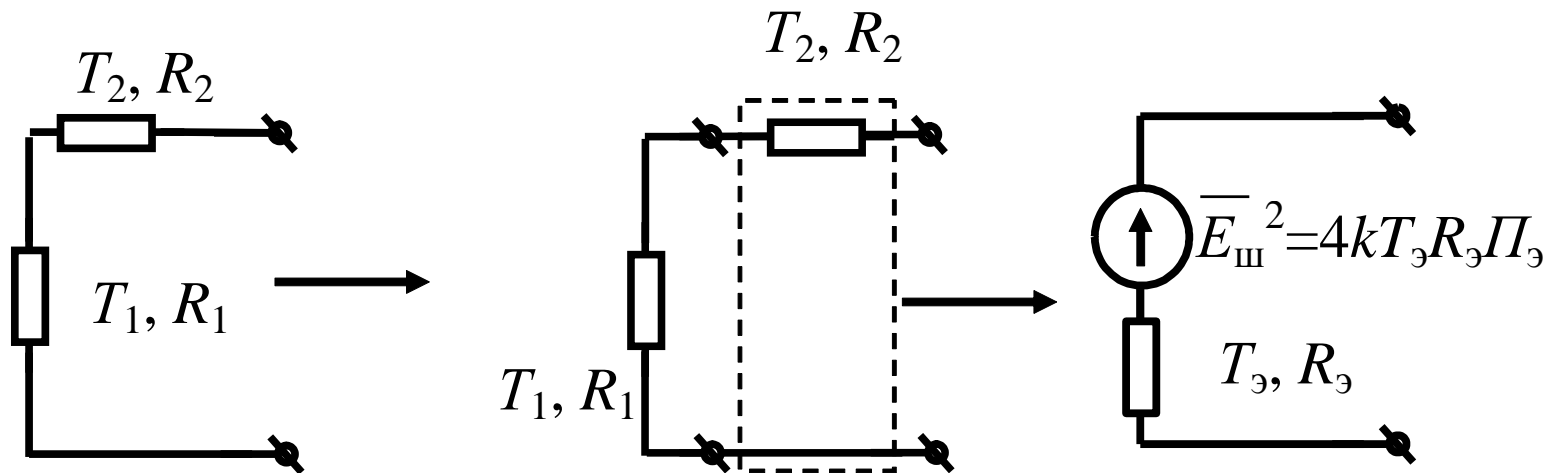
$$T_{\text{э}} = \frac{T_1R_1}{R_1 + R_2} + \frac{T_2R_2}{R_1 + R_2}$$

Пример. Определить $T_{\text{экв}}$ для двух параллельно соединенных сопротивлений R_1 и R_2 .
(самостоятельно)



$T_{\text{экв}}$ позволяет эквивалентно представить тепловыми шумами нетепловые источники.

$T_{\text{экв}}$ характеризует не только тепловые шумы источника, но шумы пространственно распределенных источников.



R_1 - сопротивление источника,

R_2 – четырехполюсник потерь.

$$T_{\text{экв}} = \frac{T_1 R_1}{R_1 + R_2} + \frac{T_2 R_2}{R_1 + R_2}$$

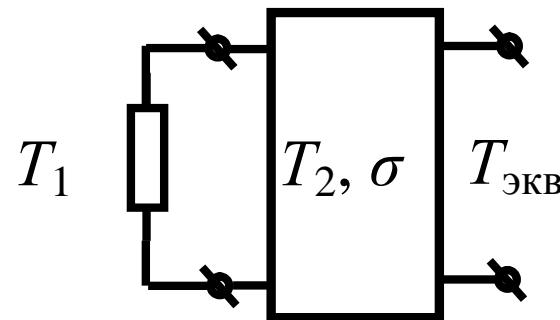
$$T_{\text{экв}} = \frac{T_1 R_1}{R_1 + R_2} + \frac{T_2 (R_2 + R_1 - R_1)}{R_1 + R_2} = T_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + T_2 \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Обозначим: $\eta = R_1 / (R_2 + R_1)$ – КПД источника.

$$T_{\text{экв}} = T_1 \eta + T_2 (1 - \eta).$$

Величина обратная $\sigma = 1/\eta$ - **потери в четырехполюснике** :

$$T_{\text{экв}} = \frac{T_1}{\sigma} + T_2 \left(1 - \frac{1}{\sigma} \right)$$



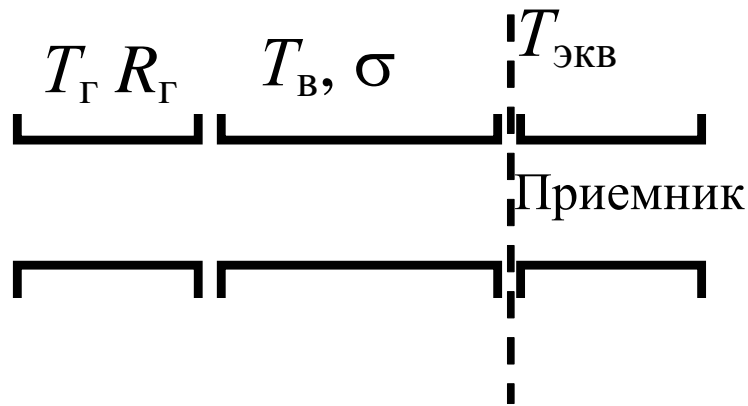
Полученное выражение имеет общий характер и пригодно для оценки эквивалентной температуры системы «источник излучения – среда с потерями».

Пример

Ко входу приемника подключен согласованный волновод с температурой T_B и с потерями σ .

На входе волновода генератор T_G и R_G (источник сигнала) .

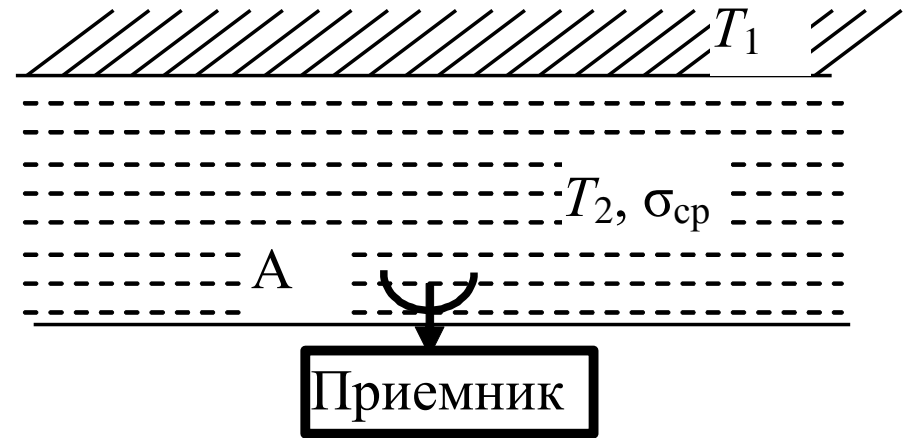
Определить $T_{\text{экв}}$ источника на входе приемника.



$$T_{\text{экв}} = T_G / \sigma + T_B (1 - 1/\sigma).$$

Пример

Определить температуру на входе антенны T_A , если между источником с T_1 и антенной, находится среда с $T_{\text{ср}} = T_2$ и $\sigma_{\text{ср}}$.



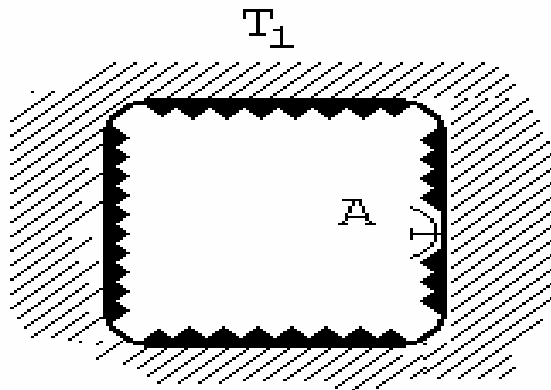
$$T_A = T_{\text{и}} / \sigma_{\text{ср}} + T_{\text{ср}} (1 - 1/\sigma_{\text{ср}}).$$

Шумы приемной антенны.

Приемная антенна может быть представлена эквивалентным генератором ЭДС E_A и внутренним сопротивлением

$$Z_A = R_A + jX_A. \quad R_A \text{ является шумящим.}$$

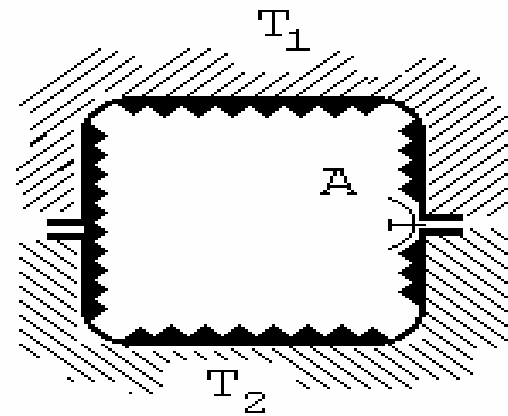
$R_A = R_\Sigma + R_\Pi$, R_Σ - сопротивление излучения и R_Π - потерь. $R_\Pi \ll R_\Sigma$



а)

Температура сопротивления излучения R_Σ равна T_1 .

$$T_A = T_1$$



б)

Вклад в $T_{A\Sigma}$ определяется пропорционально площади каждого участка.

$$T_{A\Sigma} = T_1/2 + T_2/2$$

Пример:

$$T_1=50^\circ \text{ К}, T_2=100^\circ \text{ К}$$

1. Половину T_1 и половину T_2 $T_{A\Sigma}=T_1*1/2+T_2*1/2=75^\circ \text{ К}$

2. Одна треть T_1 и две трети T_2 $T_{A\Sigma}=T_1*1/3+T_2*2/3=83,2^\circ \text{ К}$

3. Две трети T_1 и одна треть T_2 $T_{A\Sigma}=T_1*2/3+T_2*1/3=66,6^\circ \text{ К}$

В общем случае температура сопротивления излучения для антенны (из курса «Антенны») :

$$T_{\Sigma A} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} T(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \cos \theta \, d\theta d\varphi = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} T(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) d\Omega$$

θ и φ - угол места и азимут в сферических координатах.

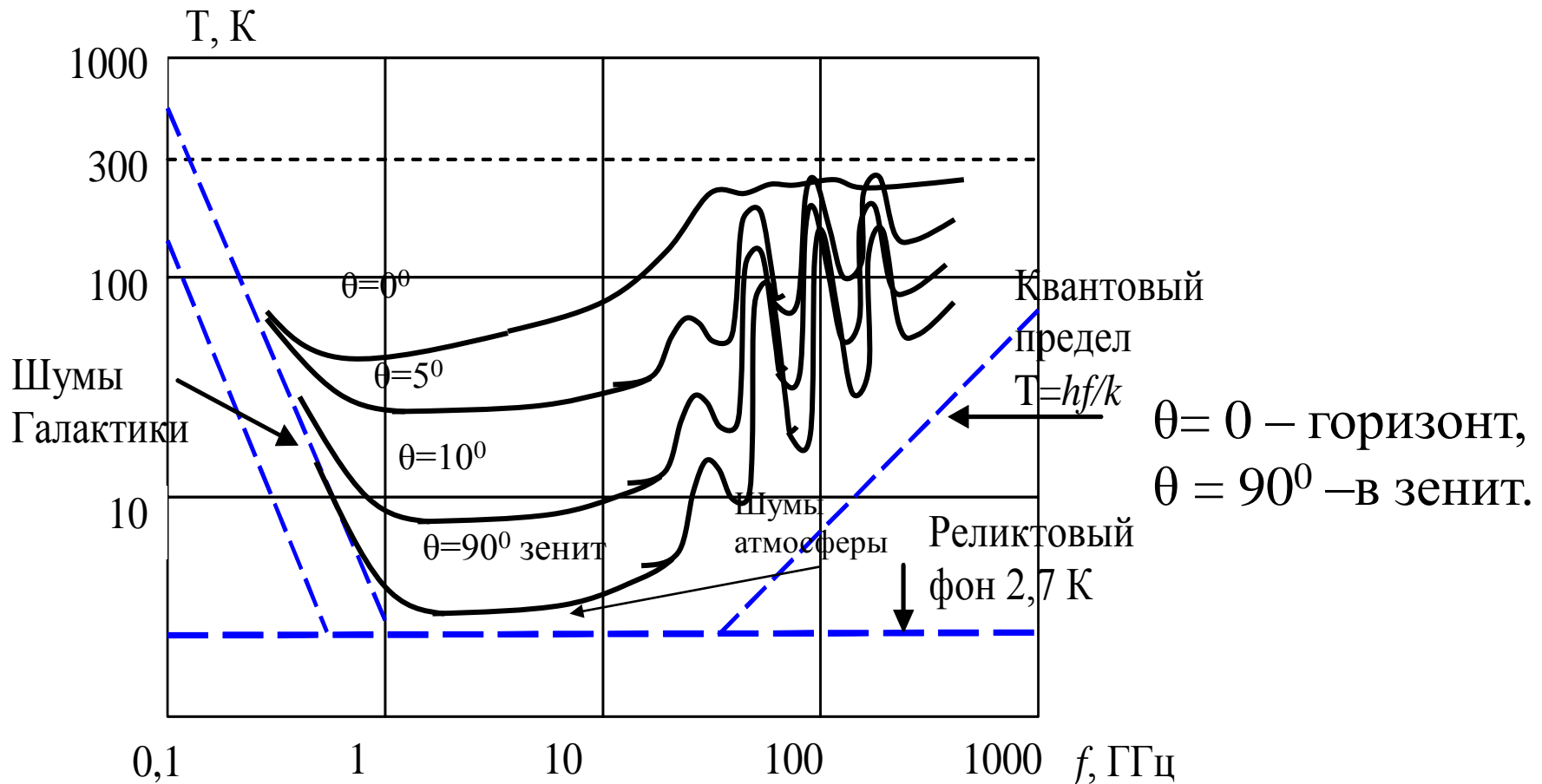
$G(\theta, \varphi)$ - коэффициент усиления антенны

$T(\theta, \varphi)$ – функция угловых координат, ***характеризующая распределение яркостной температуры*** *Тя* различных источников по сфере, окружающей антенну.

Тя – температура в элементе телесного угла $d\Omega$ в направлении (θ, φ) – определяется как температура черного тела, перекрывающего элемент $d\Omega$, при которой его яркость совпадает с наблюдаемой яркостью этого элемента.

Яркость здесь понимают как меру мощности, принимаемой на единицу площади из единичного телесного угла в единице полосы частот. Яркостная температура тела может сильно отличаться от его физической температуры.

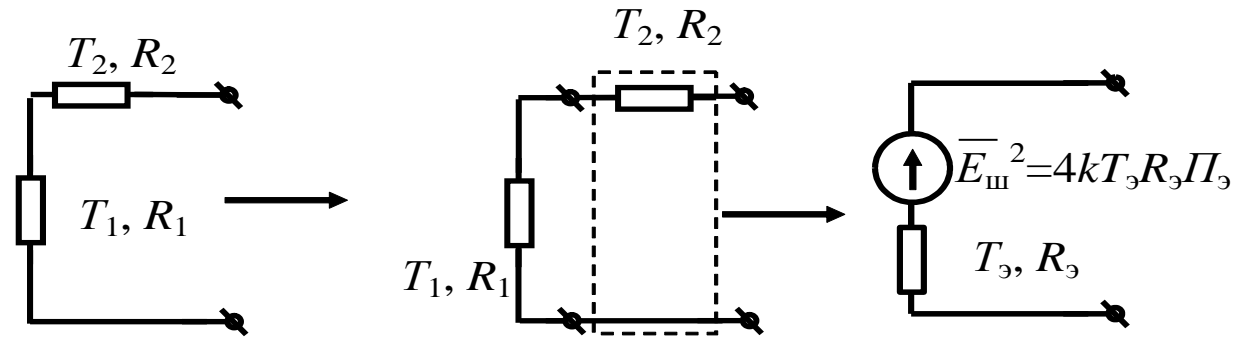
Шумовая температура антенны $T_{\Sigma A}$ от частоты радиоволн



На метровых волнах интенсивность космических шумов меняется примерно пропорционально $1/f^3$, где f - частота.

На ММ и СубММ волнах рост T_A вызывается увеличением поглощения радиоволн в атмосфере.

Согласно выше
изложенному:



С учетом потерь в антенне T_{Π} общая $T_{\text{эквА}}$ или просто T_A

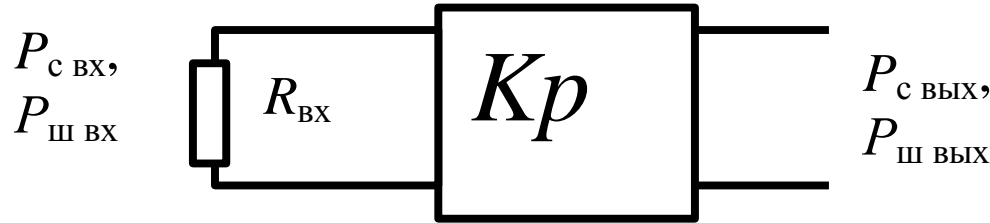
$$T_A = T_{\Sigma} R_{\Sigma} / (R_{\Sigma} + R_{\Pi}) + T_{\Pi} R_{\Pi} / (R_{\Sigma} + R_{\Pi})$$

или $T_{\Sigma} \eta_A + T_{\Pi}(1-\eta_A)$, где η_A - КПД антенны и фидера

$\eta_A = R_{\Sigma} / (R_{\Sigma} + R_{\Pi})$, $\eta_A = 1/\sigma_A$, σ_A - потери в фидере и антенне.

$$T_A = \frac{T_{\Sigma}}{\sigma_A} + T_{\Pi} \left(1 - \frac{1}{\sigma_A} \right)$$

Коэффициент шума и эквивалентная шумовая температура четырехполюсника.



Коэффициентом шума четырехполюсника называется величина, показывающая, во сколько раз уменьшается отношение интенсивности сигнала к интенсивности шума при прохождении сигнала и шума через четырехполюсник.

$$N = (P_{с}/P_{ш})_{ВХ} / (P_{с}/P_{ш})_{ВЫХ}, \quad \text{при } T_{ген} = T_0$$

Предполагается, что $P_{ш\ BX}$ - мощность шумов, поступающая на вход четырехполюсника за счет тепловых шумов внутреннего сопротивления генератора сигнала $R_{ГВЫХ}$ имеющего температуру $T_0 = 290\text{K}$.

$$(P_c/P_{ш})_{вх} > (P_c/P_{ш})_{вых}, \quad N > 1, \text{ [раз]} \quad N[\text{дБ}] = 10 \lg N$$

Если ч/п имеет коэффициент передачи мощности K_p , то

$$P_{с\text{ вых}} = P_{с\text{ вх}} K_p.$$

$$N = \frac{(P_c / P_{ш})_{вх}}{(P_c / P_{ш})_{вых}} = \frac{P_{свх} P_{ш\text{ вых}}}{P_{с\text{ вых}} P_{ш\text{ вх}}} = \frac{\cancel{P_{свх}} P_{ш\text{ вых}}}{\cancel{P_{свх}} K_p P_{ш\text{ вх}}} = \frac{P_{ш\text{ вых}}}{K_p P_{ш\text{ вх}}}$$

$K_p P_{ш\text{ вх}}$ - мощность шумов на выходе, вызванная только входными шумами.

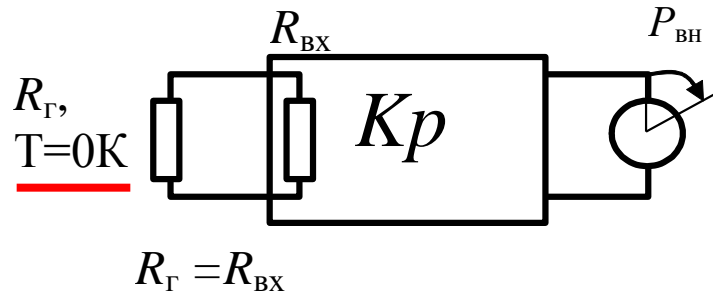
Второе определение коэффициента шума

Коэффициент шума есть отношение мощности шумов на выходе четырехполюсника от всех источников к мощности на выходе, вызванной входными шумами от источника с температурой 290 К.

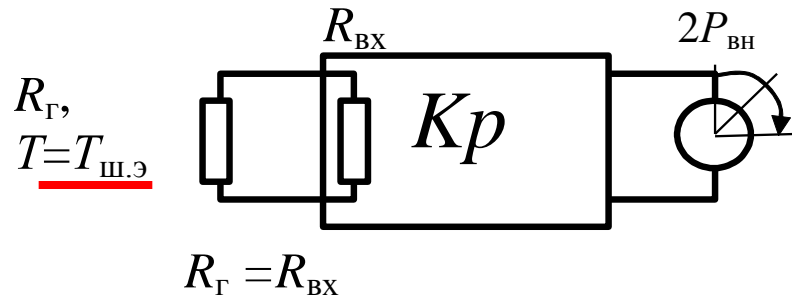
$$N = \frac{P_{ш\text{ вых}}}{P_{ш\text{ вых ид}}}$$

Эквивалентная шумовая температура четырехполюсника

$T_{ш.э.}$ определяется как температура активной части внутреннего сопротивления источника сигнала, при которой создаваемая четырехполюсником мощность шума на выходе линейной части приемника равна мощности внутренних шумов приемника.



На выходе фиксируется мощность только собственных шумов ч/п четырехполюсника P_{BH} .



Температура, при которой R_{Γ} создает на выходе мощность, равную мощности собственных шумов ч/п, называется его эквивалентной шумовой температурой $T_{ш.э.}$

Относительную роль различных источников шумов удобно оценивать, приводя все источники ко входу четырехполюсника.

Определим связь между $T_{шэ}$ и N :

$$N = \frac{P_{ш\text{ Вых}}}{K_p P_{ш\text{ Вх}}} \quad \text{где} \quad P_{ш\text{ Вых}} = P_{ш\text{ Вх}} K_p + P_{ш\text{ Вн}},$$

$$N = \frac{K_p P_{ш\text{ Вх}} + P_{ш\text{ Вн}}}{K_p P_{ш\text{ Вх}}} = 1 + \frac{P_{ш\text{ Вн}}}{K_p P_{ш\text{ Вх}}} = 1 + \frac{kT_{шэ} \Pi_{э}}{kT_0 \Pi_{э}}$$

$P_{ш\text{ Вн}}/K_p$ - мощность внутренних шумов ч/п, приведенная к его входу равная мощности шумов, поступающей на вход ч/п от R_T при температуре $T_{шэ}$

$$\frac{P_{ш\text{ Вн}}}{K_p} = kT_{шэ} \Pi_{э}$$

$P_{ш\text{ Вх}} = kT_0 \Pi_{э}$ мощность на входе от того же R_T при $T_0 = 290$ К.

$$N = 1 + T_{\text{ш } \text{э}}/T_0 = 1 + T_{\text{ш } \text{э}}/290$$

$$T_{\text{ш } \text{э}} = 290(N - 1) [K].$$

Понятия N и $T_{\text{ш } \text{э}}$ справедливы лишь для линейных ч/п.

Для учета всех шумов четырехполюсника достаточно эквивалентную шумовую температуру четырехполюсника увеличить на эквивалентную шумовую температуру источника сигнала (двухполюсника).

Шумовая температурой системы T_c - шумы источника сигнала и приемника, приведенные ко входу приемника:

$$T_c = T_{\text{ген}} + T_{\text{пр}},$$

$$T_c = T_A + T_{\text{пр}}.$$

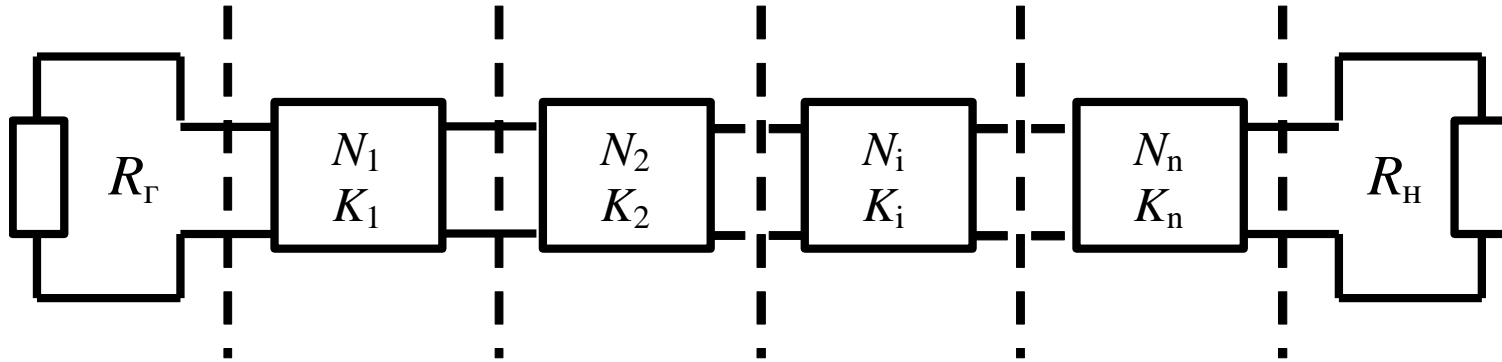
При согласовании антенны со входом приемника $R_{\text{вхпр}} = R_A$:

$$P_{\text{ш.вх.сист}} = kT_c\Pi_{\text{э}}, \quad P_{\text{ш.вх.сист}} = k(T_A + T_{\text{пр}})\Pi_{\text{э}},$$

здесь $\Pi_{\text{э}}$ – эквивалентная шумовая полоса приемника.

Шумовые соотношения в многокаскадных схемах.

Приемник представим как цепочку n последовательно включенных и согласованных между собой ч/п.



Мощность шума на выходе этой цепочки каскадов:

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вых}1} K_{p2} K_{p3} \dots K_{pn} + P_{\text{вых}2} K_{p3} K_{p4} \dots K_{pn} + \dots + P_{\text{вых}(n-1)} K_{pn} + P_{\text{вых}n}$$

$$\frac{P_{\text{вых}}}{K_{p1} K_{p2} \dots K_{pn}} = \frac{P_{\text{вых}1}}{K_{p1}} + \frac{P_{\text{вых}2}}{K_{p1} K_{p2}} + \dots + \frac{P_{\text{вых}i}}{K_{p1} K_{p2} \dots K_{pi}} + \dots + \frac{P_{\text{вых}n}}{K_{p1} K_{p2} \dots K_{pn}}$$

$$\frac{P_{\text{вых}i}}{K_{pi}} = P_{\text{ex}i}$$

-мощность шумов i -каскада
приведенного, к его входу.

$$\frac{P_{\text{вых}}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{pn}} = P_{\text{вх}} \quad \text{- мощность шумов цепочки каскадов, приведенных ко входу.}$$

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{вх1}} + \frac{P_{\text{вх2}}}{K_{p1}} + \frac{P_{\text{вх3}}}{K_{p1}K_{p2}} \dots + \frac{P_{\text{вхи}}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(i-1)}} + \dots + \frac{P_{\text{вхn}}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-1)}}$$

Так как $P=kT\Pi\Theta$:

$$T_{\text{ш}\Theta} = T_{\text{ш}\Theta 1} + \frac{T_{\text{ш}\Theta 2}}{K_{p1}} + \dots + \frac{T_{\text{ш}\Theta i}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(i-1)}} + \dots + \frac{T_{\text{ш}\Theta n}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-1)}}$$

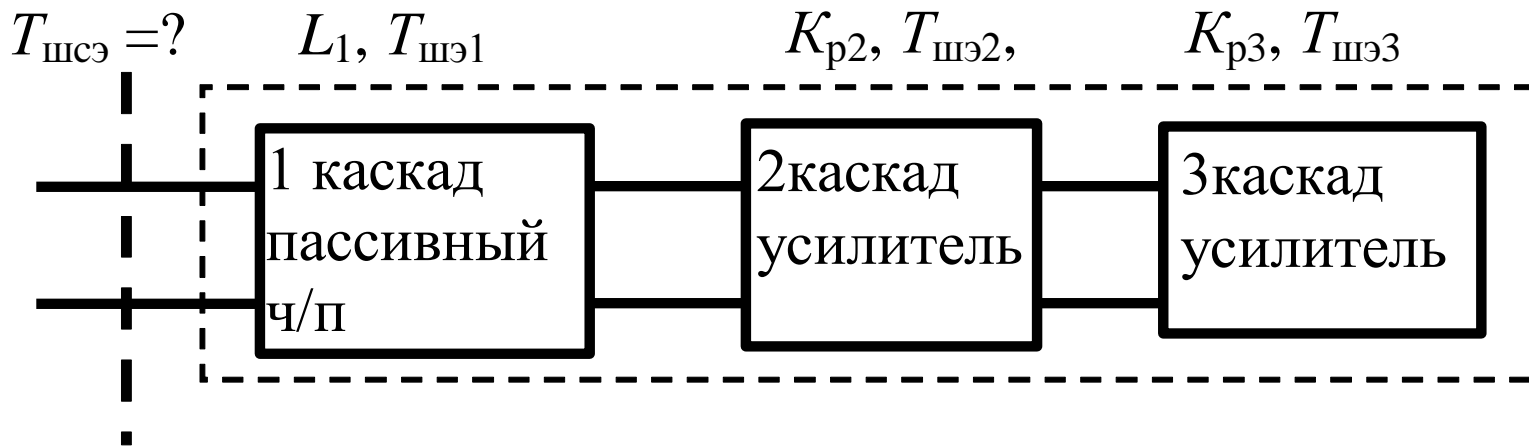
где $T_{\text{ш}\Theta}$ - эквивалентная шумовая температура приемника.

Учитывая, что $T_{\text{ш}\Theta} = T_0 (N-1)$, $T_{\text{ш}\Theta i} = T_0(N_i-1)$,

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \dots + \frac{N_i - 1}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(i-1)}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-1)}}$$

Пример

Рассмотрим, влияние входного пассивного ч/п с потерями на шумовую температуру приемника. Это может быть отрезок кабеля (волновода) с потерями, смеситель, защитное устройство, модулятор и т.п.



Потери : $\sigma_1 = L_1 = 1/K_1$.

тогда: $T_{шсэ} = T_{шэ1} + T_{шэ2} L_1 + T_{шэ3} L_1 / K_{p2} \dots$

Предельная и реальная чувствительность приемника

Предельной чувствительностью приемника

называют мощность сигнала на входе $P_{\text{пред}} = P_{\text{с вх}}$, при которой $P_{\text{свых}} = P_{\text{швых}}$ на выходе линейной части приемника.

$$P_{\text{пред}} = k \Pi_{\text{э}} T_{\text{ш экв пр}}$$

Реальной чувствительностью приемника

называют мощность сигнала на входе $P_{\text{р}} = P_{\text{с вх}}$, при которой $P_{\text{свых}} = \gamma P_{\text{швых}}$ на выходе линейной части приемника

$$P_{\text{р}} = \gamma k \Pi_{\text{э}} T_{\text{ш экв пр}}$$

Величина γ - «отношение сигнал-шум» определяется:

видом передаваемых сообщений, видом модуляции, способом обработки сигнала выходе, типом индикатора сигнала и выбирается так, чтобы в заданных реальных условиях прием был возможен с допустимыми ошибками и искажениями сообщений.

Предельная чувствительность системы антенна-приемник

$$P_{\text{пред системы}} = k\Pi_{\text{э}}(T_{\text{А}} + T_{\text{ш экв пр}})$$

Частный случай $T_{\text{А}} = T_0 = 290 \text{ К}$

$$P_{\text{пред системы}} = k\Pi_{\text{э}}(T_0 + T_{\text{ш экв пр}}),$$

Выразим $T_{\text{ш экв пр}} = (N_{\text{пр}} - 1) \cdot T_0$, тогда

$$P_{\text{пред системы}} = k\Pi_{\text{э}} T_0 N_{\text{пр}}.$$

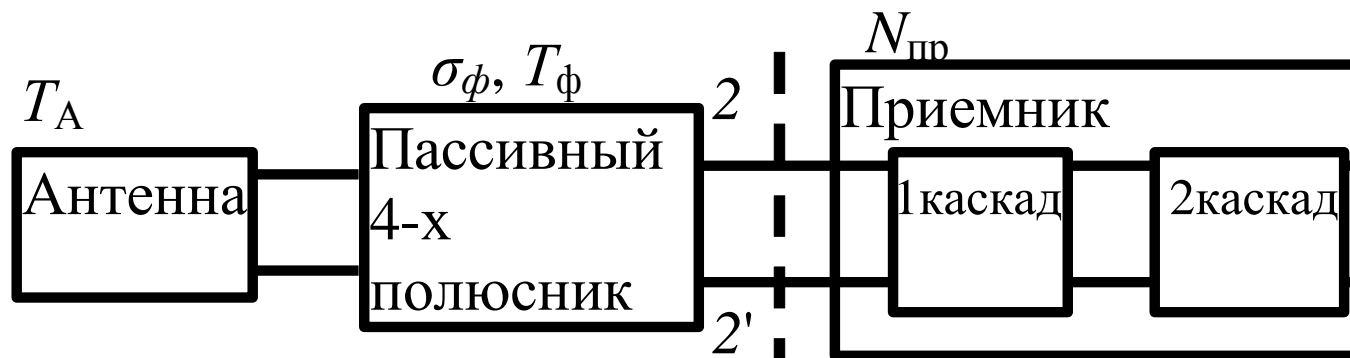
Пример

Рассчитать $N_{\text{пр}}$, имеющего эквивалентную полосу $\Pi_{\text{э}}$. Известна предельная чувствительность $P_{\text{пред с}}$ системы антенна-приемник и температура антенны $T_{\text{А}}$.

- 1) Так как $P_{\text{пред с}} = kT_{\text{с}}\Pi_{\text{э}}$, то $T_{\text{с}} = P_{\text{пред с}}/k\Pi_{\text{э}}$
- 2) Так как $T_{\text{с}} = T_{\text{ш пр}} + T_{\text{А}}$, то $T_{\text{ш пр}} = T_{\text{с}} - T_{\text{А}}$
- 3) $N = 1 + T_{\text{ш пр}}/T_0$.

Пример

Рассчитать $P_{\text{пред системы}}$ антенна-приемник и полную мощность шума, приведенную ко входу приемника (2-2'), если заданы $N_{\text{пр}}$ (или его $T_{\text{ш пр}}$) и его $\Pi_{\text{э}}$, температура антенны T_A , потери в фидере $\sigma_{\text{ф}}$ и температура фидера $T_{\text{ф}}$.



1) При заданном N : $T_{\text{ш пр}} = T_0(N_{\text{пр}} - 1)$.

2) T_A и $T_{\text{ф}}$, приведенные ко входу приемника (2:2'):

$$T_{A\text{ф}} = T_A / \sigma_{\text{ф}} + T_{\text{ф}}(1 - 1 / \sigma_{\text{ф}}).$$

3) Температура системы на входе приемника:

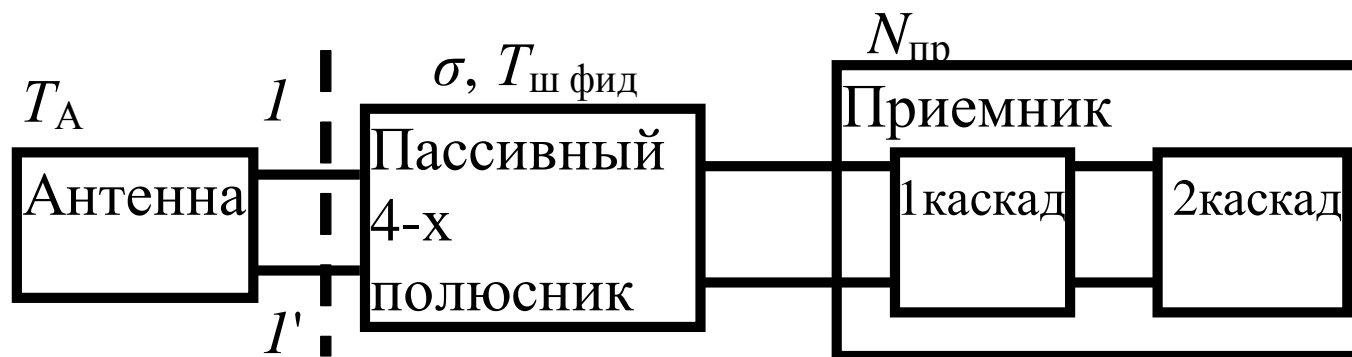
$$T_{\text{с(2-2')}} = T_{A\text{ф}} + T_{\text{ш пр}} = T_A / \sigma_{\text{ф}} + T_{\text{ф}}(1 - 1 / \sigma_{\text{ф}}) + T_0(N_{\text{пр}} - 1).$$

4) Предельная чувствительность приведенная ко входу

приемника: $P = kT_{\text{с(2-2')}} \Pi_{\text{э}} = k\Pi_{\text{э}} [T_0(N_{\text{пр}} - 1) + T_A / \sigma_{\text{ф}} + T_{\text{ф}}(1 - 1 / \sigma_{\text{ф}})]$.

Пример

Рассчитать $P_{\text{пред системы}}$, приведенную ко входу кабеля (1-1'), если заданы $N_{\text{пр}}$ (или его $T_{\text{ш пр}}$), его $\Pi_{\text{э}}$, температура антенны T_A , потери в фидере $\sigma_{\text{ф}}$, и его $T_{\text{ф}}$.



1) При заданном N : $T_{\text{ш пр}} = T_0(N_{\text{пр}} - 1)$.

2) $T_{\text{ш пр}}$ приведенная ко входу кабеля (1-1')

$$T_{\text{ш пр}(1-1')} = T_{\text{ш фид}} + T_{\text{ш пр}} \sigma_{\text{фид}} = T_{\text{ш фид}} + T_0(N_{\text{пр}} - 1) \sigma_{\text{фид}}.$$

3) Температура системы приведенная к (1-1'):

$$T_{\text{с}(1-1')} = T_A + T_{\text{ш пр}(1-1')} = T_A + T_{\text{ш фид}} + T_0(N_{\text{пр}} - 1) \sigma_{\text{фид}}$$

4) Предельная чувствительность приведенная ко входу кабеля:

$$P = kT_{\text{с}(1-1')} \Pi_{\text{э}} = k \Pi_{\text{э}} [T_A + T_{\text{ш фид}} + T_0(N_{\text{пр}} - 1) \sigma_{\text{фид}}].$$

ВЫВОДЫ

1) $\Pi_{\text{э}}$ – позволяет характеризовать 4-х полюсник, на вход которого подан «белый шум» с удельной плотностью $G_0 (S_0)$ как:

$$\overline{U_{\text{вых}}^2} = G_0 K_0^2 \Pi_{\text{э}}, \text{ где } \Pi_{\text{э}} = \frac{1}{K_0^2} \int_0^{\infty} K^2(f) df \text{ или } \Pi_{\text{э}} = \frac{1}{K_{p0}} \int_0^{\infty} K_p(f) df.$$

2) Тепловые шумы активной части сопротивления - формула Найквиста:

$$G_e = 4kTR, \quad \overline{U_{\text{ш}}^2} = 4kTR\Pi_{\text{э}}, \quad \overline{I_{\text{ш}}^2} = 4kTg\Pi_{\text{э}}$$

3) Мощность шумов отдаваемая в согласованную нагрузку:

$$P = kT\Pi_{\text{э}}$$

4) Эквивалентная шумовая температура двухполюсника

это температура активной части эквивалентного сопротивления двухполюсника, на зажимах которого интенсивность шумов равна результирующей ЭДС шумов от всех источников.

$$T_{\text{экв}} = \frac{\overline{U^2}_{\text{ш рез}}}{4kR_{\text{экв}}\Pi_{\text{э}}}$$

5) Эквивалентная шумовая температура источника T_1 на выходе 4-х полюсника с температурой T_2 и потерями σ :

$$T_{\text{экв}} = \frac{T_1}{\sigma} + T_2 \left(1 - \frac{1}{\sigma} \right)$$

выражение имеет общий характер и пригодно для оценки $T_{\text{экв}}$ системы «источник излучения – среда с потерями».

Для антенны с учетом потерь в атмосфере

$$T_A = \frac{T_{\Sigma}}{\sigma_A} + T_{\Pi} \left(1 - \frac{1}{\sigma_A} \right)$$

6) Коэффициент (фактор) шума четырехполюсника

Первое определение $N = \frac{(P_c / P_{ш})_{вх}}{(P_c / P_{ш})_{вых}}$ при $T_{ген} = T_0$
Всегда $N [\text{раз}] > 1$

Второе определение $N = \frac{P_{ш\text{ вых}}}{P_{ш\text{ вых ид}}}$ $P_{ш\text{ вых}}$ — от всех источников и внутренних и внешних, т.е. реального 4-х полюсника

$P_{ш\text{ вых ид}}$ — только от $R_{ген}$ входного источника, т.е. идеального 4-х полюсника

7) Эквивалентная шумовая температура 4-х полюсника - $T_{ш экв}$, приведенная к его входу.

Температура, при которой R_T создает на выходе мощность, равную мощности собственных шумов ч/п, называется его эквивалентной шумовой температурой $T_{ш экв}$.

8) Связь коэффициента шума N и эквивалентной шумовой температуры $T_{\text{ш экв}}$ 4-х полюсника .

$$N = 1 + T_{\text{ш э}}/T_0 = 1 + T_{\text{ш э}}/290 \qquad T_{\text{ш э}} = 290(N - 1) [K].$$

Понятия N и $T_{\text{ш э}}$ справедливы лишь для линейных ч/п.

9) Эквивалентная шумовая температура системы антенна-приемник T_c .

$$T_c = T_{\text{ген}} + T_{\text{пр}}, \qquad T_c = T_A + T_{\text{пр}}.$$

$$\text{При } R_{\text{вх пр}} = R_A: \quad P_{\text{ш.вх.сист}} = kT_c \Pi_{\text{э}}, \quad P_{\text{ш.вх.сист}} = k(T_A + T_{\text{пр}}) \Pi_{\text{э}},$$

$\Pi_{\text{э}}$ – эквивалентная шумовая полоса приемника.

10) Соотношения в многокаскадной схеме

$$T_{шэ} = T_{шэ1} + \frac{T_{шэ2}}{K_{p1}} + \dots + \frac{T_{шэi}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(i-1)}} + \dots + \frac{T_{шэн}}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-1)}}$$

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \dots + \frac{N_i - 1}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(i-1)}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1}K_{p2}\dots K_{p(n-1)}}$$

Если первый каскад обладает потерями (кабель, смеситель, модулятор и пр.) : $\sigma_1 = L_1 = 1/K_1$, то :

$$T_{шсэ} = T_{шэ1} + T_{шэ2} L_1 + T_{шэ3} L_1/K_{p2} \dots$$

11) Предельная и реальная чувствительности

$$P_{\text{пред}} = k\Pi_{э} T_{\text{ш экв пр}}$$

$P_p = \gamma k\Pi_{э} T_{\text{ш экв пр}}$, где $\gamma = P_{\text{свых}}/P_{\text{швых}}$ на выходе линейной части приемника

Измерение шумов , шумы диодов и транзисторов .

Дробовые шумы.

Дробовые шумы следствие дискретности электрического тока.

Дробовый шум является белым до частот, где τ - время пролета промежутка катод-анод или потенциального барьера.

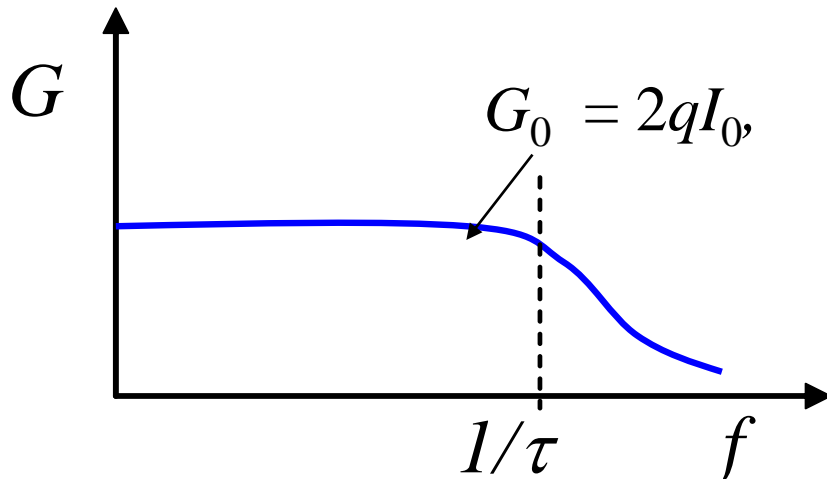
Средний квадрат шумового тока определяется формулой Шотки:

$$\overline{I_{\text{др}}^2} = 2qI_0\Pi_{\text{э}} = G(f)\Pi_{\text{э}}, \text{ где}$$

I_0 - постоянная составляющая тока диода,

q - заряд электрона.

$G(f)$ – спектральная плотность дробового шума

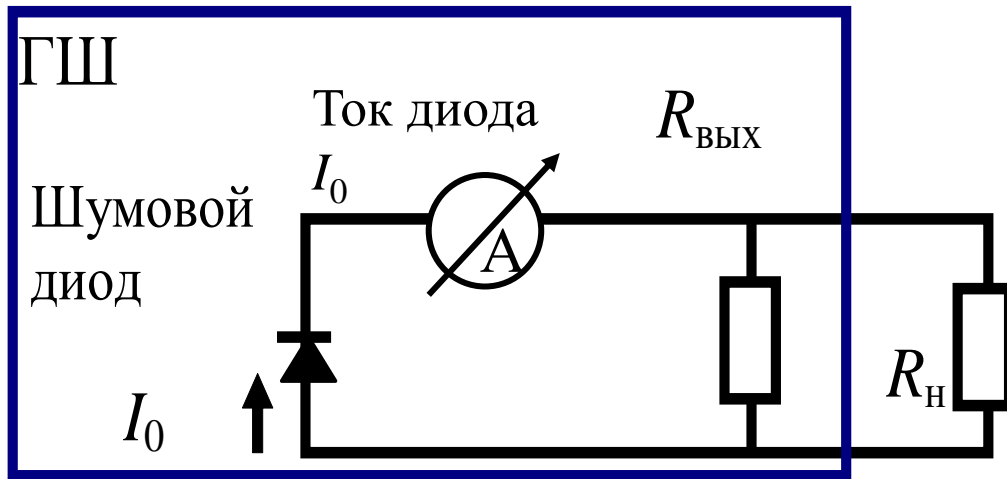


Для частот $\omega > 1/\tau$
спектральная плотность G
дробового шума падает

Измерительные шумовые генераторы

Генераторы шума (ГШ) на диодах

Диод может быть использован как эталонный источник шумового сигнала.



$$R_{\text{Д}} = R_{\text{ВЫХ}} = 50(75) \text{ Ом}$$

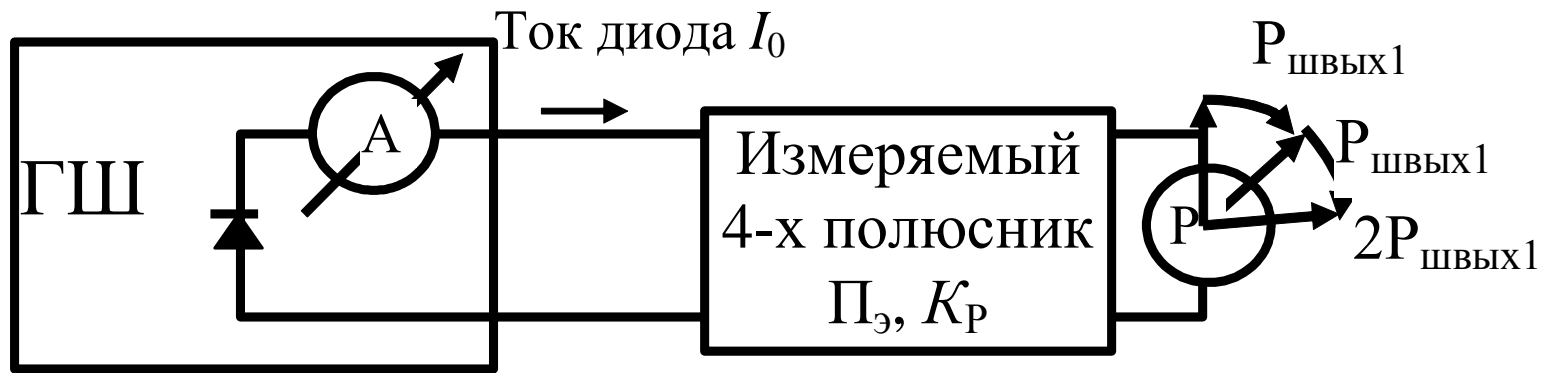
Отдаваемая в согласованную нагрузку мощность

$$P_{\text{ш ГШ}} = \frac{\overline{I_{\text{ш}}^2}}{4g_{\text{д}}} = \frac{2qI_0\Pi_{\text{э}}}{4g_{\text{д}}}$$

$$P_{\text{ш ГШ}} = \frac{R_{\text{Д}} q I_0 \Pi_{\text{э}}}{2}$$

Если ток диода I_0 регулировать, то на выходе ГШ мощность шумов будет меняться пропорционально току I_0 .

Измерение N производится методом удвоения мощности на выходе.



$$R_{\text{вых}} = 50(75) \text{ Ом}, T_0$$

1. При выключенном ГШ:

$$P_{\text{ш вых1}} = kT_0 \Pi_{\text{э}} K_p + P_{\text{ш в нур}}.$$

2. Включают ГШ и увеличивают ток (контроль на приборе А) до тех пор пока на выходе (контроль на приборе Р) не станет:

$$P_{\text{ш вых2}} = 2 P_{\text{ш вых1}}$$

$$P_{\text{гш}} = R_{\text{д}} q I_0 \Pi_{\text{э}} / 2.$$

$$2 P_{\text{ш вых1}} = P_{\text{ш вых1}} + P_{\text{гш}} K_p$$

$$P_{\text{ш вых1}} = \frac{R_{\text{д}} q I_0 \Pi_{\text{э}} K_p}{2}$$

$$P_{\text{ш вых1}} = kT_0 \Pi_{\text{э}} K_p + P_{\text{ш в нур}}$$

$$N = \frac{P_{\text{Ш Вых 1}}}{P_{\text{Ш Вых ид}}} = \frac{P_{\text{Ш Вых 1}}}{K_p P_{\text{Ш Вх}}},$$

$P_{\text{Ш Вх}} = kT_0 \Pi_{\text{э}},$

$$N = \frac{R_d q I_0 \cancel{\Pi_{\text{э}}}}{2} \cancel{K_p} / \cancel{K_p} \cancel{kT_0 \Pi_{\text{э}}}$$

$$N = \left[\frac{1}{2} \frac{R_d q}{kT_0} \right] I_0$$

$$\frac{1}{2} \frac{R_d q}{kT_0} = A$$

$$N = A I_0$$

ГШ на диодах работают только до 500 МГц . Для СВЧ нужно:

- 1) уменьшить время пролета τ электронов или расстояние А-К,
- 2) уменьшить паразитные $C_{\text{вых}}$ и индуктивность выводов $L_{\text{выв}}$.

Шумовые лавинно-пролетные диоды (ЛПД)

На СВЧ в качестве шумовых генераторов получили распространение п/п ЛПД, генерирующие шум широкой полосе.

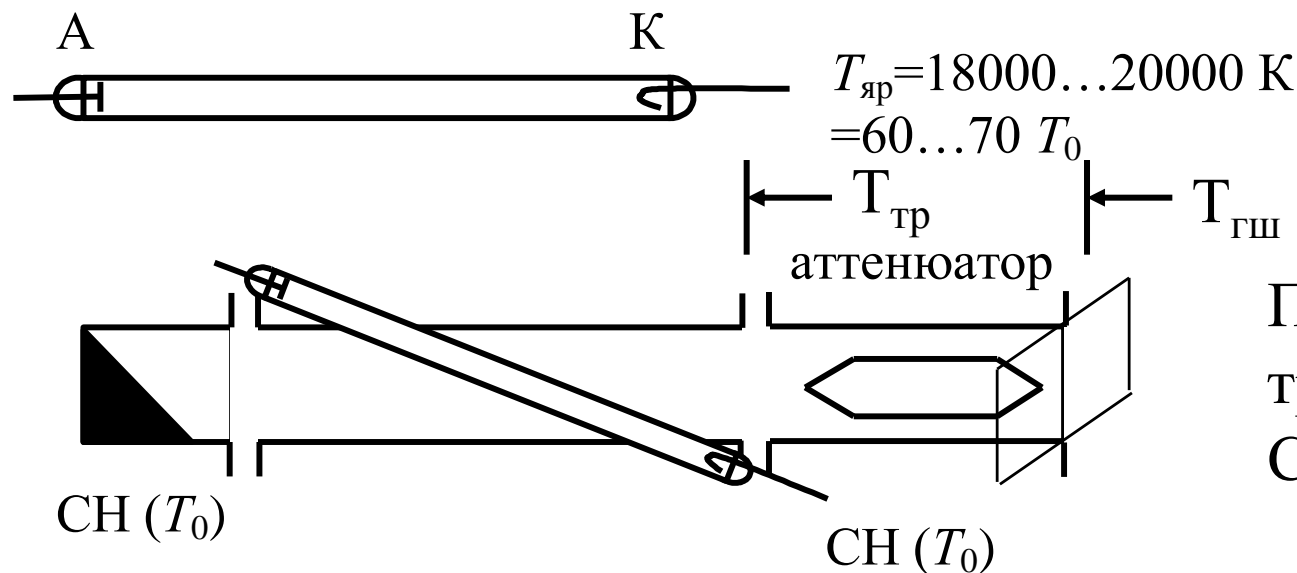
У ЛПД доходит $T_{\text{экв}} = 10^6 \text{ К}$.

Достоинства: достаточно малое напряжении питания для генерации шумов.

Недостатки: стабильность хуже и сильно зависит от диода к диоду.

Газоразрядные шумовые трубки

На СМ и ММ волнах используются *газоразрядные генераторы шума* или так называемые шумовые трубки.



При выключении
трубка прозрачна
СВЧ.

Горящая плазма представляет горячее сопротивление.
Наклон трубки обеспечивает согласование с волноводной или коаксиальной линией.

$T_{я} = 18\,000...20\,000\text{ К}$ или $60...70T_0$ вплоть до коротких ММ.

$$T_{\text{гш}} = T_{\text{труб}}/\sigma_{\text{атт}} + T_0(1-1/\sigma_{\text{атт}}).$$

Методика определения N коэффициента шума проводится методом удвоения мощности на выходе .

1. При выключенном ГШ: $P_{\text{ш вых1}} = kT_0 \Pi_{\text{э}} K_{\text{р}} + P_{\text{ш внутр}}.$

2. При включении ГШ: $2 P_{\text{ш вых1}} = \underbrace{(kT_0 \Pi_{\text{э}} K_{\text{р}} + P_{\text{ш внутр}})}_{P_{\text{ш вх}}} + \underbrace{P_{\text{гш}} K_{\text{р}}}_{P_{\text{гш}}}$

$$N = \frac{P_{\text{ш вых1}}}{P_{\text{ш вых ид}}} = \frac{P_{\text{ш вых1}}}{K_{\text{р}} P_{\text{ш вх}}}, \quad P_{\text{ш вх}} = kT_0 \Pi_{\text{э}}, \quad P_{\text{гш}} = kT_{\text{гш}} \Pi_{\text{э}},$$

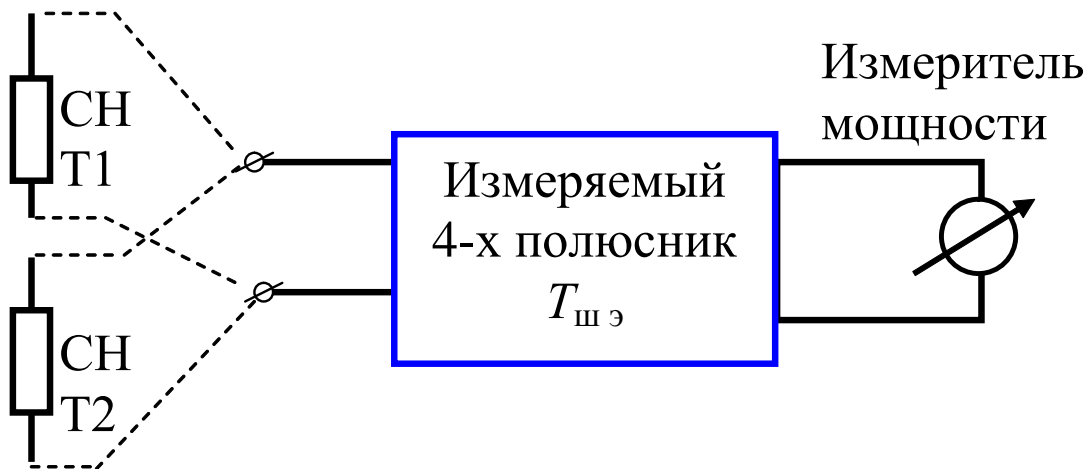
$$N = \frac{kT_{\text{гш}} \Pi_{\text{э}} K_{\text{р}}}{kT_0 \Pi_{\text{э}} K_{\text{р}}} = \frac{T_{\text{гш}}}{T_0} = \frac{1}{\sigma_{\text{атт}}} \left(\frac{T_{\text{труб}}}{T_0} - 1 \right) + 1,$$

Все описанные генераторы шума нуждаются в абсолютной калибровке.

Первичные шумовые эталоны.

В качестве первичных шумовых эталонов используют СН «черные тела», находящиеся при точно известной физической температуре.

Метод двух нагрузок.



$T_1 = T_0 = 290 \text{ К}$, $T_2 = T_{\text{азота}} = 77,8 \text{ К}$ поочередно подключаются к входу ч/п.

$$P_{\text{швых1}} = k\Pi_{\text{э}}(T_1 + T_{\text{шэ}})K_p,$$

$$P_{\text{швых2}} = k\Pi_{\text{э}}(T_2 + T_{\text{шэ}})K_p$$

$$\frac{P_{\text{швых1}}}{P_{\text{швых2}}} = \frac{k\Pi_{\text{эКВ}}(T_1 + T_{\text{шэ}})}{k\Pi_{\text{эКВ}}(T_2 + T_{\text{шэ}})} = A$$

$$T_{\text{шэ}} = \frac{AT_2 - T_1}{1 - A}$$

Измерение коэффициента шума N с помощью ГСС

Для измерения N с помощью ГСС, используется также метод удвоения и схема похожа на измерения с помощью ГШ



Однако характер подаваемого сигнала не является шумовым и для определения N требуется дополнительно снять АЧХ исследуемого ч/п и по ней предварительно рассчитать P_Σ .

При удвоении мощности на выходе: $P_{\text{швых2}} = 2 P_{\text{швых1}}$

При этом от ГСС на вход согласованного с ним ч/п поступает

$$P_{\text{вых ГСС}} = \frac{U_{\Gamma}^2}{4R_{\Gamma}} = P_{\text{вх1}} \quad P_{\text{ш вых1}} = P_{\text{вх1}} K_p$$

$$N = \frac{P_{\text{ш вых1}}}{P_{\text{ш вых ид}}} = \frac{P_{\text{ш вых1}}}{K_p P_{\text{ш вх}}},$$

$$P_{\text{ш вх}} = kT_0 \Pi_{\text{э}}$$

$$N = \frac{U_{\Gamma}^2 \cancel{K_p}}{4R_{\Gamma} kT_0 \Pi_{\text{э}} \cancel{K_p}},$$

$$N = \frac{1}{4R_{\Gamma} kT_0} \frac{U_{\Gamma}^2}{\Pi_{\text{э}}},$$

$$N = A \frac{U_{\Gamma}^2}{\Pi_{\text{э}}},$$

Автоматические измерители шума

Широкое применение получили автоматические (ИКШ) измерители коэффициента шума N , $T_{\text{ш экв}}$ и КСВ.

В них используют принцип быстрого переключения (модуляция) на входе измеряемого прибора мощности генератора шума.

Отсчеты снимаемые на выходе обрабатываются МП устройством и преобразуются для воспроизведения на индикаторном устройстве.

Современные анализаторы спектра (АС) поставляются с дополнительными опциями измерения $K_{\text{ус}}$ и $N_{\text{ш}}$.

АС фирмы Agilent типа E4402 измеряет $N_{\text{ш}}$ вплоть до 26 ГГц. Прибор в своем составе имеет калиброванный ГШ на п/п диоде ЛПД.

Другие механизмы шумов

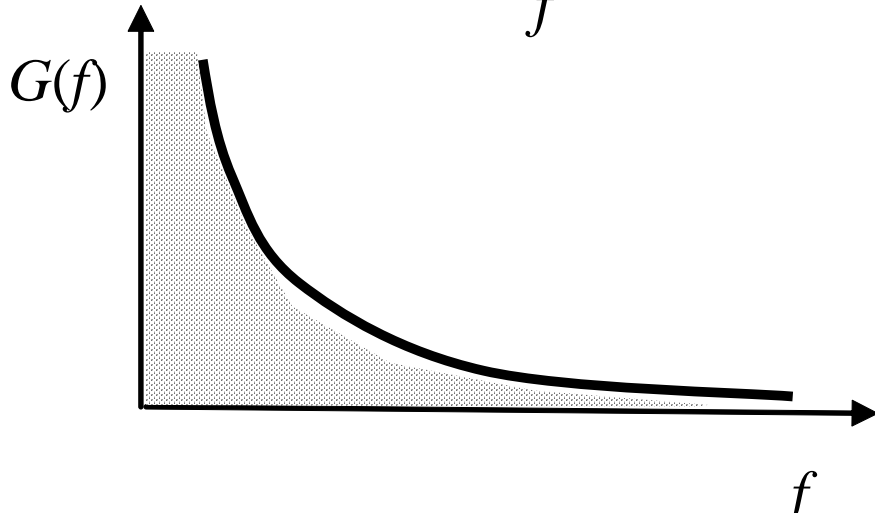
Низкочастотные шумы присуще всем приборам.

НЧ-шумы называют: *фликкер шумами, $1/f$ –шумами, избыточными, поверхностными шумами*

Проявляются с понижением частоты.

Экспериментально хорошо наблюдаются в усилителях ПТ в качестве дрейфа нуля. Спектральная плотность шума вплоть до сверхнизких частот подчиняется закону:

$$G(f) = \frac{A}{f^n} \quad , \text{ где } n = 0,9 \dots 1,5.$$



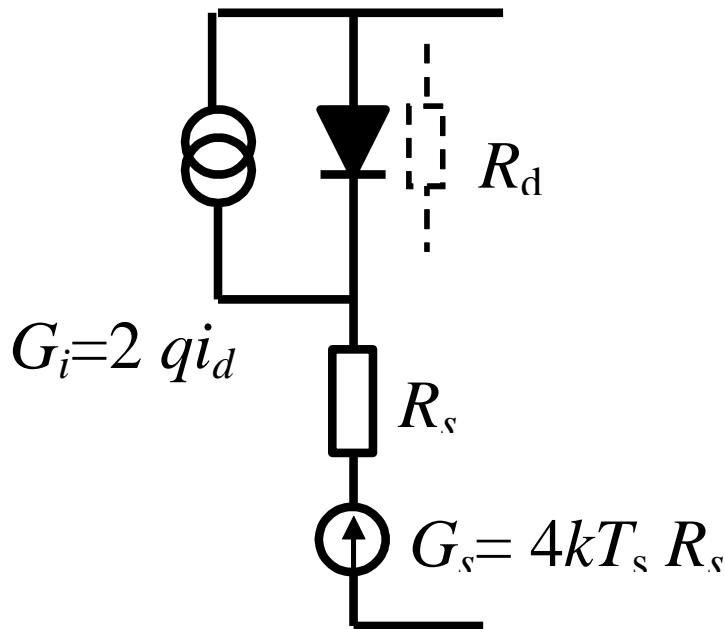
Площадь под кривой увеличивается при уменьшении частоты и при $f \rightarrow 0$ мощность шума стремиться к бесконечности.

Шумы п/п приборов.

В п/п приборах присутствуют механизмы шумов:
тепловой, дробовый, различные типы низкочастотных шумов.
Низкочастотными шумами на частотах > 10 кГц можно пренебречь.

Шумы диода.

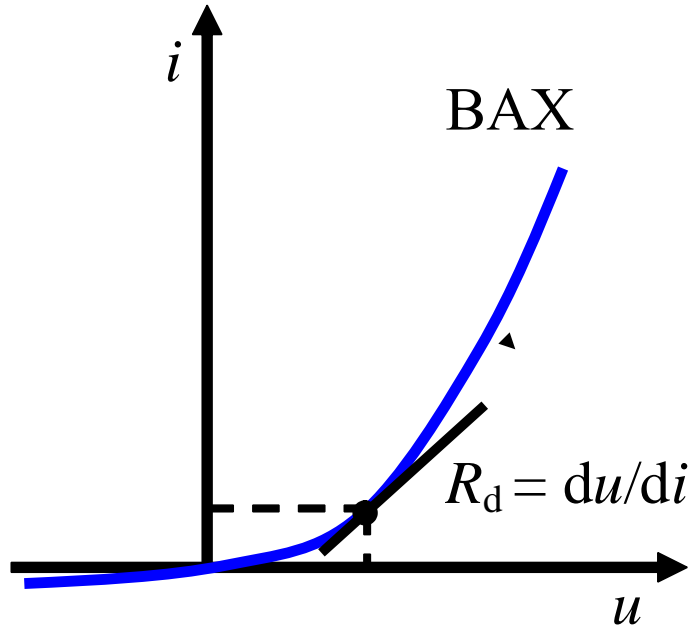
Диод представляет собой (p - n) переход и его эквивалентная схема:



На СВЧ основными источниками шумов в нем являются:

- дробовые шумы перехода и
- тепловые шумы сопротивления потерь.

Определим $T_{\text{ЭКВ}}$, учитывая только дробовые шумы ($R_s = 0$).



$$i_d = i_s \left(\exp \left(\frac{qu}{\eta k T_0} \right) - 1 \right)$$

для $i_s \ll i_d$ $i_s \approx 10^{-12} \text{ А}$

$$i_d = i_s \exp(\alpha u),$$

$$\alpha = \frac{q}{\eta k T_0}$$

$\eta = 1,05 \dots 1,5$ коэффициент идеальности ВАХ диода.

В рабочей точке для малых изменений i определим $g_d = 1/R_d$:

$$g_d = \frac{di_d}{du} = \alpha i_s \exp(\alpha u) = \alpha i_d,$$

$$i_d = g_d / \alpha = g_d \eta k T_0 / q$$

$$G_i = 2 q i_d$$

$$G_i = 2 g_d \eta k T_0$$

Заменим источник дробовых шумов за счет протекания тока i_d через проводимость g_d , эквивалентным тепловым шумом, т.е. приравняем к спектральной плотности теплового шума g_d при $T_{\text{ЭКВ}}$:

$$G_i = 2 g_d \eta k T_0 = G_T = 4 k T_{\text{ЭКВ}} g_d$$

$$\cancel{2g_d} \eta \cancel{kT_0} = \cancel{4kT_{\text{ЭКВ}}} \cancel{g_d}$$

$$T_{\text{ЭКВ}} = \eta T_0 / 2. \quad T_{\text{ЭКВ}} < T_0$$

$T_{\text{ЭКВ}}$ это эквивалентна температура проводимости g_d .

При подключении диода на вход приемника $T_{\text{ш пр}}$ уменьшается.

Поэтому диодом при комнатной температуре можно пользоваться как охлажденной нагрузкой для оценки и контроля шумовой температуры приемника.

Шумы биполярных транзисторов БТ.

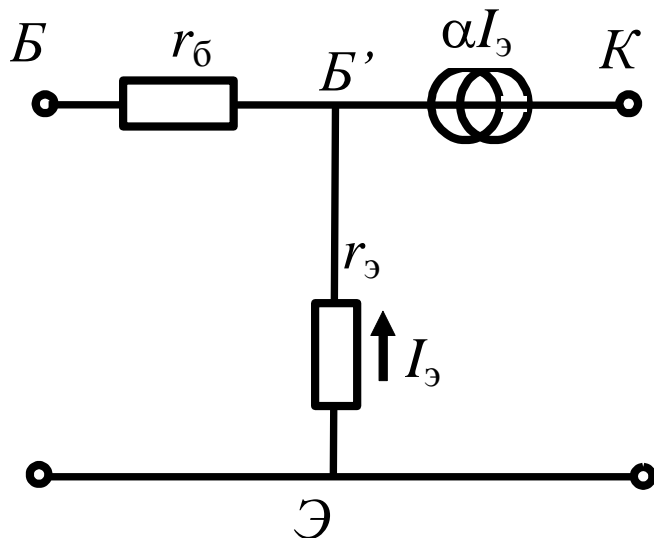
Расчет шумов БТ учитывает тепловые, дробовые и избыточные.

Интенсивность тока дробовых шумов: $\overline{I_{ш\text{др}}^2} = 2qI_0\Pi_9$

Интенсивность ЭДС тепловых шумов: $E_{ш\text{т}}^2 = 4kTR\Pi_9$

Интенсивность тока НЧ шумов(поверхностных, избыточных и пр.) : $\overline{I_{шн}^2} = \frac{A\Pi_9}{f^n}$ где A - коэффициент, $n = 0,9...1,5$.

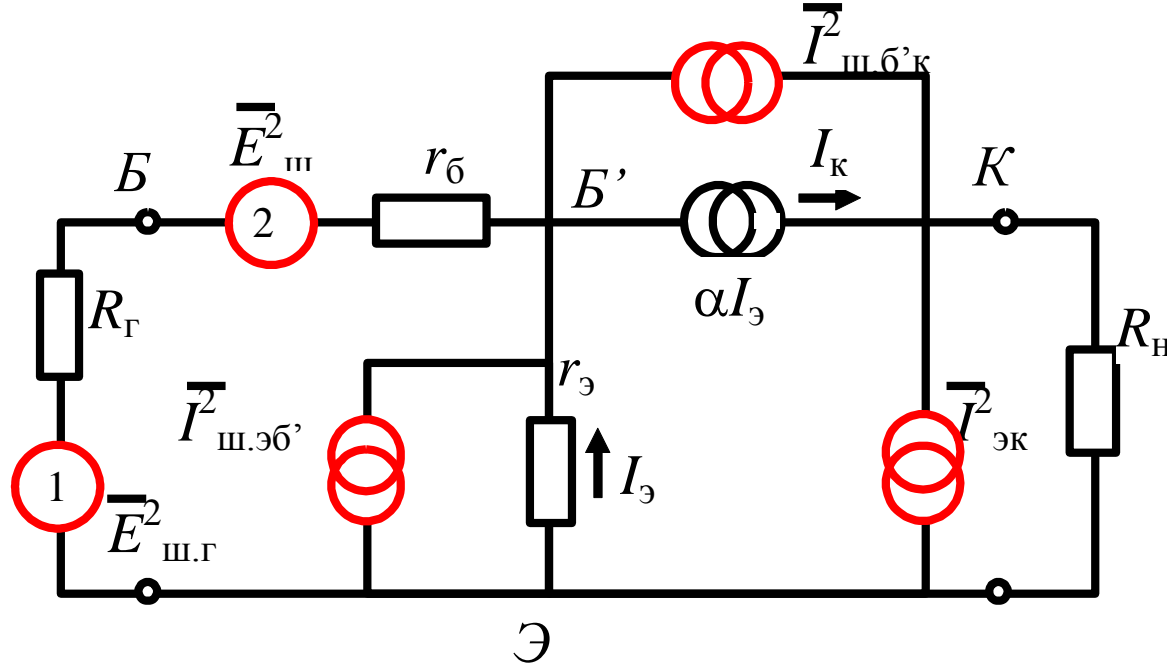
Упрощенная эквивалентная схема транзистора.



Дробовые шумы результат тока между электродами. $I_{ш\text{др}}^2$

НЧ-шумы подключены параллельно ЭБ и БК- переходам $I_{шн}^2$

Тепловые шумы учитываем только в сопротивлении базы ($r_б > r_э$). $E_{шт}^2$



- 1 - $\overline{E_{ш.г}^2} = 4kTR_{\Gamma}\Pi_{\vartheta}$, генератор тепловых шумов шумов R_{Γ}
- 2 - $\overline{E_{ш.б}^2} = 4kTr_{\delta}\Pi_{\vartheta}$, тепловые шумы r_{δ}
- 3 - $\overline{I_{ш.эб'}^2} = [2q(1-\alpha)I_{\vartheta} + A_{\vartheta}/f^n]\Pi_{\vartheta}$, дробовые и НЧ p/n перехода Э-Б
- 4 - $\overline{I_{ш.б'к}^2} = (2qI_{\kappa 0} + A_{\kappa}/f^n)\Pi_{\vartheta}$, дробовые и нч p/n перехода Б-К
- 5 - $\overline{I_{ш.эк}^2} = 2q(\alpha I_{\vartheta})\Pi_{\vartheta}$, дробовые шумы тока коллектора

Здесь и ниже полагаем $\Pi_{\vartheta} \ll f$.

Определим N транзистора в соответствии с выражением:

$$N = \frac{P_{\text{ш вых}}}{P_{\text{ш ид}}} \quad \begin{array}{l} P_{\text{ш вых}} - \text{мощность всех источников шумов в } R_{\text{н}}. \\ P_{\text{ш вых ид}} - \text{мощность шумов в нагрузке от } E_{\text{ш.г}}^2. \end{array}$$

$$N = \frac{P_{\text{ш вх}} K_{\text{р}} + P_{\text{ш вн}}}{P_{\text{ш ид}}} \qquad N = 1 + \frac{P_{\text{ш вн}}}{P_{\text{ш ид}}}$$

Если составляющую $P_{\text{ш вн}}$ в нагрузке от каждого m -го генератора шума можно представить в виде $P_{\text{ш вн } m} = I_m^2 R_{\text{н}}$, то

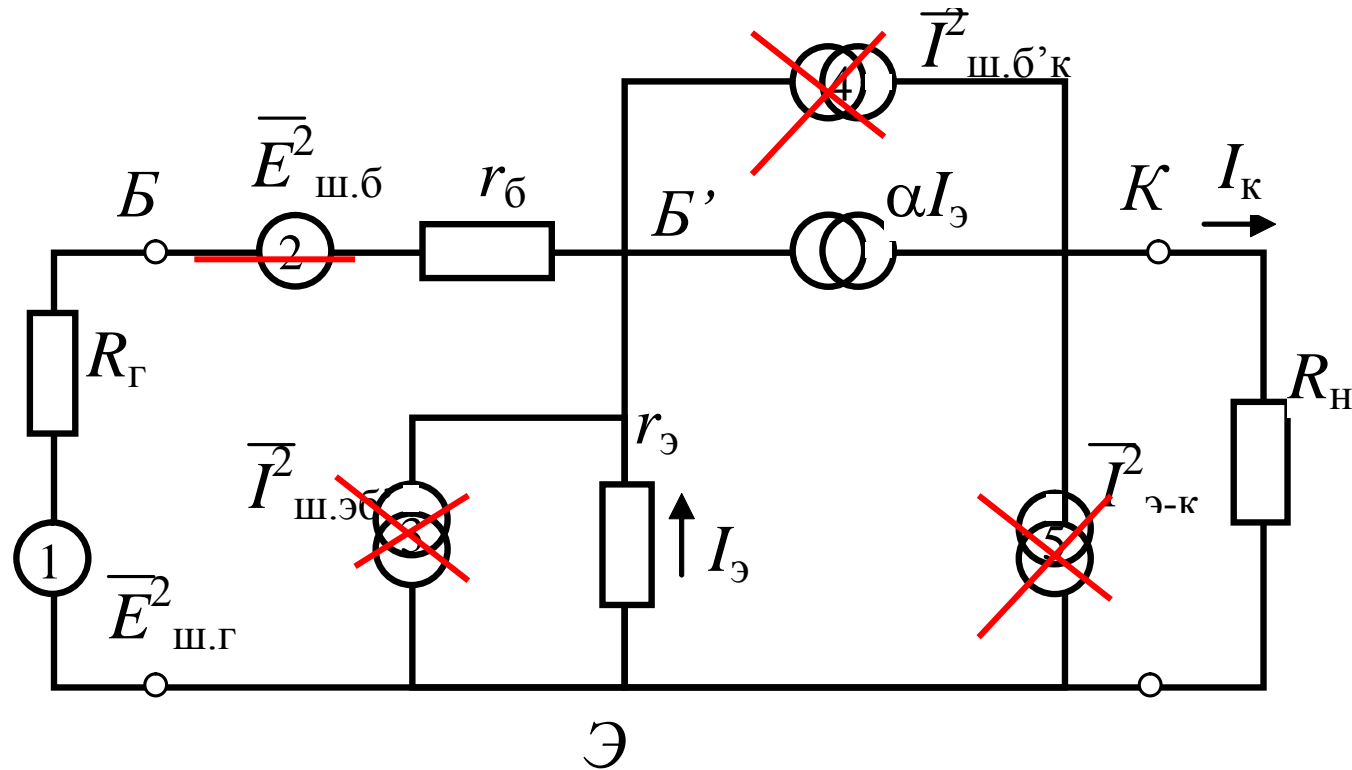
$$N = 1 + \frac{\sum_{m=2}^m \overline{I_m^2}}{\overline{I_1^2}} = 1 + \frac{\overline{I_2^2} + \overline{I_3^2} + \overline{I_4^2} + \overline{I_5^2}}{\overline{I_1^2}}$$

I_1^2 - протекающей через $R_{\text{н}}$ от входного источника $E_{\text{ш.г}}^2$.

I_m^2 - интенсивность шумовых компонент тока $I_{\text{к}}$ от других источников.

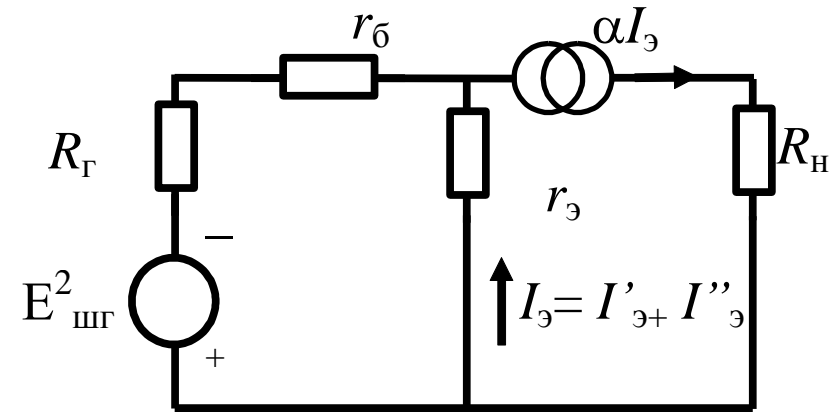
При расчете составляющих шумового тока на выходе от отдельных источников надо учитывать действие генератора $\alpha I_{\text{э}}$.

Для определения от первого генератора $E_{\text{ш.г}}^2$ тока I_1^2 на нагрузке эквивалентная схема изменится.



При пересчете одного из генераторов в нагрузку: все остальные генераторы шумов замыкаются (генераторы напряжения) или размыкаются (генераторы тока)

В итоге для определения I_1^2
эквивалентная схема
принимает вид:



Для расчета выходного тока от генераторов $E_{шг}$ и $\alpha I_э$
воспользуемся принципом суперпозиции.

1) Разомкнем цепь генератора $\alpha I_э$. Тогда составляющая тока $I_э$ от
генератора $E_{шг}$:

$$I'_э = \frac{E_{шг}}{R_Г + r_б + r_э}.$$

2) Закоротим ЭДС $E_{шг}$, и определим: $I''_э = \alpha I_э \frac{R_Г + r_б}{R_Г + r_б + r_э} = \alpha I_э \gamma,$

где γ - коэффициент распределения тока, показывающий, какая
часть тока $I_э$ ответвляется в цепь эмиттера.

$$I_{\text{э}} = I'_{\text{э}} + I''_{\text{э}} = \frac{E_{\text{шг}}}{R_{\text{г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}}} + \alpha I_{\text{э}} \gamma.$$

Из последнего уравнения:

$$I_{\text{э}} = \frac{1}{1 - \alpha \gamma} \frac{E_{\text{шг}}}{R_{\text{г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}}}.$$

Ток $\alpha I_{\text{э}}$, полностью протекает через нагрузку и представляет искомую составляющую I_1 :

$$\overline{I_1^2} = \overline{(\alpha I_{\text{э}})^2} = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha \gamma} \right)^2 \frac{\overline{E_{\text{шг}}^2}}{(R_{\text{г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}})^2}.$$

Аналогично определяются и составляющие $\overline{I_2^2} \dots \overline{I_4^2}$.

Ток генератора $\overline{I_{\text{шЭК}}^2}$ полностью протекает через нагрузку, не ответвляясь в цепь эмиттера и поэтому: $\overline{I_5^2} = \overline{I_{\text{шЭК}}^2}$.

Суммируя эти составляющие с учетом выражений для интенсивностей шумовых генераторов $\overline{I_{\text{м}}^2}$, входящих в схему эквивалентную схему транзистора и деля полученную сумму на $\overline{I_1^2}$ можно найти коэффициент шума.

Чтобы избежать громоздкого окончательного выражения (подробно вывод в Степаненко), обычно учитывают следующие соотношения между величинами:

- 1) $r_{\vartheta} \ll (R_{\Gamma} + r_{\vartheta})$, т.е. $\gamma \cong 1$.
- 2) $\alpha \cong 1$, кроме двучлена $(1 - \alpha)$, где значение α надо учитывать,
- 3) $(1 - \alpha)^2 \ll (1 - \alpha)$.

С учетом приближений:
$$N \cong 1 + \frac{r_{\vartheta}}{R_{\Gamma}} + \frac{(R_{\Gamma} + r_{\vartheta})^2}{2\varphi_{\Gamma} R_{\Gamma}} \left[I_{k0} + (1 - \alpha) I_{\vartheta} + \frac{A}{2qf} \right]$$

Здесь $A = A_k + A_{\vartheta}$, $\varphi_{\Gamma} = kT_0/q = 0,025$ В -температурный потенциал.

Найденная величина $N_{\text{ш}}$ мало зависит от включения транзистора. $N_{\text{ш}}$ имеет минимум при некоторой оптимальной величине R_{Γ} сигналов.

Из условия $dN/dR_{\Gamma} = 0$

можно найти:

$$R_{\Gamma \text{opt}} = r_{\vartheta} \sqrt{1 + \frac{2\varphi_{\Gamma} / r_{\vartheta}}{I_{k0} + A / 2qf + (1 - \alpha) I_{\vartheta}}}$$

При условии: $I_{k0} + A/2qf \ll (1-\alpha)I_3$ с учетом $r_3 = \varphi_T/I_3$:

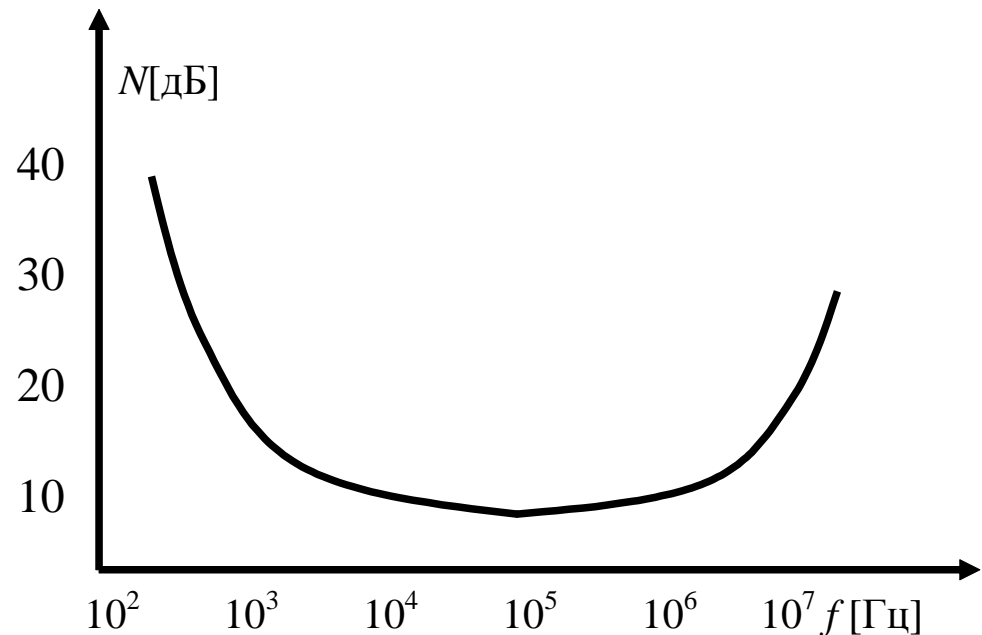
$$R_{\text{гopt}} \cong r_6 \sqrt{1 + \frac{2r_3}{(1-\alpha)r_6}}$$

Это сопротивление не совпадает с R_{BX} транзистора:

$$R_{\text{BX}} = r_6 + r_3/(1-\alpha). \quad \text{пример}$$

$$N \cong 1 + \frac{r_6}{R_T} + \frac{(R_T + r_6)^2}{2\varphi_T R_T} \left[I_{k0} + (1-\alpha)I_3 + \frac{A}{2qf} \right]$$

Выражения для N показывает, что в области НЧ N возрастает за счет поверхностных шумов (слагаемое $A/2qf$), а области ВЧ - за счет слагаемого $(1-\alpha)I_3$, т.к. α уменьшается с ростом частоты.



Для уменьшения N :

- увеличивать коэффициент усиления транзистора: уменьшается слагаемое $(1-\alpha)I_{\bar{\alpha}}$.
- уменьшать $r_{\bar{\alpha}}$.

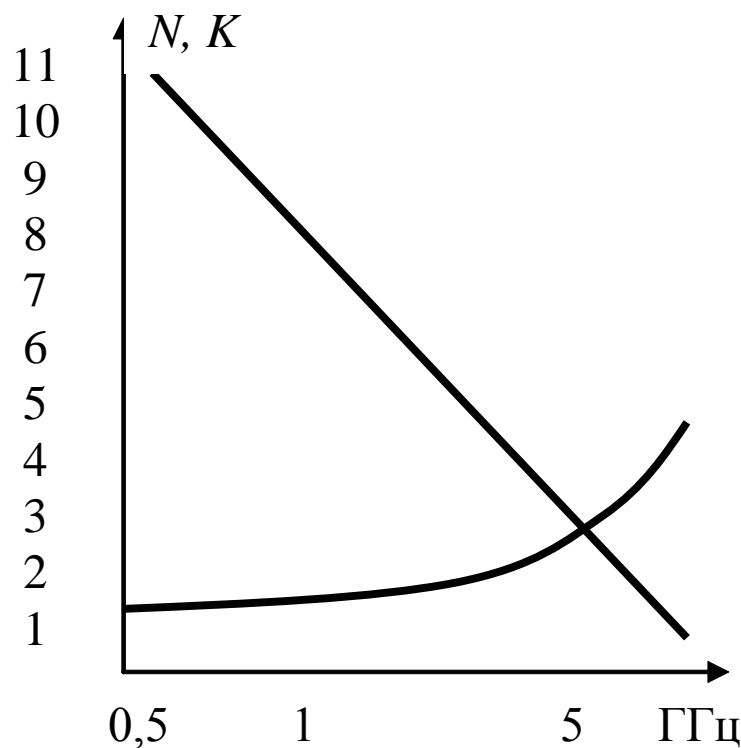
Малозумящие БТ являются маломощными приборами.

Типичный режим малозумящих БТ: $U_K = 5...10$ В, $I_{\bar{\alpha}} = 1...2$ мА.

Суммарный коэффициент шума усилителя в значительной степени зависит от коэффициента усиления, поэтому для транзисторов вводят меру шума:

$$M = (N - 1)K_p / (K_p - 1).$$

Значения N и K_p в функции частоты лучших образцов малозумящих биполярных транзисторов



Шумы полевых транзисторов

Шумы полевых транзисторов рассчитываются по аналогичной методике, используя эквивалентную схему замещения рассматриваемого транзистора.

ПТ не содержат p - n переходов и дробовые шумы у них - малы.

Основные источники:

- 1) Тепловые шумы канала и сопротивление п/п вблизи С и И,
- 2) Шумы генерации-рекомбинации носителей в канале,
- 3) Избыточные шумы $1/f$ связанные с дефектами кристалла п/п.

Наилучшими считаются ПТШ с затвором на барьере Шотки (м/п).

Малые размеры структуры ПТШ, высокая подвижность носителей в GaAs определяют малые значения емкости и активных R , что определяют низкий уровень тепловых шумов.

Низкочастотные шумы проявляются на относительно низких частотах и могут быть уменьшены выбором режима работы.

При проектировании современных ПТШ для уменьшения шумов используют:

- 1) повышение подвижности электронов,
- 2) уменьшение шумов генерации-рекомбинации в гетероструктурных (многослойных) полупроводниках.

Созданные на этой основе транзисторы с высокой подвижностью электронов (в английской транскрипции *HEMT-high electron mobility transistors*) позволяют разрабатывать рекордные по уровню шума усилители на частотах до 150 ГГц. Интенсивное развитие этого направления продолжается.

В отличие от БТ, так как у ПТШ преобладают шумы теплового происхождения, то особенно эффективным оказывается охлаждение, позволяющее (в 3...6 раз) снизить его $T_{ш}$.

Охлаждение положительно сказывается и на коэффициенте усиления транзистора, поскольку у **GaAs** при охлаждении повышается подвижность электронов и их дрейфовая скорость

ВЫВОДЫ

- 1) Шумы электронных приборов: тепловые, дробовые, низкочастотные
- 2) Дробовые шумы оцениваются согласно формулы Шотки:
$$I_{\text{др}}^2 = 2qI_0P_{\text{э}} = G(f)P_{\text{э}},$$
- 3) Генераторы шумов строят на основе генерации дробовых и тепловых шумов
- 4) Измерения шумов ч/п возможно:
 - измерителями коэффициента шума N с помощью ГШ,
 - генераторами стандартных сигналов ГСС,
 - автоматическими измерителями шумов и спектральными анализаторами с дополнительными функциями измерения коэффициентов усиления и шума,
 - с помощью использования тепловых эталонов,

5) Представлены методики расчета шумовых характеристик электронных приборов.

- $T_{\text{экв}}$ диодов

- N коэффициента шума транзисторов.

6) Сопротивление транзистора $R_{\text{опт}}$ при котором транзистор имеет минимальный коэффициент шума не равно его входному сопротивлению $R_{\text{вх тр}}$. Возможно согласование по шуму или по мощности.

7) Отсутствие дробовых шумов в устройствах построенных на основе полевых транзисторов приводит к уменьшению $T_{\text{шэкв}}$ и N устройства.

8) У полевых транзисторов уменьшаются шумы при охлаждении.