

УДК 621.317.794

## Компарирование шумовых сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн

Петросян О. Г.<sup>1,\*</sup>, Саргсян М. В.<sup>2</sup>

[\\*ogp.41@mail.ru](mailto:ogp.41@mail.ru)

<sup>1</sup>МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

<sup>2</sup>Всероссийский научно-исследовательский институт  
физико-технических и радиотехнических измерений,  
Менделеево, Россия

---

Рассматриваются численные характеристики погрешности из-за рассогласования, при компарировании волноводного эталонного низкотемпературного генератора шума (НГШ) и волноводного высокотемпературного газоразрядного генератора шума (ГГШ). В качестве компаратора используется модуляционный радиометрический приёмник с полосой пропускания по промежуточной частоте 1 ГГц и 3 ГГц. Погрешность передачи размера единицы СПМШ связана с погрешностью эталонного НГШ и погрешностью компарирования, составляющими которой являются характеристики компаратора (чувствительность, стабильность коэффициента усиления, ширина полосы пропускания по промежуточной частоте), технические характеристики тракта (модулятор, аттенюатор, вентили), а также КСВН поверяемого генератора. Экспериментально и теоретически было показано, что включение волноводной линии между компаратором и ГГШ приводит к сглаживанию частотных характеристик при компарировании шумовых сигналов и к уменьшению погрешности из-за рассогласования почти на порядок, что является качественно новым достижением при аттестации волноводных мер СПМШ.

**Ключевые слова:** миллиметровый диапазон, волноводный генератор шума, компаратор, погрешность из-за рассогласования

---

Сравнение уровней шумовых сигналов от эталонного генератора шума и поверяемого [1,2] проводится с помощью высокочувствительных приёмников миллиметрового диапазона [3,4] (компараторов).

Как правило, поверяемые генераторы шума – это волноводные высокотемпературные газоразрядные генераторы шума, которые используются для исследования шумовых характеристик приёмников миллиметрового диапазона (коэффициент шума, флуктуационная чувствительность и др.). Погрешности передачи размера единицы шумового сигнала от эталонного генератора - поверяемому включают в себя [5] погрешность эталонного низкотемпературного генератора шума (НГШ),

погрешность компарирования и погрешности, связанные с рабочими характеристиками компаратора.

Разработанные в СВЧ диапазоне схемы и методы компарирования шумовых сигналов [6] основаны на предположении, что полоса пропускания измерительного приёмника по промежуточной частоте ( $\Delta F$ ) достаточно мала (5-20 МГц) и характеристики генераторов шума и компаратора в упомянутой полосе от частоты не зависят.

Для повышения чувствительности приёмники миллиметрового диапазона имеют расширенную полосу пропускания в канале усилителя промежуточной частоты (от 1 до 3 ГГц), и приём сигнала ведётся по зеркальному и основному каналам [7]. Расширение полосы промежуточной частоты компаратора может привести к дополнительной неопределённости погрешности из-за рассогласования, связанной с неравномерностью частотной характеристики в полосе УПЧ. В статье исследуются пути снижения составляющих погрешностей из-за рассогласования при компарировании шумовых сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн.

Мощность излучения волноводного теплового генератора шума, генерируется согласованной нагрузкой в полосе частот  $f, f + \Delta f$ , находящуюся при температуре  $T_{\text{изл}}$  отличной от температуры окружающей среды. При температуре излучателя  $T_{\text{изл}} > 80 \text{ К}$  и частотах до 200 ГГц мощность излучения вычисляется по формуле Релея – Джинса

$$P = kT\Delta f, \quad (1)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в Кельвинах;  $\Delta f$  – ширина полосы приёмника. Предполагается также, что спектральная плотность мощности шума  $P/\Delta f$  в полосе  $\Delta f$  распределена равномерно.

Мощность излучения газоразрядных, полупроводниковых и диодных генераторов шума оценивается эмпирически, т. е. методом сличения с мощностью излучения эталонного низкотемпературного генератора шума. В качестве излучателя в НГШ используется клиновидная нагрузка, охлаждаемая до температуры жидкого азота. Суммарная погрешность эталонных низкотемпературных НГШ не превышает 1%.

Сличение мощности высокотемпературных ГШ и НГШ проводится с помощью компаратора, который работает в линейном режиме, т. е. изменение мощности излучения на входе приёмника пропорционально изменению напряжения на выходе синхронного детектора. Предварительная калибровка радиометра проводится по схеме поочерёдного подключения эталонного НГШ с согласованной нагрузкой при комнатной температуре  $T_0$

$$P_0 = T_0 k \Delta f, \quad (2)$$

что будет соответствовать напряжению на выходе индикатора  $U_{0\text{ср.}}$  и эталонного НГШ с согласованной нагрузкой при температуре жидкого азота ( $T_{\text{изл.}} = 78,4 \text{ К}$ ). Среднее значение напряжения на выходном индикаторе приёмника будет пропорционально среднему значению избыточной мощности, т. е. разности  $U_{0\text{ср.}} - U_{\text{эт.ср}}$

$$\Delta P_{\text{изб.}} = P_{\text{изл.}} - P_0 = (T_{\text{н}} - T_0) k \Delta f = \xi |U_{0\text{ср.}} - U_{\text{эт.ср.}}|. \quad (3)$$

Здесь  $\xi$  – среднее значение коэффициент усиления приёмника в полосе  $\Delta f$ ;  $T_{\text{н}}$  – шумовая температура НГШ в сечении выходного фланца.

В модуляционных радиометрических приёмниках напряжение  $U_{0cp}$  на выходе синхронного детектора устанавливается на нулевом уровне. Уравнение (3) в этом случае примет вид

$$\Delta P_{изб.} = k(T_n - T_0) \Delta f = \xi U_{эт.ср.} \quad (4)$$

Шумовая температура  $T_n$  - расчётная величина и вычисляется по формуле

$$T_n = T_{изл.} \exp\left(-\int_0^L \alpha(x) dx\right) + \int_0^L \alpha(x) T(x) \exp\left(-\int_0^x \alpha(\xi) d\xi\right) dx, \quad (5)$$

где  $\alpha(x)$  – функция изменения затухания в тракте;  $T(x)$  – функция изменения температуры тракта от излучателя до выходного фланца;  $L$  – длина линии передачи. Первый член характеризует затухание излучателя, а второй описывает собственное излучение линии передачи.

При подключении поверяемого ГШ – напряжение на выходе синхронного детектора обозначим как  $U_{хср}$ . Тогда

$$\Delta P_{хср.} = k(T_x - T_0) \Delta f = \xi U_{хср.} \quad (6)$$

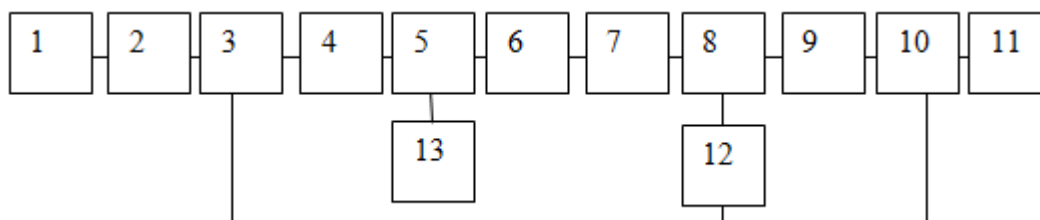
Отношение выражения (6) к выражению (4) является переходом от понятия избыточной шумовой мощности к избыточной шумовой температуре:

$$\Delta P_{хср.} / \Delta P_{изб.} = (T_x - T_0) / (T_n - T_0) = U_{хср.} / U_{эт.ср.} \quad (7)$$

Обозначив  $U_{хср.} / U_{эт.ср.} = \beta$ , получим окончательное выражение для численного расчёта шумовой температуры поверяемого генератора  $T_x$  без учёта рассогласования:

$$(T_x - T_0) = (T_n - T_0) \cdot \beta \quad (8)$$

Погрешность компарирования, прежде всего, связана с неидеальностью отражательных свойств таких элементов компаратора как вентили, модулятор, входное устройство приёмника, и отсутствием средств согласования в широкой полосе частот. Блок-схема радиометрического приёмника представлена на рис. 1



**Рис.1** Блок-схема радиометра

- |                          |                         |                    |
|--------------------------|-------------------------|--------------------|
| 1- образцовый аттенуатор | 6 – предварительный УПЧ | 10 - СД            |
| 2,4 – вентили            | 7 – УПЧ                 | 11 - индикатор     |
| 3 – модулятор            | 8 – переключатель       | 12 - Блок пит.мод. |
| 5 – смеситель            | 9 – УНЧ                 | 13-Гетеродин       |

Принцип работы одноканального модуляционного супергетеродинного приёмника миллиметрового диапазона отличается от обычных СВЧ приёмников тем, что в качестве усилителей промежуточной частоты используются малозумящие широкополосные СВЧ усилители с полосой усиления от 1,0 до 3ГГц. Для исключения нелинейности схема радиометра построена как индикатор постоянного уровня.

При подключении поверяемого ГШ с более высоким уровнем шума первоначальный уровень устанавливается поляризационным аттенуатором на входе компаратора. Погрешность аттестации аттенуаторов в диапазоне 37,5 – 178 ГГц (0,01 – 0,03) дБ, КСВН 1,03 – 1,05 в динамическом диапазоне 0 – 20 дБ. К недостаткам выбранной схемы следует отнести сравнительно большой уровень начального ослабления, которые вносят установленные на входе компаратора аттенуатор, вентили и модулятор. Рассмотрим прохождение сигнала от генератора шума на вход приёмника через пассивный четырёхполюсник (плоскости 1-1 и 2-2) (рис. 2).

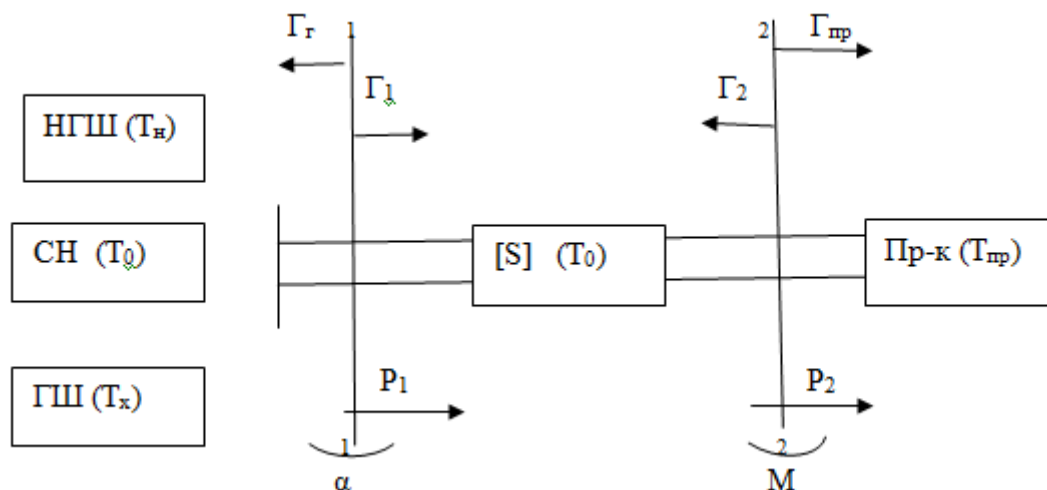


Рис. 2. Блок-схема компарирования

Генераторы шума и приёмник разделены условно плоскостями 1 -1 и 2 – 2, между которыми находится пассивный четырёхполюсник, характеризуемый матрицей рассеяния [S] и шумовой температурой T. Введём обозначения:

$T_0$  – шумовая температура согласованной нагрузки (СН)  $T_0 \approx 300$  К;

$T_n$  – эффективная шумовая температура НГШ ( $T_n \approx 80$  К)

$T_x$  – эффективная шумовая температура поверяемого ГШ

$T_{пр.}$  – шумовая температура приёмника (ПР)

T – шумовые температуры четырёхполюсника ( $T \approx 300$  К)

$\Gamma_0, \Gamma_n, \Gamma_x, \Gamma_{пр.}$  – соответствующие коэффициенты отражения СН, НГШ, ГШ, ПР.

$\Gamma_1, \Gamma_2$ , - коэффициенты отражения четырёхполюсника со стороны ГШ и приёмника,

$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$  – элементы матрицы рассеяния [S] четырёхполюсника.

Для линейных систем результирующая мощность на входе приёмника пропорциональна напряжению на выходе синхронного детектора. При последовательном подключении ко входу компаратора СН, НГШ и ГШ имеем систему уравнений

$$\begin{aligned} dU_0 &= M_0(f) [\alpha_0(f) (T_0 - T) + (T - T_{пр.})] k(f) df, \\ dU_n &= M_n(f) [\alpha_n(f) (T_n - T) + (T - T_{пр.})] k(f) df, \\ dU_x &= M_x(f) [\alpha_x(f) (T_x - T) + (T - T_{пр.})] k(f) df. \end{aligned} \quad (9)$$

Коэффициенты передачи по мощности через плоскость 1-1 при подключении НГШ и ГШ:

$$\alpha_H(f) = \frac{(1-|\Gamma_H|^2)|S_{21H}|^2}{(1-|\Gamma_{2H}|^2)|1-S_{11H}\Gamma_H|^2}, \alpha_X(f) = \frac{(1-|\Gamma_X|^2)|S_{21X}|^2}{(1-|\Gamma_{2X}|^2)|1-S_{11X}\Gamma_X|^2}. \quad (10)$$

Коэффициенты передачи мощности через плоскость 2-2 равны

$$M_H(f) = \frac{(1-|\Gamma_{2H}|^2)|1-\Gamma_{pp}|^2}{|1-\Gamma_{2H}\Gamma_{pp}|^2}, M_X(f) = \frac{(1-|\Gamma_{2X}|^2)|1-\Gamma_{pp}|^2}{|1-\Gamma_{2X}\Gamma_{pp}|^2}, \quad (11)$$

$$\Gamma_{2H} = S_{22} + \frac{S_{21}^* S_{12} \Gamma_H}{1-S_{11} \Gamma_H}, \Gamma_{2X} = S_{22} + \frac{S_{21}^* S_{12} \Gamma_X}{1-S_{11} \Gamma_X}, \quad (12)$$

где  $k(f)$  – нормированный коэффициент усиления, характеризующий амплитудно-частотную характеристику приёмника за плоскостью 2-2. Шумовую температуру четырёхполюсника полагаем равной  $T \approx T_0$ . Из системы уравнений (9) вычитываем из второго и третьего уравнения первое и определяем избыточную шумовую температуру поверяемого ГШ из отношения

$$\frac{U_H - U_0}{U_X - U_0} = \frac{(T_H - T_0) \int_f^{f+\Delta f} M_H \alpha_H K(f) df + (T_0 - T_{pp}) \int_f^{f+\Delta f} (M_H - M_0) K(f) df}{(T_X - T_0) \int_f^{f+\Delta f} M_X \alpha_X K(f) df + (T_0 - T_{pp}) \int_f^{f+\Delta f} (M_X - M_0) K(f) df}.$$

Последнее выражение можно упростить, если при подключении к компаратору согласованной нагрузки (СН) при  $T_0 \approx 300$  К среднее напряжение  $U_{0cp}$  на выходе синхронного детектора (СД) установить  $U_{0cp} \approx 0$ . При выполнении этих условий уравнение компарирования примет вид

$$T_X - T_0 = (T_H - T_0) \frac{U_X \int M_H \alpha_H k(f) df}{U_H \int M_X \alpha_X k(f) df}. \quad (13)$$

Интегрирование ведётся в полосе  $f, f+\Delta f$ . При выводе уравнения (13) сделано также предположение, что  $T_X$  и  $T_H$  в полосе  $f, f+\Delta f$  от частоты не зависят.

Из анализа уравнения (13) очевидно, что при передаче размера единицы СПМШ от эталонного НГШ к рабочей мере, возникают три основные составляющие погрешности:

- погрешность аттестации образцовых мер ( $\Delta T_H$  и  $\Delta T_0$ ),
- погрешность компаратора, как измерительного прибора с отсчётным устройством,
- погрешность из-за рассогласования, обусловленная неопределённостью фазовых соотношений при переотражениях.

Для анализа выражения (13) представим четырёхполюсник в развёрнутом виде (рис.3)

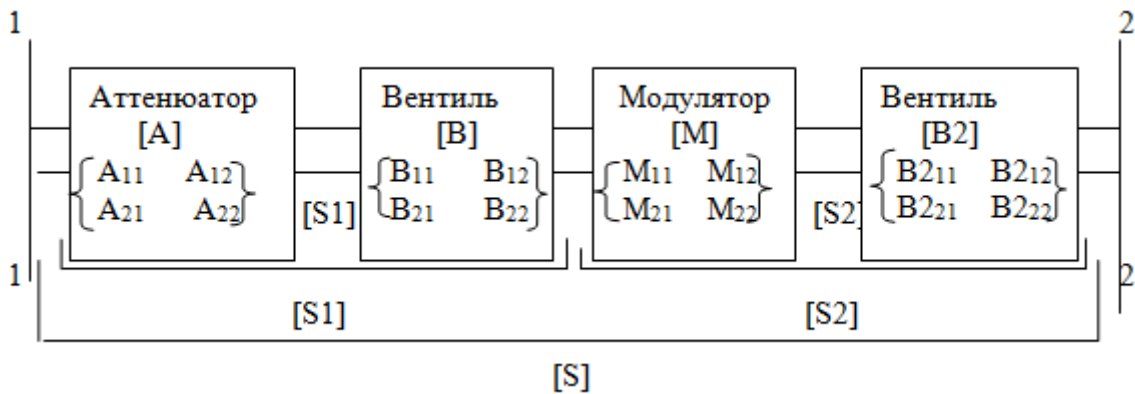


Рис. 3. Входная цепь компаратора

Исследуем вначале влияние рассогласования на результаты компарирования в предположении, что полоса  $\Delta F$  достаточно узкая и что все входящие в подынтегральное выражение коэффициенты от частоты не зависят.

Элементы матриц  $S_1$ ,  $S_2$  и  $S$  равны

$$S_1 = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}, \quad S_2 = \begin{vmatrix} S_{21} = M_{11} & S_{212} = 0 \\ S_{221} = M_{21} & S_{222} = 0 \end{vmatrix}, \quad S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Элементы матрицы  $S_1$  в развёрнутом виде определяют выражения

$$S_{11} = A_{11} + \frac{A_{12} * A_{21} * B_{11}}{1 - A_{22} * B_{11}}, \quad S_{12} = \frac{A_{12} * B_{12}}{1 - A_{22} * B_{11}}, \quad S_{21} = \frac{A_{21} * B_{21}}{1 - A_{22} * B_{11}},$$

$$S_{22} = B_{22} + \frac{A_{22} * B_{12} * B_{21}}{1 - A_{22} * B_{11}}. \quad (15)$$

Элементы матрицы  $S$ , выраженные через элементы матриц  $S_1$  и  $S_2$  имеют вид

$$S_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} * S_{21} * S_{211}}{1 - S_{122} * S_{211}}, \quad S_{12} = \frac{S_{12} * S_{212}}{1 - S_{122} * S_{211}}, \quad S_{21} = \frac{S_{21} * S_{221}}{1 - S_{122} * S_{211}},$$

$$S_{22} = \frac{S_{122} * S_{222} * S_{221}}{1 - S_{122} * S_{211}}. \quad (16)$$

Полученные выражения для параметров матрицы  $[S]$  следует подставить в (11), (12) и (13). Рассмотрим частные случаи.

1) Оба вентиля идеальные, тогда

$$B_{21} = 1, B_{11} = B_{22} = B_{12} = 0;$$

$$B_{21} = 1, B_{211} = B_{222} = B_{212} = 0;$$

$$S_{11} = A_{11}, S_{12} = 0, S_{21} = A_{21}, S_{22} = 0;$$

$$S_{11} = A_{11}, S_{12} = 0, S_{21} = 0, S_{22} = 0;$$

$$\Gamma_2 = 0, M_H = M_x = 1 - |\Gamma_{пр}|.$$

И уравнение компарирования принимает вид

$$T_x - T_0 = (T_0 - T_H) \frac{U_x(1 - |\Gamma_H|^2) |A_{21H}|^2}{U_H(1 - |\Gamma_x|^2) |A_{21x}|^2} \cdot \frac{|1 - \Gamma_x A_{11x}|^2}{|1 - \Gamma_H A_{11H}|^2}. \quad (17)$$

Разлагая последний множитель в (17) и отбрасывая члены второго порядка оценим погрешность из-за рассогласования по приближённой формуле

$$\Delta_{расс.} = 2(|\Gamma_x| |A_{11x}| + |\Gamma_H| |A_{11H}|). \quad (18)$$

Для  $\Gamma_x \approx \Gamma_H = 0,15$  и  $A_{11x} \approx A_{11H} = 0,1$ ,  $\delta_{расс.} \approx 6\%$

2) Первый вентиль не идеальный ( $B_{12} \approx 0$ ,  $B_{21} \approx 1$ )

Элементы матриц  $[S_1]$ ,  $[S_2]$  и  $[S]$  равны

$$S_{11} = A_{11} + \frac{A_{12} A_{21} B_{11}}{1 - A_{22} B_{11}}, \quad S_{12} = 0, \quad S_{21} = \frac{A_{21}}{1 - A_{22} B_{11}}, \quad S_{22} = B_{22}.$$

$$S_2 = \begin{vmatrix} S_{211} = M_{11} & S_{212} = 0 \\ S_{221} = M_{21} & S_{222} = 0 \end{vmatrix}.$$

Элементы матрицы [S]

$$S_{11} = A_{11} + \frac{A_{12} A_{21} B_{11}}{A_{22} B_{11}}, S_{12} = 0; S_{21} = \frac{A_{21} M_{21}}{(1-A_{22} B_{11})(1-S_{122} S_{211})}, S_{22} = 0,$$

где  $S_{122} \cdot S_{211} = B_{22} \cdot M_{11}$ .

Уравнение компарирования приводится к виду

$$T_x - T_0 = (T_H - T_0) \frac{U_x |A_{21H}|^2}{U_H |A_{21X}|^2} \cdot \frac{|1 - A_{22X} B_{11} - \Gamma_x A_{11} + \Gamma_x A_{12X} A_{21X} B_{11}|^2}{|1 - A_{22H} B_{11} - \Gamma_H A_{11} + \Gamma_x A_{12H} A_{21H} B_{11}|^2}. \quad (19)$$

Погрешность из-за рассогласования оценивается по формуле

$$\Delta_{\text{расс. max}} = 2 |2A_{22}B_{11} + \Gamma_x A_{11} + \Gamma_H A_{11} + \Gamma_H A_{11} + \Gamma_x A_{12X} A_{21X} B_{11} + \Gamma_H A_{12H} A_{21H} B_{11}|. \quad (20)$$

При  $\Gamma_H \approx \Gamma_x = 0,15$  и  $A_{11X} \approx A_{11H} \approx A_{22X} \approx A_{22H} = 0,1$   $\Delta_{\text{расс. max}} \approx 20\%$ .

Эта завышенная оценка погрешности рассогласования. Поскольку составляющие погрешности из-за рассогласования величины одного порядка и достаточно малы, то их можно было суммировать как случайные погрешности. В этом случае  $\Delta_{\text{расс.}}$  не превышало бы  $8 \div 10\%$ , и, если учесть, что у поляризационного аттенюатора параметр  $A_{11}$  существенно лучше, чем  $B_{11}$  у вентиля, то неидеальность вентиля сведётся к тому, что (20) перейдёт в (18), где  $A_{11X}$  и  $A_{11H}$  следует заменить на  $B_{11}$ .

В рассмотренной структурной схеме компаратора (рис. 2) четырёхполюсник, характеризуемый матрицей рассеяния [S], представим как волноводную линию длиной L, где  $|S_{11}| = |S_{22}| = 0$ ;  $|S_{12X}| = |S_{21X}| = |A_{21X}|$  и  $|S_{12H}| = |S_{21H}| = |A_{21H}|$  соответствуют подключению ГШ и НГШ. Полагаем также, что  $A_{21X}$  и  $A_{21H}$  от частоты не зависят, а зависимость модулей коэффициентов отражения входа компаратора  $|\Gamma(f)|$ , компарируемых ГШ  $|\Gamma_x(f)|$ ,  $|\Gamma_H(f)|$  и коэффициента  $k(f)$  от частоты в полосе  $\Delta f$  известны. Уравнение компарирования в этом случае примет вид:

$$T_x - T_0 = (T_H - T_0) \frac{U_x |A_{21H}|^2}{U_H |A_{21X}|^2} \left( J - \frac{J_H}{J_x} \right), \quad (21)$$

$$\text{где } J_H = \int_f^{f+\Delta f} \frac{k(f)(1-|\Gamma_H(f)|^2)}{[1+|\Gamma_H(f)||\Gamma(f)|\cos(\frac{4\pi Lf}{c} + \varphi_H)]^2} df, \quad (22)$$

$$J_x = \int_f^{f+\Delta f} \frac{k(f)(1-|\Gamma_x(f)|^2)}{[1+|\Gamma_x(f)||\Gamma(f)|\cos(\frac{4\pi Lf}{c} + \varphi_x)]^2} df. \quad (23)$$

Здесь «с» скорость света; L – длина волноводной линии;  $\varphi_x$  и  $\varphi_H$  – начальные фазы.

Полагая в (22) и (23)  $\varphi_H = \varphi_x = 0$ , погрешность из-за рассогласования с точностью до членов  $|\Gamma_H(f)|^2 |\Gamma(f)|^2$ ,  $|\Gamma_x(f)|^2 |\Gamma(f)|^2$  можно представить как

$$\Delta_{\text{расс.}} = (T_H - T_0) \frac{U_x |A_{21H}|^2}{U_H |A_{21X}|^2} \left( J - \frac{J_H}{J_x} \right), \quad (24)$$

$$\text{где } J = \frac{\int_{\Delta f} k(f)(1-|\Gamma_H(f)|^2)df}{\int_{\Delta f} k(f)(1-|\Gamma_H(f)|^2)df}. \quad (25)$$

Оценка погрешности рассогласования в виду неопределённости фазовых соотношений проводится по максимуму. Рассмотрим частные случаи.

1) Модули коэффициентов отражения  $|\Gamma_x(f)|$ ,  $|\Gamma_H(f)|$ ,  $|\Gamma(f)|$  слабо зависят от частоты и их можно заменить средними значениями в полосе  $\Delta F$  -  $|\Gamma_{xcp.}|$ ,  $|\Gamma_{ncp.}|$ ,  $|\Gamma_{cp.}|$ , коэффициент  $k(f) = 1$ .

В этом случае в выражении (24)  $J$ ,  $J_H$  и  $J_x$  упростятся и, преобразуя их, как это было сделано в [8, 9,10], получим выражения для оценки погрешности рассогласования с учётом ширины полосы пропускания и  $\Delta f$  и длины тракта  $L$  (рис. 3):

$$\Delta_{\text{расс.}} = W \cdot \frac{1-|\Gamma_{ncp.}|^2}{1-|\Gamma_{xcp.}|^2} \cdot \left(1 - \frac{1+2|\Gamma_{ncp.}||\Gamma_{cp.}|\sin\left(\frac{2\pi L\Delta F}{c}\right)\cos\left(\frac{2\pi f_0 L}{c}\right)}{1-2|\Gamma_{xcp.}||\Gamma_{cp.}|\sin\left(\frac{2\pi L\Delta F}{c}\right)\cos\left(\frac{2\pi f_0 L}{c}\right)}\right), \quad (26)$$

где  $W = (T_H - T_0) \cdot \frac{U_x |A_{21H}|^2}{U_H |A_{21x}|^2}$ .

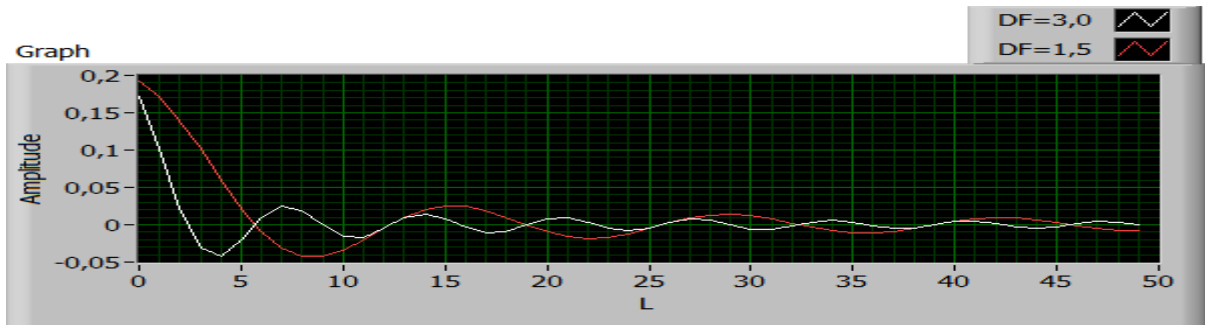


Рис. 3. Зависимость  $\Delta_{\text{расс.}}$  от длины тракта  $L$ [см] для  $\Delta F=1.0$  ГГц и  $\Delta F=3$  ГГц.

Аргумент синуса приводит к так называемым «нулям интерференции», на рис. 3 также видно, что при увеличении полосы  $\Delta F$  нули интерференции смещаются к началу координат. Имея данные для средних значений  $|\Gamma_{xcp.}|$ ,  $|\Gamma_{ncp.}|$ ,  $|\Gamma_{cp.}|$  и  $\Delta F$ , можно выбором длины волноводной линии минимизировать погрешность из-за рассогласования.

2) Модули  $|\Gamma_x|$ ,  $|\Gamma_H|$ ,  $|\Gamma|$  зависят от частоты в полосе  $\Delta F$ ,  $\cos(4\pi Lf_0/c)$  в полосе  $\Delta F$  принимаем равным единице. Интегралы в (24) представляем в виде сумм. Полосу  $\Delta F$  разбиваем на  $n \cdot \Delta f$  полос так, чтобы внутри полосы  $\Delta f$   $|\Gamma_{xi}|$ ,  $|\Gamma_{ni}|$ ,  $|\Gamma_i|$  и  $k_i(f)$  от частоты не зависели:

$$\Delta_{\text{расс.}} = W \left[ \frac{\sum_{i=1}^n k_i (1-|\Gamma_{ni}|^2)}{\sum_{i=1}^n k_i (1-|\Gamma_{xi}|^2)} - \frac{\sum_{i=1}^n \frac{k_i (1-|\Gamma_{ni}|^2)}{(1-|\Gamma_{ni}||\Gamma_i|)^2}}{\sum_{i=1}^n \frac{k_i (1-|\Gamma_{xi}|^2)}{(1-|\Gamma_{xi}||\Gamma_i|)^2}} \right]. \quad (27)$$



Это выражение представляет интерес для случая, когда полоса  $\Delta F$  мала, но частотные характеристики  $|\Gamma_x(f)|$ ,  $|\Gamma_n(f)|$ ,  $|\Gamma(f)|$  внутри этой полосы сильно изрезаны и эффект уменьшения рассогласования может быть достигнут за счёт усреднения  $|\Gamma_x(f)|$ ,  $|\Gamma_n(f)|$ ,  $|\Gamma(f)|$  и  $k(f)$ .

3) Общий случай.

Модули фазы коэффициентов отражения образцового и поверяемого генератора и входа компаратора зависят от частоты в полосе  $\Delta F$ . Погрешность из-за рассогласования находим из выражения (24). По существу задача сводится к численному интегрированию выражений (22), (23), (25). Интегралы (22), (23), (25) соответственно преобразуются к виду

$$I = \frac{\sum_{i=1}^n k_i (1 - |\Gamma_{ni}|^2)}{\sum_{i=1}^n k_i (1 - |\Gamma_{xi}|^2)}, \quad (28)$$

$$I_n = \sum_{i=1}^n k_i (1 - |\Gamma_{ni}|^2) \left[ 1 + 2|\Gamma_{ni}| |\Gamma_i| \frac{\sin(2\pi L \Delta f_i / c)}{2\pi L \Delta f_i / c} \cos\left(\frac{4\pi L}{c} \left(f_i + \frac{2i-1}{2} \Delta f_i\right)\right) \right], \quad (29)$$

$$I_x = \sum_{i=1}^n k_i (1 - |\Gamma_{xi}|^2) \left[ 1 - 2|\Gamma_{xi}| |\Gamma_i| \frac{\sin(2\pi L \Delta f_i / c)}{2\pi L \Delta f_i / c} \cos\left(\frac{4\pi L}{c} \left(f_i + \frac{2i-1}{2} \Delta f_i\right)\right) \right], \quad (30)$$

где  $f_i$  – нижняя граница полосы  $\Delta f$ ;  $i$  – порядковый номер интервала.

Подставляя (28), (29), (30) в (24), получим выражение для оценки погрешности рассогласования:

$$\Delta_{\text{расс.}} = W(I - I_n / I_x). \quad (31)$$

Вывод аналитических выражений для расчёта погрешности из-за рассогласования позволяет провести численную оценку этой погрешности с учётом ширины полосы пропускания в канале УПЧ и длины тракта  $L$ .

Расчёт погрешности из-за рассогласования проводился по следующей схеме.

1) На панорамном измерителе с развёрткой диаграмм на двухкоординатном самописце были сняты зависимости КСВН компарируемых ГШ и входа компаратора от частоты в диапазоне частот волноводов 1,6 x 0,8 мм и 2,4 x 1,2 мм.

2) В состав компарируемых ГШ входят газоразрядный ГШ в волноводном сечении 1,6 x 0,8 мм и газоразрядный ГШ в волноводном сечении 2,4 x 1,2 мм.

3) Амплитудно-частотная характеристика компаратора снималась по блок-схеме, представленной на рис. 4

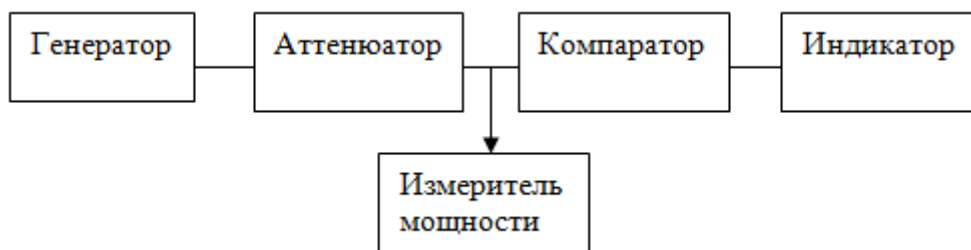


Рис. 4. Блок-схема измерения  $k(f)$  компаратора

Сигнал от генератора подаётся на вход компаратора через направленный ответвитель и аттенюатор. Мощность на выходе генератора поддерживалась постоянной и контролировалась измерителем мощности, подключённого к одному из плеч направленного аттенюатора. Характеристики  $k(f)$  снимались для двух типов УПЧ с «широкой» и «узкой» полосой пропускания по промежуточной полосе. На рис. 5 приведена зависимость  $k(f)$  в «широкой» полосе  $\Delta F \approx 3$  ГГц. Измерения проводились через каждые  $\Delta f_i = 100$  МГц, в предположении, что «внутри»  $\Delta f_i$  характеристики  $|\Gamma_{xi}|$ ,  $|\Gamma_{ni}|$ ,  $|\Gamma_i|$  и  $k_i(f)$  от частоты не зависят.



Рис. 5. Зависимость  $k(f)$  в «широкой» полосе частот

На рис. 6 приводится график зависимости  $k(f)$  в «узкой» полосе УПЧ  $\Delta F \approx 1$  ГГц. Измерения проводились через каждые  $\Delta f_i = 50$  МГц в предположении, что «внутри»  $\Delta f_i$  характеристики  $|\Gamma_{xi}|$ ,  $|\Gamma_{ni}|$ ,  $|\Gamma_i|$  и  $k_i(f)$  от частоты не зависят.

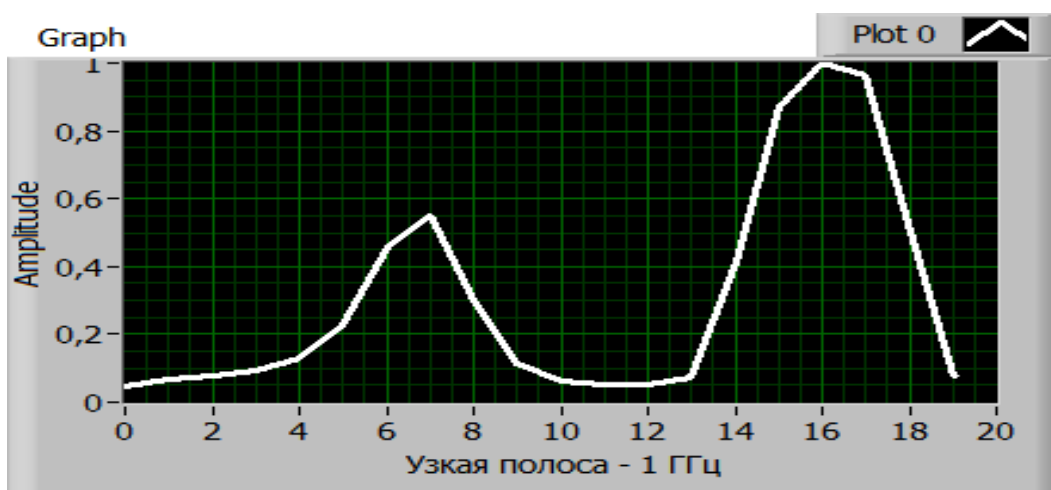


Рис. 6. Зависимость  $k(f)$  в узкой полосе частот

Анализ результатов численного расчёта погрешности из-за рассогласования приводится в таблицах 1 - 3.

**Таблица 1.** Погрешность  $\Delta_{\text{расс}}$  рассчитывается по формуле (26).

$\Gamma_1, \Gamma_x$ и $\Gamma_n$ в полосе частот $\Delta F$ выбраны максимальные			$\Delta_{\text{расс}} [\%]$	
			Сеч. 2,4 x 1,2 мм ГШ x	Сеч. 1,6 x 0,8 мм ГШ x
$\Delta F$ «узкая»	$k(f) = 1$	$L = 0$	2,3	2,5
	$k(f) \neq 1$	$L \geq 10 \text{ cm}$	0,8	1,1
$\Delta F$ «широкая»	$k(f) = 1$	$L = 0$	2,8	4,5
	$k(f) \neq 1$	$L \geq 0$	0,6	1,0

**Таблица 2.** Погрешность из-за рассогласования рассчитывается по формуле (27)

Полоса $\Delta F$		$\Delta_{\text{расс}} [\%]$	
		Сеч. 2,4 x 1,2 мм ГШ x	Сеч. 1,6 x 0,8 мм ГШ x
$\Delta F$ «узкая»	$k(f) = 1$	1,2	1,9
	$k(f) \neq 1$	1,3	1,8
$\Delta F$ «широкая»	$k(f) = 1$	1,2	2,5
	$k(f) \neq 1$	1,1	2,3

**Таблица 3.** Погрешность из-за рассогласования, рассчитанная для общего случая

Полоса $\Delta F$			$\Delta_{\text{расс}} [\%]$	
			Сеч. 2,4 x 1,2 мм ГШ x	Сеч. 1,6 x 0,8 мм ГШ x
$\Delta F$ «узкая»	$k(f) = 1$	$L \geq 10 \text{ cm}$	0,3	0,7
	$k(f) \neq 1$		0,6	0,7
$\Delta F$ «широкая»	$k(f) = 1$			
	$k(f) \neq 1$			

Численные значения погрешности рассогласования  $\Delta_{\text{расс}}(L)$ , рассчитанные по формуле (26) следует рассматривать как верхнюю границу оценки погрешности из-за рассогласования. При этом оценка  $\Delta_{\text{расс}}(L)$  по формуле (31) будет тем ближе к рассчитанной по формуле (26), чем меньше частотная неравномерность  $|\Gamma_x(f)|$ ,  $|\Gamma_n(f)|$ ,  $|\Gamma(f)|$ . Следует также отметить, что «сглаживание» частотной характеристики приводит к уменьшению влияния  $k(f)$ .

Погрешность из-за рассогласования при компарировании шумовых сигналов с расширением полосы пропускания компаратора  $\Delta F$  и увеличение длины входного

волноводного тракта может быть уменьшена на порядок (от 6% до 0,6%) и более по сравнению с максимальной оценкой по (18).

### Список литературы

1. Менон З. С., Олбог Н. П. Охлаждённые нагрузки в качестве эталонных источников шума миллиметрового диапазона // ТИИЭР. – 1966. – т. 54. - № 10. – С. 306 – 307.
2. Петросян О. Г. Об оценке шумовой температуры газоразрядных генераторов шума в диапазоне частот 90 – 150 ГГц. – Тезисы докладов / 6-ая Всесоюзная научно-техническая конференция «Метрология в радиоэлектронике». – 16 – 18 октября 1984 г.
3. Краус Дж. Д. Радиоастрономия. – М. :Советское радио. – 1973. – 456 с.
4. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. А. Радиотелескопы и радиометры. М. - : Наука. – 1972. – 416 с.
5. Петросян О. Г. Саргсян М. В. Компьютерное моделирование метрологических характеристик эталонных средств измерения //Измерительная техника. – 2001. – № 8. - С. 3-6.
6. Холодилов Н. Н. Об интерференции шумовых сигналов в регулярной линии передач //Техника средств связи / серия: Измерительная техника. – 1985.- В.8. – С. 5 – 9.
7. Троицкий В. С. Флуктуации в нагруженной линии // Журнал теоретической физики. – 1955. – В. 8. – С.5 – 9.
8. Петросян О. Г. О влиянии температурной зависимости коэффициента затухания на погрешность аттестации волноводных генераторов шума // Измерительная техника. – 1982. - № 11. – С. 59 – 60.
9. Петросян О. Г., Адерихин В. И., Абрамова О. С. Низкотемпературный генератор шума миллиметрового диапазона //Измерительная техника. – 1984. - № 11. С. – 54-55.
10. Петросян О. Г. Анализ и прогнозирование метрологических характеристик измерительного комплекса // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2005. - № 2. – С. 49 – 56.

## Comparison of Noise Signals in Millimeter Wavelength Range

O.G. Petrosjan<sup>1,\*</sup>, M.V. Sargsjan<sup>2</sup>

[\\*ogp.41@mail.ru](mailto:ogp.41@mail.ru)

<sup>1</sup>Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

<sup>2</sup>All-Russian Scientific Research Institute of Physico-Technical and Radio Engineering Measurements, Mendeleevo, Russia

---

**Keywords:** millimeter wavelength diapason, waveguide noise generator, comparator, error due to inconcordance

---

The article describes the relevant problems of in-concordance arising when a unit size of the spectral power density of noise radiation (SPDNR) is transmitted from the reference source to the verifiable source of electromagnetic noise radiation (gas-discharge noise generators, avalanche-transit-time diode noise generators).

The reference source of the noise radiation is a waveguide low-temperature noise generator (LNG) and verifiable noise generators (NG) are high-temperature gas-discharge noise generators, which are commonly used for the experimental evaluation of the noise characteristics of mm-wave receivers.

The error of transmitting SPDNR unit size is related to the error of the reference LNG and the calibration error, the components of which are characteristics of the comparator (sensitivity, gain stability, intermediate frequency bandwidth), tract performance specifications (modulator, attenuator, valves) as well as the VSWR of a verified generator.

Developed in the microwave range methods of comparison are based on the fact that the comparator intermediate frequency bandwidth is sufficiently narrow (60 MHz). This allows us to use a variety of matching devices in transmitting the SPDNR unit size and thus significantly reduce the influence of the in-concordance error sources and thus reduce errors due to in-concordance.

To increase the fluctuation sensitivity when receiving a signal from the LNG the mm-wave radiometric comparators use low-noise wide-band amplifiers of intermediate frequency with a bandwidth  $\Delta F$  of 0.5 to 3 GHz, and the reception signal is carried by the main and mirror channels.

The paper, for the first time, theoretically analyses the transmission of a broadband noise signal from the generator to the receiver through the passive four-pole, which includes an attenuator, a modulator, and two valves to block the modulator input and output. In the considered structural diagram of comparison the four-pole is represented as a waveguide line of length  $L$

and characterized by the scattering matrix  $|S|$ . Decreasing in-concordance errors with increasing length of the waveguide line has been experimentally proved. We investigate the particular cases:

- 1) Both valves are ideal;
- 2) The first valve is imperfect;
- 3) Modules of reflection coefficients are weakly dependent on the frequency and in the bandwidth can be replaced by average values;
- 4) Modules of reflection coefficients depend on the frequency in the band  $\Delta F$ . Integration in the frequency band is replaced by summing up.

Due to ambiguity of phase relationships the in-concordance error evaluation is on the maximum scale.

Analysed results of numerically calculated errors due to in-concordance for various cases are shown in tables. The in-concordance error evaluation as a function of the tract length  $L$  is the nearer to the calculated one, the less is the frequency ripple of the reflection coefficient modules.

Using the waveguide lines between the comparator and the NG leads to the smoothing frequency characteristics during noise signal comparison, and to reducing the errors due to in-concordance almost by an order of magnitude. This is a qualitatively new achievement for certification of the waveguide measures of SPDNR.

## References

1. Menon Z.S., Olbog N. P. Cooled loads as mm-band reference noise sources. *TIER - Institute of Electrical and Electronics Engineers Proceedings*, 1966, vol. 54, no. 10, pp. 306 – 307. (in Russian).
2. Petrosyan O.G. [Noise temperature evaluation for gas-discharge generators in 90-150 GHz frequency band]. *6-aya Vsesoyuznaya nauchno-tehnicheskaya konferentsiya "Metrologiya v radioelektronike. Theses."* [6<sup>th</sup> all-union sci.-tech. conf. "Metrology in radio electronics"], October 16–18, 1984. (in Russian).
3. Kraus Dzh.D. *Radioastronomiya* [Radioastronomy]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1973. 456 p. (in Russian).
4. Esepkina N.A., Korol'kov D.V., Pariyskiy Yu.A. *Radioteleskopy i radiometry* [Radio-telescopes and radiometry]. Moscow, Nauka Publ., 1972. 416 p. (in Russian).
5. Petrosyan O.G. Sargsyan M.V. Computer modeling of metrological performance for reference devices. *Izmeritel'naya tekhnika = Measurement Techniques*, 2001, no. 8, pp. 3-6. (in Russian).
6. Kholodilov N. N. About noise signal interference in regular transmission line. *Tekhnika sredstv svyazi. Ser. Izmeritel'naya tekhnika*, 1985, vol. 8, pp. 5-9. (in Russian).
7. Troitskiy V.S. Loaded line fluctuations. *Zhurnal teoreticheskoy fiziki*, 1955, vol. 8, pp. 5-9. (in Russian).

8. Petrosyan O.G. Attenuation coefficient temperature dependence affecting on certification accuracy of wave noise generators. *Izmeritel'naya tekhnika = Measurement Technique*, 1982, no. 11, pp. 59 – 60. (in Russian).
9. Petrosyan O.G., Aderikhin V.I., Abramova O.S. Mm-band low-temperature noise generator. *Izmeritel'naya tekhnika = Measurement Technique*, 1984, no. 11, pp. 54-55. (in Russian).
10. Petrosyan O.G. Analysis and prediction of metrological characteristics of measurement complex. *Vestnik MGTU im. N. E. Baumana. Ser. «Priborostroenie» = Series Instrument Engineering*, 2005, no. 2, pp. 49 – 56. (in Russian).