

Н.Н. Ворсин

канд. физ.-мат. наук, доц. каф. физики

Брестского государственного технического университета

МНОГОПРИЕМНИКОВЫЕ СВЧ-РАДИОМЕТРЫ

Предложена структура многоприемникового СВЧ-радиометра и решена задача определения его чувствительности. Показано, что при существующем уровне радиоэлектроники многоприемниковое построение радиометров является целесообразным по соображениям достижения их максимальной чувствительности и надежности.

Традиционно в качестве чувствительности СВЧ радиометра принимается среднеквадратичное значение флуктуаций его выходного сигнала, приведенное к антенному входу и выраженное в градусах шумовой температуры [1]. Чувствительность является важнейшей характеристикой радиометра и определяется, главным образом, шумовыми параметрами используемого в нем СВЧ-приемника.

Приемником мы считаем селективный СВЧ-усилитель с квадратичным детектором на выходе. В случае идеально стабильного приемника, коэффициент передачи и другие параметры которого строго постоянны, реализуется наилучшая чувствительность, определяемая простой формулой [1]:

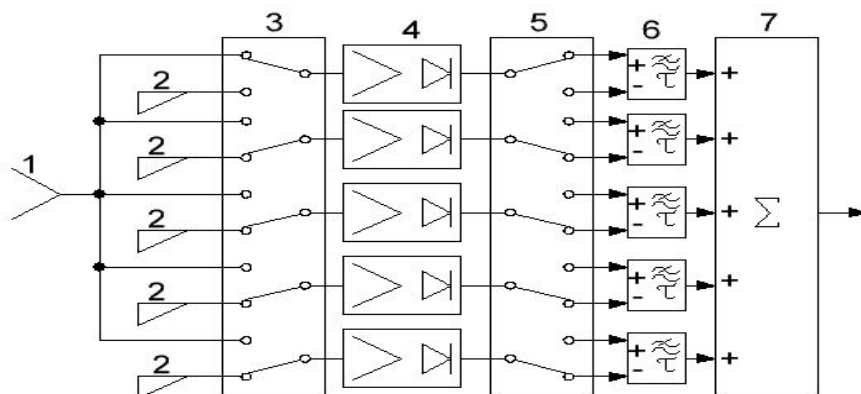
$$\Delta T_0 = \frac{T_{ш}}{\sqrt{2\Delta f_{вч}\tau}}, \quad (1)$$

где $T_{ш}$ – суммарная шумовая температура приемника, входного устройства и антенны, $\Delta f_{вч}$ – радиометрическая полоса пропускания приемника, τ – постоянная времени накопительного фильтра, который для простоты принимается в виде однозвенной интегрирующей RC-цепочки.

Однако на практике идеально стабильных приемников не существует. Флуктуации коэффициента передачи приемника приводят к появлению на выходе радиометра дополнительных флуктуаций сигнала, что очень сильно ухудшает чувствительность и вынуждает принимать меры для ослабления этого ухудшения. Одной из самых действенных мер стал модуляционный метод приема, который в том или ином виде используется во всех создаваемых на практике СВЧ-радиометрах. Суть его состоит в том, что через приемник с периодическим разделением по времени пропускаются два сигнала. Один из них – полезный принимаемый антенной сигнал, а другой – эталонный сигнал радиояркости, создаваемый тем или иным генератором шума со стабильной и известной шумовой температурой. Соответствующие им выходные сигналы приемника вычитаются друг из друга, образуя выходной сигнал радиометра. Период коммутации сигналов выбирается настолько малым, что в течение его параметры приемника не успевают заметно измениться. Следовательно, при вычитании выходных сигналов приемника продукты флуктуации его параметров, будучи одинаковыми в обоих сигналах, уничтожаются, и влияние их на чувствительность пропадет.

Однако эта мера все же ухудшает чувствительность за счет действия двух факторов: а) потери времени приема полезного сигнала и б) добавления шума в сигнальный тракт при вычитании сигналов. Каждый из этих факторов ухудшает чувствительность в $\sqrt{2}$ раз. В результате в числителе (1) появляется двойка, выражающая т.н. методический проигрыш в чувствительности.

Возможность уменьшения «методического проигрыша» вытекает из осознания его причин. Первая из них – потеря времени приема – устраняется применением в составе радиометра двух приемников, входы которых коммутируются в противофазе, так что один из них в любой момент времени подключен к антенне. Эта мера уменьшает методический проигрыш в $\sqrt{2}$ раз, но популярностью до последнего времени не пользовалась. Дело в том, что СВЧ-приемник является основной, часто уникальной частью радиометра, и удвоение числа приемников считалось неоправданным. Кроме того, усложняется входной СВЧ-коммутатор.



1 – антенна, 2 – источники эталонных сигналов, 3 – СВЧ-коммутатор, 4 – СВЧ-приемники, 5 – НЧ-коммутатор, 6 – сумматоры-накопители канальных сигналов, 7 – выходной сумматор

Рисунок. – Структура многоприемникового радиометра

Ситуация изменилась в последнее время в связи с появлением общедоступных маломощных СВЧ-приемников и коммутаторов в виде интегральных или гибридных микросхем, например, [2; 3]. Это дает возможность без существенных затрат увеличивать число приемников в составе радиометра и за счет этого уменьшить «методический проигрыш» почти до его исчезновения. Идея заключается в том, чтобы, имея множество приемников, не только не потерять время приема антенного сигнала, но также уменьшить шумовой вклад эталонных сигналов в выходной продукт радиометра. Это возможно, поскольку каждый из приёмников может быть снабжён собственным источником эталонного сигнала и использовать его без потери времени. В [4] описывается 6-приемниковый радиометр и приводится формула чувствительности, которая, по нашему мнению, является неверной. В связи с этим ниже рассматривается задача определения чувствительности многоприемникового СВЧ-радиометра.

Структурная схема N -приемникового радиометра для $N = 5$ показана на рисунке. В течение периода коммутации t_0 каждый из приемников на время $t_1 = t_0/N$ поочередно подключается входом к антенне 1, а выходом – к накопительному фильтру 6. Остальное время $t_2 = t_0(1 - 1/N)$ приемник подключен к источнику своего эталонного сигнала 2 и накапливает его со знаком минус в том же фильтре 6. Затем выходные сигналы накопительных фильтров складываются в сумматоре 7, образуя выходной сигнал радиометра. Поскольку послеприемниковая обработка сигналов состоит только из линейных операций, возможны иные комбинирования узлов, дающие тот же результат. В показанном на рисунке варианте многоприемниковый радиометр разделен на отдельные радиометрические каналы, работающие с т.н. несимметричной модуляцией [5]. Сложение канальных сигналов в выходном сумматоре 7 приведет к увеличению мощности шума

в выходном сигнале в N раз, так как каналные шумы взаимно не коррелированы, и одновременно увеличит мощность полезного сигнала, идущего от общей антенны, в N^2 раз. В результате отношение сигнал/шум возрастет в N раз, что означает улучшение чувствительности радиометра.

Для оценки этого улучшения рассмотрим отдельно один из каналов с накопительным фильтром и определим параметры его выходного сигнала. Период коммутации t_0 включает в себя неодинаковые времена приема антенного сигнала t_1 и компенсирующего сигнала t_2 . Сигнал на выходе канального накопителя (во временном представлении) определяется следующим выражением:

$$S(t) = \int_0^{\infty} \{ [T_1 G(t-\theta) + n_1(t-\theta)] M_1(t-\theta) H_1(\theta) - [T_2 G(t-\theta) + n_2(t-\theta)] M_2(t-\theta) H_2(\theta) \} d\theta. \quad (2)$$

В (2) T_1 и T_2 – суммы шумовой температуры приемника соответственно с шумовой температурой антенны и эталонного ГШ; G – коэффициент передачи приемника, равный отношению постоянной составляющей его выходного сигнала к шумовой температуре входного сигнала, включающего и собственный шум приемника; $n(t)$ – шумовой компонент выходного сигнала приемника, обусловленный шумовым характером принимаемых сигналов; $M_1(t)$ и $M_2(t)$ – функции модуляции сигнала (в течение временных интервалов приема антенного сигнала t_1 $M_1 = 1$, $M_2 = 0$, в течение же интервалов приема компенсирующего сигнала t_2 $M_1 = 0$, $M_2 = 1$); $H_1(\theta)$ и $H_2(\theta)$ – импульсные характеристики накопительного фильтра б для антенного и компенсирующего сигналов.

Для разделения постоянного и флуктуационного компонентов выходного сигнала представим коэффициент передачи приемника в виде суммы среднего значения G_0 и флуктуирующей части $g(t)$ с нулевым средним. При этом постоянная составляющая выходного сигнала выделится из (2) в следующем виде:

$$S_1 = G_0 T_1 \int_0^{\infty} M_1(t-\theta) H_1(\theta) d\theta - G_0 T_2 \int_0^{\infty} M_2(t-\theta) H_2(\theta) d\theta. \quad (3)$$

Поскольку постоянная времени накопительного фильтра существенно больше периода коммутации (периода функций M_1 и M_2), можно вместо M_1 и M_2 записать их средние значения. Тогда

$$S_1 = G_0 T_1 \frac{t_1}{t_0} \int_0^{\infty} H_1(\theta) d\theta - G_0 T_2 \frac{t_2}{t_0} \int_0^{\infty} H_2(\theta) d\theta. \quad (4)$$

Принцип компенсации вклада в S_1 сигнала собственного шума приемника требует равенства коэффициентов при T_1 и T_2 в (4). Следовательно, если принять в качестве накопительного фильтра однозвенный резистивно-емкостный ФНЧ с постоянной времени τ , импульсные характеристики $H(\theta)$ следует записать в виде:

$$H_1(\theta) = \frac{t_0}{t_1} \frac{1}{\tau} e^{-\frac{\theta}{\tau}}, \quad H_2(\theta) = \frac{t_0}{t_2} \frac{1}{\tau} e^{-\frac{\theta}{\tau}}. \quad (5)$$

Тогда получим

$$S_1 = G_0 (T_1 - T_2). \quad (6)$$

Согласно структурной схеме (рисунок) сигналы канальных накопителей складываются, образуя выходной сигнал радиометра $S_{\text{вых}}$. Полагая для простоты все каналы одинаковыми, получим

$$S_{\text{вых}} = N S_1 = N G_0 (T_1 - T_2). \quad (7)$$

Флуктуационная часть выходного сигнала радиометрического канала определится из (2) заменой $G(t)$ на $g(t)$. При вычислении σ^2 – дисперсии флуктуационной части – учтем статистическую независимость флуктуаций $g(t)$, $n_1(t)$, $n_2(t)$, а также тот факт,

что время корреляции $n(t)$, определяемое полосой пропускания СВЧ тракта приемника, существенно меньше периода коммутации. Вследствие этого $n_1(t)$ и $n_2(t)$ некоррелированы между собой. С учетом этих упрощений получим:

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^2 \left[\int_0^\infty \int_0^\infty \overline{n_i(t-\theta)n_i(t-\theta')} M_i(t-\theta) M_i(t-\theta') H_i(\theta) H_i(\theta') d\theta d\theta' \right] + \sum_{i,j=1}^2 \left[\int_0^\infty \int_0^\infty \overline{g(t-\theta)g(t-\theta')} T_i T_j M_i(t-\theta) M_j(t-\theta') H_i(\theta) H_j(\theta') d\theta d\theta' \right]. \quad (8)$$

Автокорреляционную функцию шума $n(t)$ в сравнение с $M(t)$ и $H(t)$ можно считать дельта-функцией с интегральным значением $\overline{n_{1,2}^2} \Delta t_{\text{кор}}$,

где $\overline{n_{1,2}^2} = 2G_0^2 T_{1,2}^2$, а $\Delta t_{\text{кор}} = 1/\Delta f_{\text{вч}}$. С учетом этого первая сумма в (8) будет равна

$$\sigma_1^2 = G_0^2 \left(\frac{T_1^2}{2\Delta f_{\text{вч}} \tau} \frac{t_0}{t_1} - \frac{T_2^2}{2\Delta f_{\text{вч}} \tau} \frac{t_0}{t_2} \right). \quad (9)$$

Для вычисления второй суммы из (8) необходимо конкретизировать характер флуктуаций коэффициента передачи приемника. Известно, что спектр некоторых процессов, в том числе изменение коэффициента передачи электронных устройств, имеет характер $1/f$ (розовый шум). Однако для конечного времени использования устройства функцию спектральной плотности можно аппроксимировать менее экзотической зависимостью. Примем статистику $g(t)$ неизменной во времени, нормальной с экспоненциальной автокорреляционной функцией:

$$\overline{gg_\tau} = \sigma_g^2 e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}.$$

Такая аппроксимация правдоподобно отражает поведение передаточных характеристик усилительных устройств и позволяет получить компактные соотношения. После подстановки $\overline{gg_\tau}$ в (8) и весьма громоздких, но очевидных вычислений будем иметь

$$\sigma_2^2 = \sigma_g^2 \left\{ \left[\tau_0 \frac{(T_1 - T_2)^2}{\tau + \tau_0} \right] + \left[\frac{T_1^2 t_2^2 + T_2^2 t_1^2 + 6T_1 T_2 t_1 t_2}{12\tau \tau_0} \right] \right\}. \quad (10)$$

В данном выражении квадратными скобками выделено два слагаемых. Первое из них не зависит от времен коммутации сигналов t_1 и t_2 и выражает шум компенсации, порожденный неравенством шумовых температур антенного и компенсирующего сигналов. Второе слагаемое выражает шум компенсации, обусловленный изменением коэффициента передачи приемника в течение периода коммутации. Если период коммутации достаточно мал в сравнении с τ и τ_0 , а именно на этом основывается метод модуляционного приема, то вторым слагаемым в (10) можно пренебречь.

Сложив (9) и (10) без последнего слагаемого, получим для дисперсии флуктуаций выходного сигнала одного из каналов следующую формулу:

$$\sigma^2 = G_0^2 \left(\frac{T_1^2}{2\Delta f_{\text{вч}} \tau} \frac{t_0}{t_1} - \frac{T_2^2}{2\Delta f_{\text{вч}} \tau} \frac{t_0}{t_2} \right) + \sigma_g^2 \tau_0 \frac{(T_1 - T_2)^2}{\tau + \tau_0}. \quad (11)$$

Вследствие независимости шумов в канальных сигналах после их сложения и образования выходного сигнала радиометра дисперсия флуктуаций в этом сигнале будет равна (11), умноженному на N . Заменяя также в (11) $t_0/t_1 = N$ и $t_0/t_2 = N/(N-1)$, получим формулу для дисперсии выходных флуктуаций N -приемникового радиометра:

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = N G_0^2 \left(\frac{T_1^2}{2\Delta f_{\text{вч}} \tau} \frac{t_0}{t_1} - \frac{T_2^2}{2\Delta f_{\text{вч}} \tau} \frac{t_0}{t_2} \right) + N \sigma_g^2 \tau_0 \frac{(T_1 - T_2)^2}{\tau + \tau_0}. \quad (12)$$

В соответствии с определением чувствительности разделим среднеквадратичное значение флуктуаций выходного сигнала, равное $\sqrt{\sigma_{\text{вых}}^2}$, на коэффициент передачи радиометра, который согласно (7) равен NG_0 ; в результате получим формулу для чувствительности многоприемникового радиометра при $N \geq 2$:

$$\Delta T \left[\frac{T_1^2}{2\tau\Delta f_{\text{вч}}} + \frac{T_2^2}{2\tau\Delta f_{\text{вч}}(N-1)} + \frac{\sigma_g^2}{NG_0^2} \frac{\tau_0(T_1 - T_2)^2}{\tau + \tau_0} \right]^{1/2}. \quad (13)$$

Данная формула выражает те качества многоприемникового радиометра, которые были оговорены на основе общих соображений: увеличение числа приемников N приводит к уменьшению вклада второго и третьего слагаемых в (13) и улучшает чувствительность радиометра. При большом N можно отбросить эти слагаемые, и чувствительность достигнет теоретического предела (1). Однако даже при небольших значениях N (например, $N = 4, 5$) методический проигрыш в чувствительности получается небольшим, и можно считать, что почти достигается ее теоретический предел.

Стоит отметить еще одно качество многоприемникового радиометра, вытекающее из (13). Если по каким-то причинам не обеспечивается равенство шумовых температур антенны и эталона, т.е. $T_1 \neq T_2$, то вклад в ухудшение чувствительности третьего слагаемого в (13) оказывается уменьшенным в N раз по сравнению с одноприемниковым радиометром. Это качество «многоприемниковости» было давно замечено и даже положено в основу построения классического компенсационного радиометра [6].

Кроме того, надёжность многоприемникового радиометра несомненно лучше, чем одноприемникового. Отказ одного или нескольких приемников в многоприемниковой системе не прекращает ее функционирование, а только ухудшает чувствительность. На практике не составит труда организовать управление многоприемниковым радиометром таким образом, чтобы автоматически исключать из него неработоспособные приемники. При этом потери чувствительности будут минимальными.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – 2 изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1982. – 624 с.
2. Дьяконов, В. П. Монолитные СВЧ-микросхемы аттенуаторов и усилителей компании Hittite Microwave / В. П. Дьяконов // Компоненты и технологии. – 2011. – № 10.
3. Дьяконов, В. П. Монолитные микросхемы коммутаторов СВЧ сигналов компании Hittite Microwave / В. П. Дьяконов // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.
4. Убайчин, А. В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модификации нулевого метода измерений / А. В. Убайчин, А. В. Филатов. – Томск : ТУСУР. – 2014. – 154 с.
5. Thomsen, F. / IEEE Trans., 1984, MTT-32, № 2. – P. 145.
6. Компенсационный радиометр : пат. SU 1538150. / В.С. Аблязов ; дата опубл. 23.01.1990.

Рукапіс паступіў у рэдакцыю 31.03.2016

Vorsin N.N. Multireceivers Microwave Radiometers

The structure Multireceivers microwave radiometer and solved the problem of determining its sensitivity. It is shown that with the current level electronics Multireceivers-constructing of radiometers is advisable for reasons of their achievements, the maximum sensitivity and reliability.