

УДК 621.396,621.5:535.214

## РЕАЛИЗАЦИЯ ПРЕДЕЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МОДУЛЯЦИОННЫХ СВЧ РАДИОМЕТРОВ

*Н. Н. Ворсин, Ю. А. Милицкий, В. М. Шаинский, В. С. Эткин*

Представлены результаты исследований некоторых факторов, ухудшающих чувствительность модуляционного радиометра. Предложены структурные схемы модуляционных одноприемникового, двухприемникового и многоприемникового радиометров, обладающих флуктуационной чувствительностью, близкой к теоретически предельной, получены формулы для расчета их чувствительности.

В работах [1, 2] анализируется фильтрация сигнала в модуляционном радиометре для случая так называемой несимметричной модуляции, при которой равенство времен приема антенного сигнала и сигнала от эталонной нагрузки сознательно нарушено в пользу антенного сигнала. Такое перераспределение времен сделано с целью улучшения флуктуационной чувствительности радиометра. Однако в [1] на основе экспериментальных результатов (по нашему мнению поспешно обобщенных) сделан вывод о невозможности практического улучшения чувствительности, поскольку существующие СВЧ приемники не обеспечивают требуемую для этого стабильность коэффициента передачи.

**1. Обобщение соотношений для чувствительности модуляционного радиометра.** В связи с тем, что понятие чувствительности радиометра толкуется различными авторами неодинаково [1, 3, 4], заметим, что ниже используется традиционное определение [3], согласно которому за чувствительность принимается среднеквадратичное значение флуктуаций выходного сигнала радиометра, приведенное ко входу и выраженное в градусах шумовой температуры.

При одинаковых параметрах СВЧ приемников, используемых в радиометрах, и одинаковых временах накопления сигналов различные методы радиометрического приема: компенсационный, модуляционный, балансный [3] — обеспечивают различные значения чувствительности. В то же время различие между указанными методами состоит лишь в способе компенсации постоянной составляющей паразитного сигнала, который представляет собой продетектированный собственный шум приемника. При идеально стабильном приемнике компенсирующий сигнал может быть взят от постороннего источника постоянного тока. Поскольку в этом случае компенсирующий сигнал не добавляет шум в выходной сигнал радиометра и не происходит потери времени наблюдения антенного сигнала, достигается наилучшая чувствительность, определяемая известной формулой [3]

$$\Delta T_0 = T_{ш} / \sqrt{2 \Delta f_{вч} \tau_1}, \quad (1)$$

где  $T_{ш}$  — суммарная шумовая температура приемника и антенны,  $\Delta f_{вч}$  — полоса пропускания СВЧ тракта приемника,  $\tau_1$  — постоянная времени накопительного фильтра.

В случае модуляционного метода компенсирующий сигнал формируется путем пропускания через приемник эталонного шумового сигнала, создаваемого обычно согласованной нагрузкой. Разделение полезного и компенсирующего сигналов в этом случае осуществляется по

временному принципу, с достаточно малым периодом коммутации. При этом постоянные составляющие паразитного сигнала, присутствующие в полезном и компенсирующем сигналах, оказываются одинаковыми и уничтожаются при вычитании одного сигнала из другого (компенсация). Ввиду того, что постоянная составляющая сигналов отфильтровывается низкочастотным трактом радиометра, в дальнейшем усиливается и накапливается сигнал, представляющий собой разность полезного и компенсирующего. Таким образом, порядок операций над сигналами в НЧ участке сигнального тракта классического модуляционного радиометра оказывается следующим: сначала вычитание, затем накапливание разностного сигнала. При этом «быстрый» шумовой компонент компенсирующего сигнала, будучи практически некоррелированным с аналогичным компонентом полезного сигнала и равным ему по мощности, увеличивает дисперсию флуктуаций выходного сигнала радиометра в два раза по сравнению со случаем отсутствия флуктуаций в компенсирующем сигнале.

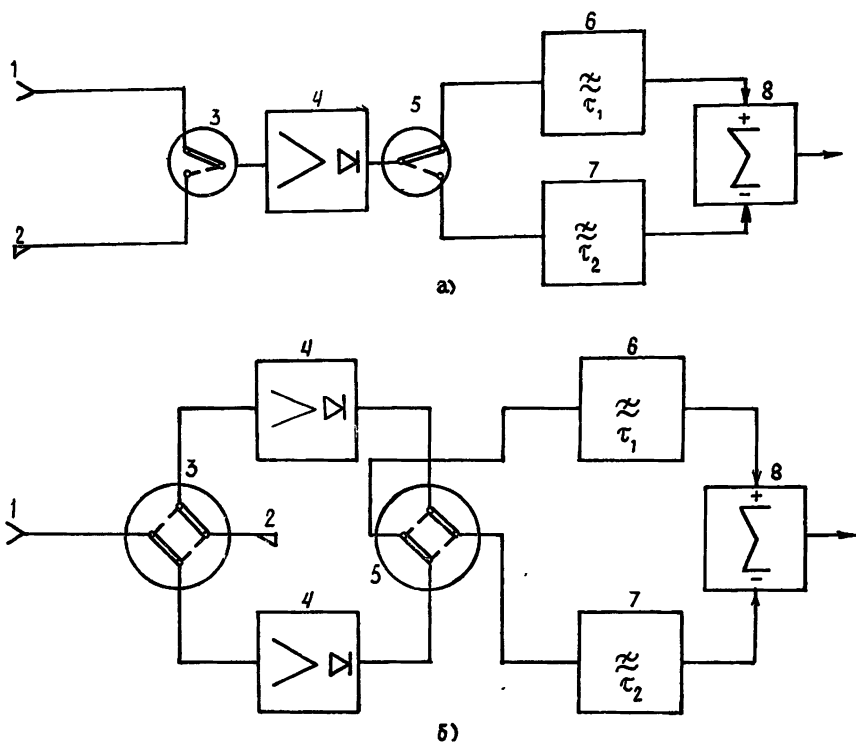


Рис. 1. Модуляционный одноприемниковый (а) и двухприемниковый (б) радиометры с различными временами накопления полезного и компенсирующего сигналов: 1 — антенна, 2 — согласованная нагрузка, 3 — СВЧ коммутатор, 4 — приемники, 5 — НЧ коммутатор, 6 — накопительный фильтр полезного сигнала, 7 — накопительный фильтр компенсирующего сигнала, 8 — вычитатель сигналов.

Уменьшение вклада шумового компонента компенсирующего сигнала может быть достигнуто увеличением времени его накопления по сравнению со временем накопления полезного сигнала. Однако для этого необходим противоположный традиционному порядок выполнения операций накопления и вычитания. Иными словами, накопительные фильтры должны быть установлены непосредственно на выходе СВЧ детектора. Структурные схемы модуляционных радиометров с одним и двумя приемниками показаны на рис. 1.

Очевидно, что симметричность модуляции в двухприемниковом радиометре должна сохраняться при любом способе накопления сигналов в НЧ блоке. В одноприемниковом же радиометре неодинаковость

времен накопления сигналов может сопровождаться соответствующей несимметричностью коммутации сигналов на входе.

Определим чувствительность одноприемникового радиометра, полагая, что период коммутации сигналов  $t_0$  включает в себя неодинаковые времена приема антенного  $t_1$  и компенсирующего  $t_2$  сигналов. Согласно структурной схеме радиометра сигнал на его выходе (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 котором  $T_1$  и  $T_2$  — суммы шумовой температуры приемника соответственно с шумовой температурой антенны и эталонной нагрузки;  $G$  — коэффициент передачи, равный отношению постоянной составляющей выходного сигнала приемника 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 сигналов (в течение временных интервалов  $t_1$  — приема антенного сигнала  $M_1=1$ ,  $M_2=0$ , в течение же интервалов  $t_2$ , когда принимается компенсирующий сигнал,  $M_1=0$ ,  $M_2=1$ );  $H_1(\theta)$  и  $H_2(\theta)$  — импульсные характеристики накопительных фильтров 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 постоянные времена накопительных фильтров существенно больше периода коммутации (периода функций  $M_1$  и  $M_2$ ), можно вместо  $M_1$  и  $M_2$  записать их средние значения:

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

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 накопительных фильтров однозвенные резистивно-емкостные ФНЧ, импульсные характеристики их следует записать в виде

$$H_i(\theta) = \frac{t_0}{t_i} \frac{1}{\tau_i} e^{-\theta/\tau_i} \quad (i = 1, 2). \quad (5)$$

Тогда получим

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

Флуктуационная часть выходного сигнала радиометра определится (2) с заменой  $G(t)$  на  $g(t)$ . При вычислении  $\sigma^2$  — 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 чего  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  некоррелированы между собой:

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^2 \left[ \int_0^{\infty} \overline{n_i(t-\theta)n_i(t-\theta')} M_i(t-\theta) M_i(t-\theta') H_i(\theta) H_i(\theta') d\theta d\theta' \right] + \quad (7)$$

$$+ \sum_{j=1}^2 \left[ \int_0^{\infty} \overline{g(t-\theta)g(t-\theta')} T_j T_j M_j(t-\theta) M_j(t-\theta') H_i(\theta) H_j(\theta') d\theta d\theta' \right].$$

Автокорреляционную функцию шума  $n(t)$  в сравнении с  $M(t)$  и  $H(t)$  можно считать дельта-функцией с интегральным значением  $\overline{n^2} \Delta t_{\text{кор}}$ , где  $\overline{n_{1,2}^2} = 2G_0^2 T_{1,2}^2$ , а  $\Delta t_{\text{кор}}$  — время автокорреляции, определяемое полдой пропускаюая СВЧ тракта приемника  $\Delta t_{\text{кор}} = 1/\Delta f_{\text{вч}}$ . С учетом этого первая сумма в (7) будет равна

$$\sigma_1^2 = G_0^2 \left( \frac{T_1^2}{2 \Delta f_{\text{вч}} \tau_1} \frac{t_0}{t_1} + \frac{T_2^2}{2 \Delta f_{\text{вч}} \tau_2} \frac{t_0}{t_2} \right). \quad (8)$$

Для вычисления второй суммы из (7) необходимо конкретизировать характер флуктуаций коэффициента передачи приемника. Примем статистику  $g(t)$  неизменной во времени, нормальной с экспоненциальной автокорреляционной функцией  $\overline{gg\tau} = \sigma_g^2 \exp(-|\tau|/\tau_0)$ . Данная аппроксимация в среднем верно отражает поведение передаточных характеристик усилительных устройств и позволяет получить компактные соотношения. После подстановки  $gg\tau$  в (7) и весьма громоздких, но очевидных вычислений будем иметь

$$\sigma_2^2 = \sigma_g^2 \left[ \tau_0 \frac{(T_1 - T_2)^2 (\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_0 + \tau_2 \tau_0) + (T_1 \tau_2 - T_2 \tau_1)^2}{(\tau_1 + \tau_0)(\tau_2 + \tau_0)(\tau_1 + \tau_2)} \right] + \quad (9)$$

$$+ \left[ \frac{T_1^2 t_2^2}{12 \tau_1 \tau_0} + \frac{T_2^2 t_1^2}{12 \tau_2 \tau_0} + \frac{T_1 T_2 t_1 t_2}{\tau_0 (\tau_1 + \tau_2)} \right].$$

В выражении для  $\sigma_2^2$  квадратными скобками выделено два слагаемых, из которых первое не зависит от времен коммутации сигналов  $t_1$  и  $t_2$  и выражает погрешность компенсации, обусловленную различием времен накопления антенного и компенсирующего сигналов, и различия их шумовых температур. Второе же слагаемое определяет погрешность компенсации, вызываемую изменением коэффициента передачи приемника в течение периода коммутации. После подстановки в формулу для  $\sigma$  выражений (8) и (9) и деления на коэффициент передачи радиометром разностного сигнала который в соответствии с (6) равен  $G_0$ , получим формулу для чувствительности модуляционного одноприемникового радиометра:

$$\Delta T = \left\{ \left[ \frac{t_0}{t_1} \frac{T_1^2}{2 \tau_1 \Delta f_{\text{вч}}} + \frac{t_0}{t_2} \frac{T_2^2}{2 \tau_2 \Delta f_{\text{вч}}} \right] + \right. \quad (10)$$

$$+ \left[ \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} \tau_0 \frac{(T_1 - T_2)^2 (\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_0 + \tau_2 \tau_0) + (T_1 \tau_2 - T_2 \tau_1)^2}{(\tau_1 + \tau_2)(\tau_1 + \tau_0)(\tau_2 + \tau_0)} \right] +$$

$$\left. + \left[ \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} \tau_0 \left( \frac{T_1^2 t_2^2}{12 \tau_1} + \frac{T_2^2 t_1^2}{12 \tau_2} + \frac{T_1 T_2 t_1 t_2}{\tau_1 + \tau_2} \right) \right] \right\}^{1/2}.$$

Поскольку отношение сигнал-шум на выходе двухприемникового радиометра вдвое больше, чем у одноприемникового, формула для чувствительности двухприемникового радиометра получается из (10) уменьшением вдвое выражений в квадратных скобках и подстановкой

$t_1 = t_2 = t_0/2$ . На практике путем введения дополнительного шума в антенный или компенсирующий сигналы стремятся сравнять значения шумовых температур  $T_1$  и  $T_2$  (прием при нулевой разности). Если в (10) положить  $T_1 = T_2 = T_{ш}$  и ввести следующие обозначения:

$$\frac{t_2}{t_1} = z, \quad \frac{\tau_1}{\tau_2} = x, \quad \frac{2 \Delta f_{вч} \tau_1^2}{\tau_0} \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} = d, \quad (11)$$

то формула для чувствительности модуляционного одноприемникового радиометра примет следующий вид:

$$\Delta T = \Delta T_0 \left\{ \left[ (1+z) + x \left( 1 + \frac{1}{z} \right) \right] + \left[ d \frac{(1-x)^2}{x(1+x)} \frac{\tau_0}{(\tau_1 + \tau_0)(\tau_2 + \tau_0)} \right] + \right. \\ \left. + \left[ d \left( \frac{t_2^2}{12 \tau_1} + \frac{t_1^2}{12 \tau_1 \tau_2} + \frac{t_1 t_2}{\tau_1 (\tau_1 + \tau_2)} \right) \right] \right\}, \quad (12)$$

где  $\Delta T_0$  — предельная чувствительность (1).

Как видно из (12), влияние флуктуаций усиления приемника на чувствительность радиометра может характеризоваться одним параметром  $d$ , определяемым формулой (11). Величина  $d > 10^3$  — у широкополосных малостабильных приемников. В этом случае наилучшая чувствительность радиометра достигается при традиционных значениях величин  $Z=1$ ,  $X=1$ . Однако для узкополосных приемников, не содержащих регенеративных усилителей, можно добиться существенно меньших значений стабильностного параметра  $d$ . Например, использование транзисторного приемника 18-сантиметрового диапазона с полосой пропускания  $\Delta f_{вч} = 100$  МГц в радиометре, с временем накопления полезного сигнала  $\tau_1 = 0,05$  с, при стабилизации температуры и питающих напряжений приемника обеспечивает  $d = 0,01$ . То есть использование стабильного приемника при малых  $\Delta f_{вч}$  и  $\tau_1$ , характерных для некоторых задач дистанционного пассивного радиозондирования, позволяет получить величину  $d < 1$ . В этом случае возможно заметное улучшение чувствительности радиометров (рис. 1) в сравнении со случаем обычного их построения.

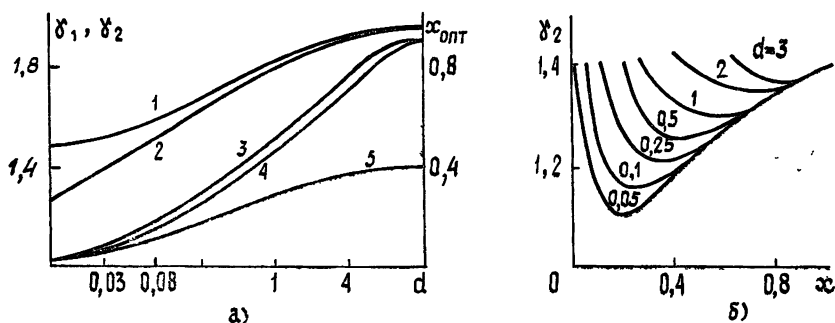


Рис. 2. Кривая 1 —  $\gamma_1(d)$  при  $z=1$ ; 2 —  $\gamma_1(d)$  при  $z=z_{опт} = \sqrt{x_{опт}}$ ; 3 —  $x_{опт}(d)$  при  $z=1$ ; 4 —  $x_{опт}(d)$ ; 5 —  $\gamma_2(d)$ .

Формула (12) упрощается без существенного снижения точности, поскольку на практике  $\tau_0 \gg \tau_1$  и  $\tau_2$ , а величина  $d t_1 t_2 / [\tau_1 (\tau_1 + \tau_2)] \ll 1$ . С учетом этого формулы для чувствительности модуляционных одно- и двухприемникового радиометров принимают простой вид:

$$\Delta T_1 = \Delta T_0 \sqrt{(1+z)(1+x/z) + d(1-x)^2/x(1+x)} = \Delta T_0 \gamma_1; \quad (13)$$

$$\Delta T_2 = \Delta T_0 \sqrt{(1+x) + d(1-x)^2/2x(1+x)} = \Delta T_0 \gamma_2. \quad (14)$$

На рис. 2а приведены графики оптимальных значений  $x$  и  $z$  в зависимости от величины параметра  $d$ , а также графики  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  при оптимальных  $x$  и  $z$ . Для иллюстрации выигрыша в чувствительности одноприемникового радиометра, достигаемого несимметрией модуляции, приведен также график  $\gamma_1$  при  $z=1$ .

Как видно из рис. 2, осязаемое улучшение чувствительности, обеспечиваемое рассматриваемым построением радиометров, достигается при  $d < 1$ . Это определяет область использования таких приборов: радиозондирование при быстром сканировании и использовании узкополосных стабильных приемников. Чувствительность двухприемниковых радиометров в этом случае может быть вплотную приближена к предельному значению  $\Delta T_0$ . Например, двухприемниковый радиометр, построенный на основе упомянутых выше приемников 18-сантиметрового диапазона, при времени накопления антенного сигнала 0,05 с обладает чувствительностью, которая при измерениях практически совпадает с  $\Delta T_0$ . Рис. 2б иллюстрирует характер зависимости  $\gamma_2$  от величины  $x = \tau_1/\tau_2$  и «остроту» минимума при  $x = x_{\text{опт}}$ . Из данных графиков, в частности, видно, что если  $d < 1$ , то без заметного на практике изменения чувствительности  $x$  может изменяться в интервале от  $0,7x_{\text{опт}}$  до  $1,4x_{\text{опт}}$ , т. е. требования к точности подбора  $\tau_2$  невелики.

**2. Чувствительность модуляционного радиометра с делением сигналов.** Непосредственное отношение к вопросу об учете стабильностных свойств радиометрического приемника имеет процедура обработки радиометрического сигнала, устраняющая влияние коэффициента передачи приемника на результат измерений. Данная процедура основана на использовании эталонного контраста радиояркости, благодаря которому в специально организованном опорном канале радиометра определяется коэффициент передачи приемника. Далее выходной сигнал измерительного канала делится на сигнал опорного канала, пропорциональный текущему значению коэффициента передачи приемника. Структурная схема такого радиометра показана на рис. 3. Если обозначить  $T_1, T_2, T_3$  суммы шумовой температуры приемника с шумовыми температурами антенны первой и второй эталонных нагрузок соответственно, то чувствительность радиометра определится следующей формулой:

$$\Delta T = \Delta T_0 \left\{ 2 + \frac{T_2^2 + T_3^2}{T_1^2} + 4x \left[ \frac{(T_2^2 + T_3^2)y^2}{(T_2 - T_3)} + \frac{4y(1-y)}{1+x} \right] + \left[ y^2 \frac{d(1-x)^2}{x(1+x)} \right]^{1/2} \right\}. \quad (15)$$

В (15), как и прежде,  $x = \tau_1/\tau_2$ ,  $d$  определяется формулой (11),  $\Delta T_0$  — формулой (1),  $y = 1 - (T_2 + T_3)/2T_1$  — относительная средняя разность

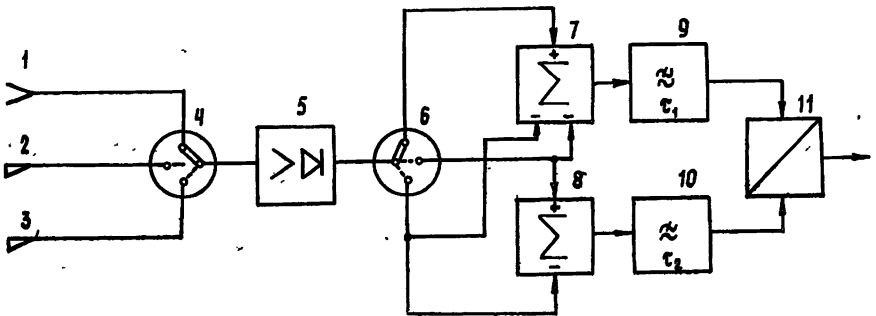


Рис. 3. Модуляционный радиометр с делением сигналов:

1 — антенна; 2, 3 — согласованные нагрузки, имеющие различные радиояркости, 4 — СВЧ коммутатор, 5 — приемник, 6 — НЧ коммутатор, 7, 8 — вычитатели сигналов в измерительном и опорном каналах, 9, 10 — накопительные фильтры измерительного и опорного каналов, 11 — узел деления сигналов.

шумовых температур в измерительном и опорных каналах. Если  $y=0$ , то достигается чувствительность, близкая к наилучшей. При отклонении  $y$  от нуля чувствительность ухудшается за счет роста слагаемых, выделенных в (15) квадратными скобками. Первое из этих слагаемых обусловлено шумом в опорном канале, второе — флуктуациями коэффициента передачи приемника, причем структура этого слагаемого совпадает со структурой такого же по смыслу слагаемого в формуле (13). Отсюда следует вывод о том, что возможность сохранения чувствительности радиометра с делением сигналов при  $y \approx 1$  совпадает с возможностью улучшения чувствительности обычного модуляционного радиометра. Количественной мерой этих возможностей является стабильностный параметр приемника  $d$ , а реализация их достигается увеличением  $t_2$  до оптимального значения. В [5] описан бортовой радиометр, работающий фактически по алгоритму с делением сигналов, чувствительность которого изменяется незначительно при изменении  $y$  от нуля до единицы. Следовательно, стабильностные характеристики существующих приемников СВЧ в некоторых случаях позволяют улучшить чувствительность создаваемых на их основе модуляционных радиометров в сравнении с традиционным их построением.

**3. Многоприемниковые радиометры.** Более кардинальным способом приближения чувствительности радиометра к предельному значению  $\Delta T_0$  является компенсация плохих стабильностных качеств приемников увеличением их количества в составе радиометра. Переход от одноприемникового радиометра к многоприемниковому является естественной экстраполяцией принципа перехода от одноприемникового радиометра к двухприемниковому. Структурная схема многоприемникового радиометра показана на рис. 4. Если радиометр содержит  $N$  приемников, то каждый из них в течение периода коммутации  $t_0$  подключается к антенне на время  $t_1 = t_0/N$ . Остальное время,  $t_2 = t_0 - t_1$ , происходит прием компенсирующего сигнала. Благодаря увеличению времени приема компенсирующего сигнала удастся уменьшить его шумовой компонент, а время антенного сигнала сохранить за счет увеличения числа приемников. Коммутация сигналов в каждом из приемников получается несимметричной, причем характер несимметрии ее противоположен рассматриваемому в [1, 2].

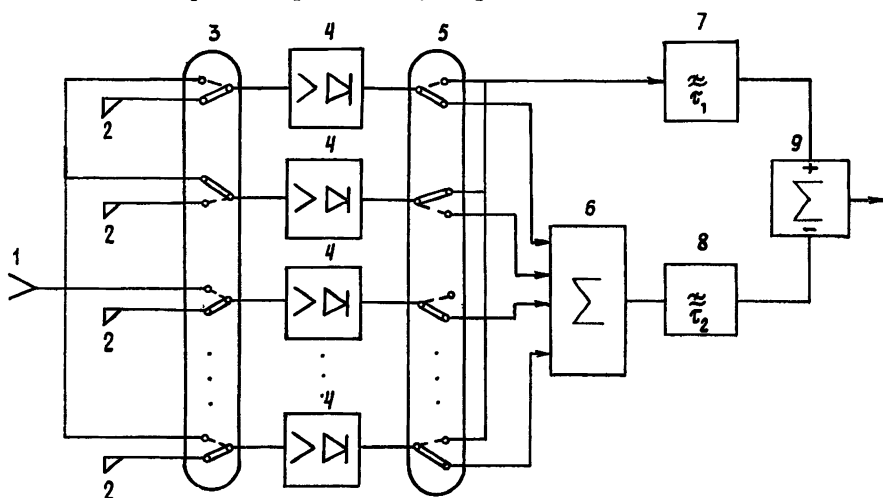


Рис. 4. Многоприемниковый радиометр:

1 — антенна, 2 — нагрузки, 3 — СВЧ коммутатор, 4 — приемники, 5 — НЧ коммутатор, 6 — сумматор компенсирующих сигналов, 7, 8 — накопительные фильтры полезного и компенсирующего сигналов, 9 — вычитатель сигналов.

Формула для чувствительности многоприемникового радиометра получается из (10) путем подстановок  $t_0/t_1 = N$ ,  $t_0/t_2 = N/(N-1)$  и деления на  $N$  подкоренного выражения:

$$\Delta T = \left\{ \frac{T_1^2}{2\tau_1 \Delta f_{\text{вч}}} + \frac{T_2^2}{(N-1)2\tau_1 \Delta f_{\text{вч}}} + \frac{\sigma_g^2}{G_0^2 N} \times \right. \\ \left. \times \left[ \tau_0 \frac{(T_1 - T_2)^2 (\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_0 + \tau_2 \tau_0) (T_1 \tau_0 - T_2 \tau_1)^2}{(\tau_1 + \tau_2) (\tau_1 + \tau_0) (\tau_2 + \tau_0)^2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{t_0^2}{\tau_0} \left( \frac{T_1^2 (N-1)^2}{12\tau_1 N^2} + \frac{T_2^2}{12\tau_2 N^2} + \frac{T_1 T_2 (N-1)}{N^2 (\tau_1 + \tau_2)} \right) \right] \right\}^{1/2}, \quad N \geq 2. \quad (16)$$

Если радиометр работает при нулевой разности входных шумовых температур ( $T_1 = T_2 = T_{\text{ш}}$ ), то формула для чувствительности приводится к виду, аналогичному (13), (14):

$$\Delta T = \Delta T_0 \sqrt{1 + \frac{x}{N-1} + \frac{d(x-1)^2}{Nx(1+x)}}, \quad N \geq 2. \quad (17)$$

При малостабильных приемниках ( $d > 1$ ) приближение чувствительности радиометра к  $\Delta T_0$  может быть достигнуто увеличением  $N$  при  $x = 1$ . Например, чувствительность радиометра с четырьмя приемниками составляет  $1,15 \Delta T_0$ , и это подтверждается экспериментом.

Следует заметить, что надежность многоприемниковых радиометров должна быть выше, чем у одноприемниковых. Это связано с тем, что отказ одного или нескольких приемников в многоприемниковой системе не нарушает работоспособности, а только ухудшает ее чувствительность.

Особо следует отметить многоприемниковый вариант построения радиометра с модуляцией по промежуточной частоте, чаще всего применяемый в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. Данный радиометр представляет собой модуляционный радиометр на промежуточную частоту, дополненный по входу преобразователем частоты. Причем именно преобразователь частоты с источником сигнала гетеродина обычно является наиболее дорогостоящим и уникальным элементом всей системы. В этой ситуации довольно неуместным является отключение от преобразователя дешевого УПЧ с целью его «калибровки». Гораздо более экономичным будет иметь в составе радиометра несколько УПЧ, коммутируемых таким образом, что в любой момент времени один из них подключен к выходу преобразователя частоты. Стоимость и массоэнергетические характеристики всей системы при этом возрастут незначительно, а чувствительность улучшится практически вдвое, возрастет и надежность.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Thomsen F. — IEEE Trans., 1984, МТТ-32, № 2, p. 145.
2. Грачев В. Г., Рыжков Н. Ф. — Астрофизические исследования. Изв. САО, 1980, 12, с. 68.
3. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. — М.: Наука, 1973.
4. Мурза Л. П. — Радиотехника и электроника, 1981, 26, № 11, с. 2469.
5. Nash J. — IEEE Trans., 1968, МТТ-16, № 9, p. 629.

Институт космических исследований  
АН СССР

Поступила в редакцию  
12 июля 1985 г.,  
после доработки  
29 января 1987 г.

#### THE ADVANTAGE OF THE HIGHEST SENSITIVITY OF THE MICROWAVE SWITCHED RADIOMETERS

*N. N. Vorsin, Yu. A. Militiskij, V. M. Shainskij, V. S. Etkin*

The results of investigations of some factors that decrease the sensitivity of the switched radiometers are represented. The block diagrams of the switched one-, two- and multi-receiver radiometers having a theoretical expected sensitivity are suggested, the formulas for the computations of their sensitivity are obtained.