

Министерство высшего и среднего специального образования  
Р С Ф С Р

Горьковский ордена Трудового Красного Знамени  
научно-исследовательский радиопизический институт (НИРФИ)

О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРОВ  
С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ

П р е п р и н т № 264

Волохов С.А.

Кочетков А.А.

Волохов С.А., Кочетков А.А.

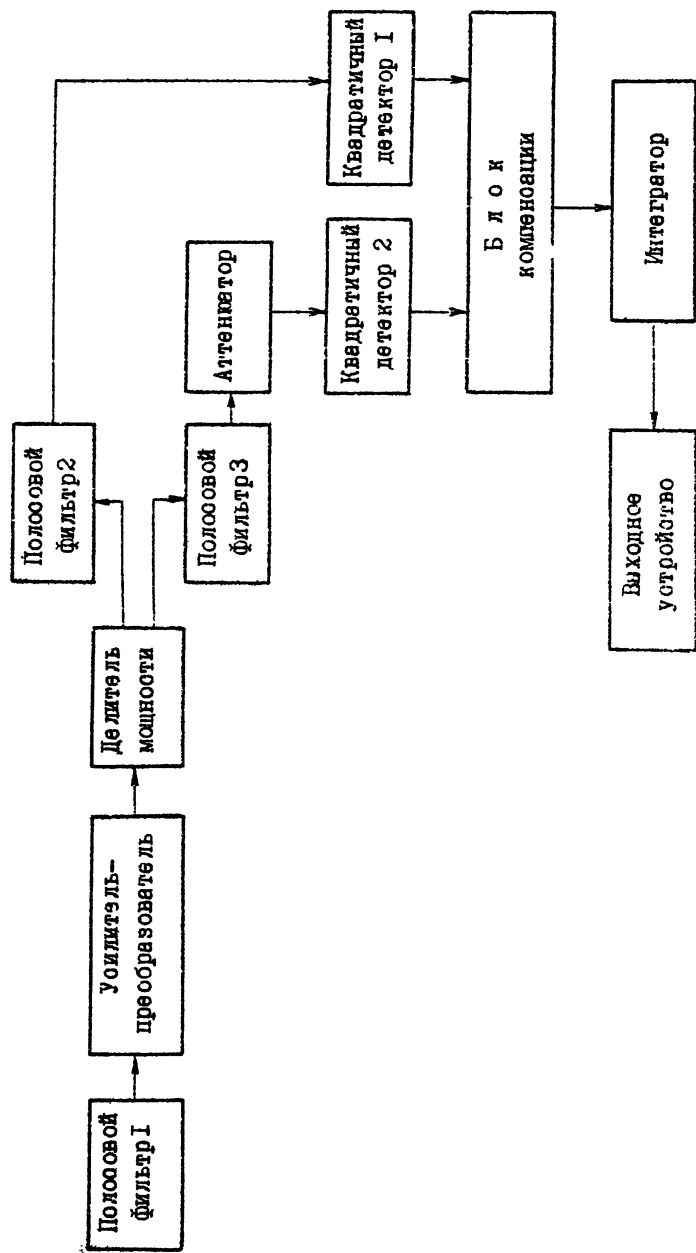
О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРОВ С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ // Препринт № 264. - Горький: НИРФИ. - 1988. - 22 с.

УДК 535. 8: 535. 214. 4 + 621. 391. 822

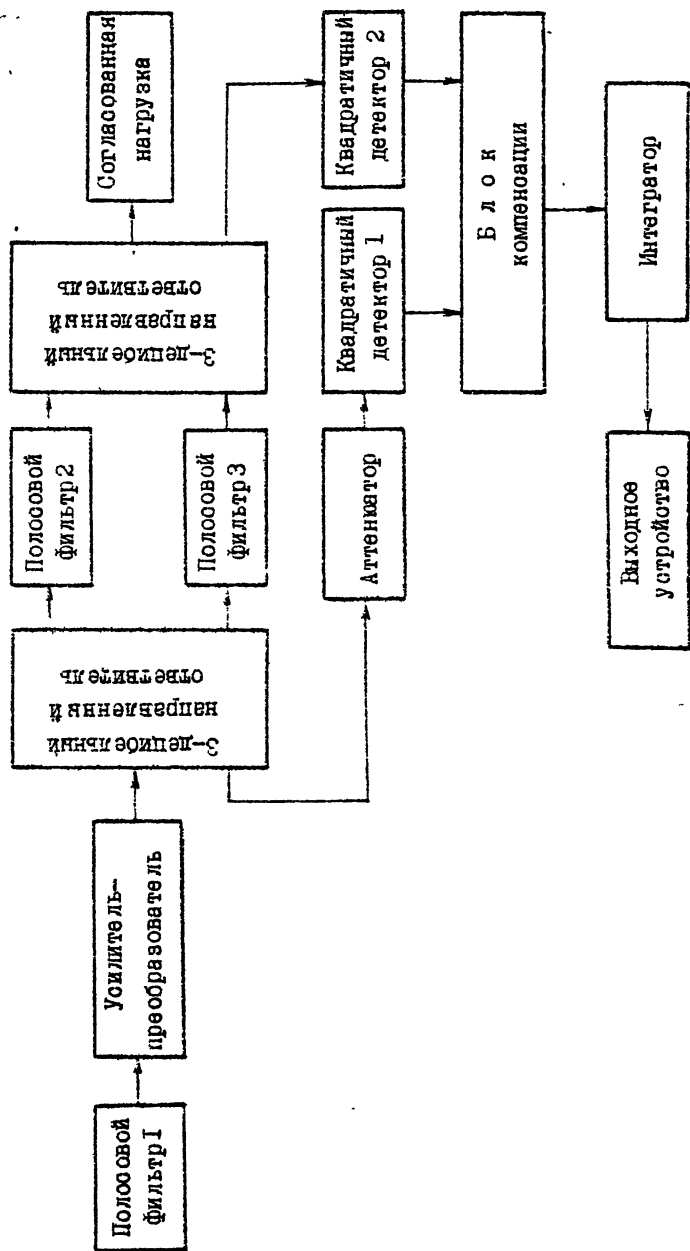
Получены выражения для расчета чувствительности компенсационного и модуляционного радиометров, в которых компенсирующий и опорный сигналы вырабатываются из собственных шумов входных СВЧ устройств приемников. Показана целесообразность выделения части рабочей полосы приемного тракта для формирования компенсирующего и опорного каналов в случае использования сверхширокополосных усиленно-преобразовательных узлов.

По мере улучшения коэффициента шума современных входных малощумящих СВЧ-устройств и продвижения радиометрической приемной аппаратуры в миллиметровый диапазон более заметным становится отрицательное влияние параметров входного тракта классической модуляционной схемы на чувствительность. С одной стороны возрастает в процентном отношении вклад потерь во входном переключателе и ферритовом устройстве в общую шумовую температуру, с другой стороны те же устройства с необходимыми параметрами трудно реализуемы практически, особенно в миллиметровом диапазоне.

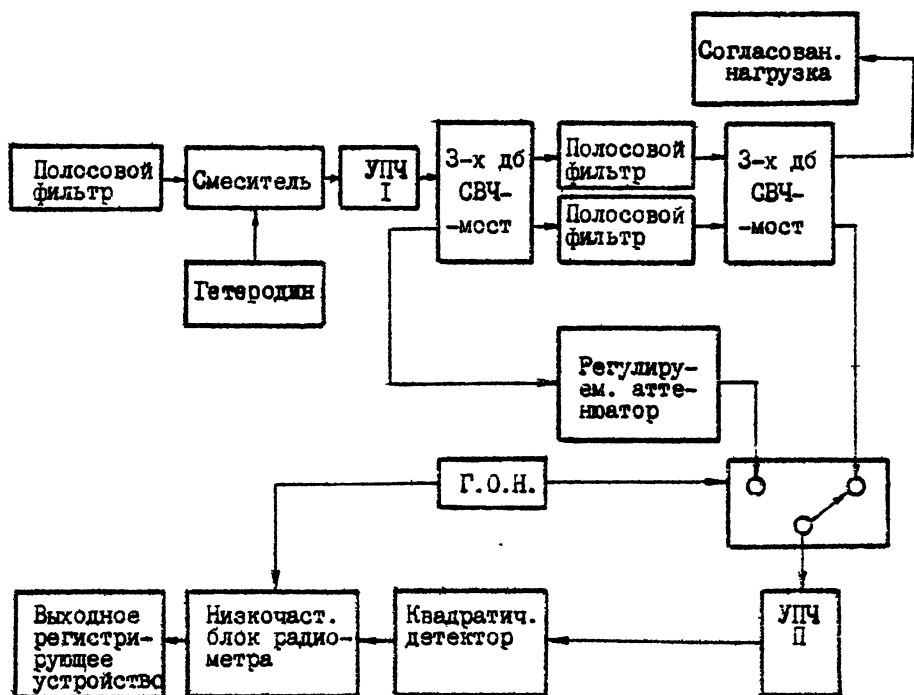
В последнее время к известным вариантам супергетеродинных радиометров имеющих простой тракт, таких, как , с переключателем в тракте усиления промежуточной частоты /1, 2/ и в тракте гетеродина /3, 4/ добавилась структурная схема (рис.3), предложенная в работе /5/. В отличие от предыдущих последняя схема может использоваться как при разработке супергетеродинных, так и приемников прямого усиления. Ее основой является частотный метод формирования опорного шумового сигнала из собственных шумов входного СВЧ-усилителя или преобразователя частоты. Используя тот же принцип для получения компенсирующего напряжения построены блок-схемы компенсационных радиометров /6/ (рис.1 и рис.2) в которых в значительной степени подавляется основной недостаток этого типа радиометрических приемников, аномальные флуктуации коэффициента усиления. Оба варианта компенсационных схем (рис.1 и рис.2) отличаясь структурным решением устройства формирующего сигнальный и компенсирующий тракты, построены с использованием сверхшироко-



Р и с. 1. Структурная схема компенсационного радиометра с авто-  
компенсацией осевых шумов (вариант I)



Р и с. 2. Структурная схема компенсационного радиометра с авто-  
компенсацией собственных шумов (вариант 2)



Р и с. 3. Структурная схема супергетеродинного модуляционного радиометра с автокомпенсацией собственных шумов

полосных преобразователя частоты и усилителей. Рабочая полоса тракта прохождения сигнала  $\Delta f_c$  в радиометре представленном на рис. 1 определяется совмещенными частотными характеристиками полосовых фильтров 1 и 2. Компенсирующее напряжение определяется величиной собственных шумов входной части приемника в полосе фильтра 3  $\Delta f_{оп}$ , частотная характеристика которого, является частью рабочей полосы перечисленных выше сверхширокополосных устройств  $\Delta f$ , неперекрывающейся с частотной характеристикой

$\Delta f_c$ . Таким образом выполняется условие

$$\Delta f \geq \Delta f_{оп} + \Delta f_c.$$

Сигнал на выходе блока компенсации пропорционален разности выходных напряжений с квадратичных детекторов

$$U \sim W_c - W_{оп} = \beta_{\Delta f_c} G_{\Delta f_c}^2 \kappa (T_c + T_m^{\Delta f_c}) \Delta f_c - \\ - \beta_{\Delta f_{оп}} G_{\Delta f_{оп}}^2 \kappa T_m^{\Delta f_{оп}} \Delta f_{оп} \eta_0^2, \quad (I)$$

где  $G_{\Delta f_c}$  и  $G_{\Delta f_{оп}}$  - коэффициенты передачи сигнального и компенсационного трактов,  $\beta_{\Delta f_c}$  и  $\beta_{\Delta f_{оп}}$  коэффициенты передачи квадратичных детекторов в полосах  $\Delta f_c$  и  $\Delta f_{оп}$ ,  $T_m^{\Delta f_c}$  и  $T_m^{\Delta f_{оп}}$  - собственные шумовые температуры приемника в полосах  $\Delta f_c$  и  $\Delta f_{оп}$ ,  $\eta_0$  - коэффициент передачи аттенуатора,  $\kappa$  - постоянная Больцмана.

В случае выполнения неравенства,

$$\beta_{\Delta f_{оп}} G_{\Delta f_{оп}}^2 \kappa T_m^{\Delta f_{оп}} \Delta f_{оп} > \beta_{\Delta f_c} G_{\Delta f_c}^2 \kappa T_m^{\Delta f_c} \Delta f_c,$$

которое при условии  $\beta_{\Delta f_{оп}} G_{\Delta f_{оп}}^2 = \beta_{\Delta f_c} G_{\Delta f_c}^2$  и  $T_m^{\Delta f_{оп}} = T_m^{\Delta f_c}$  сводится к неравенству полос,

$$\Delta f_{оп} > \Delta f_c$$

возможна простая реализация нулевого метода измерений с помощью регулируемого аттенуатора включенного в тракт компенсирующего сигнала.

Построение компенсационного радиометра по структурной схеме, представленной на рис.2, обеспечивает получение компенсирующего напряжения из собственных шумов входного преобразователя частоты или

усилителя во всей его рабочей полосе за исключением  $\Delta f_c$

$$\Delta f_{оп} = \Delta f - \Delta f_c.$$

Частотная характеристика тракта прохождения измеряемого шумового сигнала  $\Delta f_c$  создается с помощью двух одинаковых полосовых фильтров, устанавливаемых между двумя идентичными СВЧ мостами и входного полосового фильтра I. Данная схема позволяет достаточно просто реализовать перестраиваемый радиометрический приёмник, применив перестраиваемые полосовые фильтры. Графическое представление соотношений между полосами  $\Delta f$ ,  $\Delta f_c$ ,  $\Delta f_{оп}$  для обоих вариантов структурных схем описываемых компенсационных радиометров показано на рис. 4, 5.

Структурная схема модуляционного радиометра (рис. 3) состоит из тех же устройств составляющих каналы прохождения измеряемого и опорного сигналов, что и схема второго варианта компенсационного радиометра. На вход переключателя измеряемый сигнал поступает через входной полосовой фильтр, преобразователь-усилительные цепи и частотно-разделительное устройство. Опорный сигнал так же как и компенсирующее напряжение образуется в полосе  $\Delta f_{оп}$  из собственных входных шумов приёмника и подается на переключатель через регулируемый аттенуатор с одного из выходов ЧРУ.

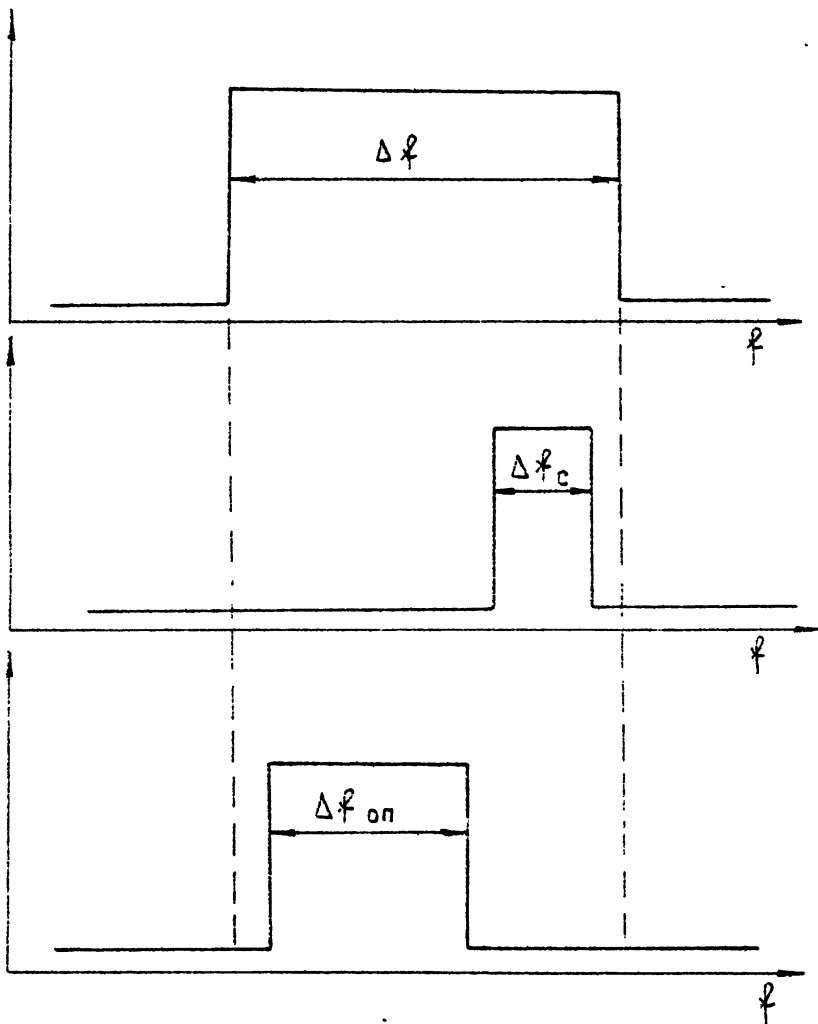
Рассмотрим более подробно вывод формул для расчета чувствительности компенсационных (рис. 1, 2) радиометров. В соответствии с расчетом для классических схем СВЧ-радиоприёмников, подробно изложенном в работе [7], чувствительность определяется из приравненному к единице отношения минимально обнаружимого среднего значения тока сигнала к среднеквадратичному отклонению флуктуаций выходного тока.

Записывая математические ожидания на входах вычитающего устройства по формулам

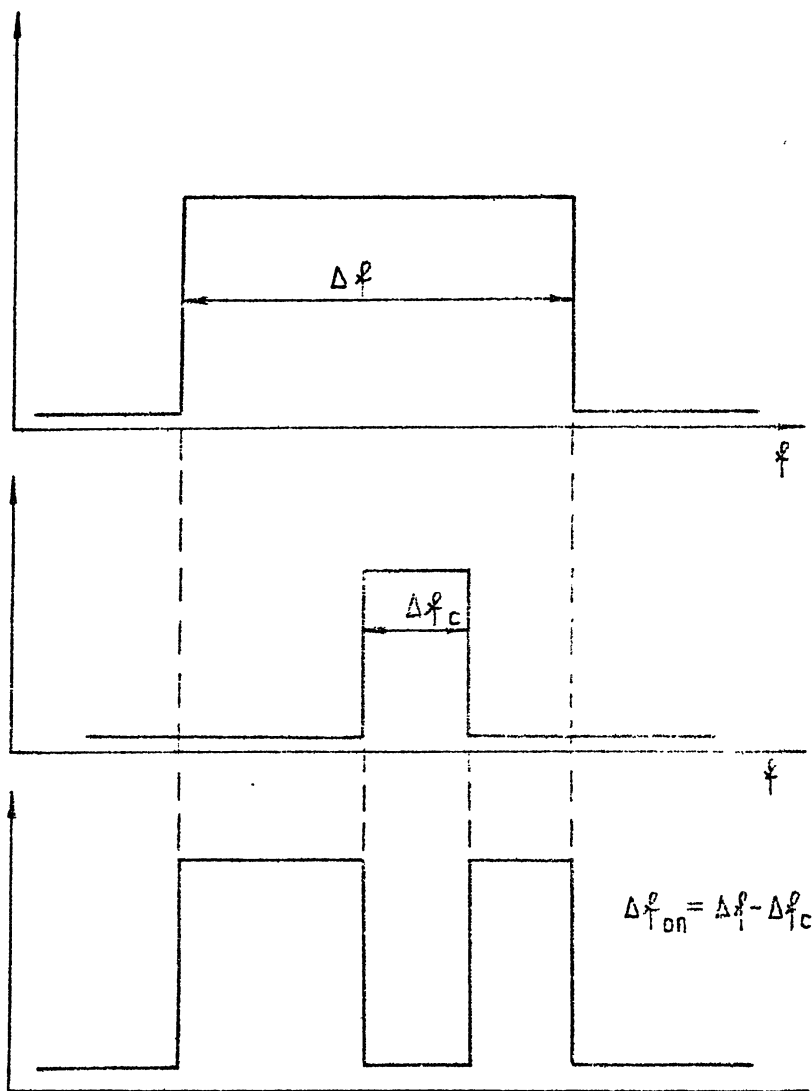
$$m \Delta f_c = \beta G_{\Delta f_c}^2 K (T_c + T_{ш}^{\Delta f_c}) \Delta f_c, \quad (2)$$

$$m \Delta f_{оп} = \beta G_{\Delta f_{оп}}^2 K T_{ш}^{\Delta f_{оп}} \eta^2 \Delta f_{оп} \quad (3)$$





Р и с. 4. Возможное взаиморасположение частотных характеристик сигнального и компенсирующего трактов внутри общей рабочей полосы радиометра со структурной схемой, соответствующей варианту I



Р и с. 5. Возможное взаиморасположение частотных характеристик сигнального и опорного трактов внутри общей расшей полосы радиометра со структурной схемой, соответствующей варианту П

и принимая во внимание условие компенсации

$$\beta G_{\Delta f_c}^2 K \Delta f_c = \beta G_{\Delta f_{оп}} K \Delta f_{оп} \eta^2, \quad (4)$$

$$T_{ш}^{\Delta f_c} = T_{ш}^{\Delta f_{оп}}$$

приращение выходного уровня радиометра за счет появления сигнала можно представить в виде

$$\Delta I = \beta G_{\Delta f_c}^2 K \Delta T_c \Delta f_c G_{нч}(0), \quad (5)$$

где  $G_{нч}(0)$  - энергетическая характеристика низкочастотного фильтра на нулевой частоте.

Дисперсия шумового напряжения на выходе приёмника равна сумме дисперсий в сигнальном и компенсационном каналах

$$\sigma^2 = \sigma_{\Delta f_c}^2 + \sigma_{\Delta f_{оп}}^2. \quad (6)$$

Используя ту же последовательность вычисления дисперсий  $\sigma_{\Delta f_c}^2$  и  $\sigma_{\Delta f_{оп}}^2$ , что применялась в работах /7/, /8/, отметим в дальнейшем только её основное содержание и допущения, упрощающие расчёты.

При условии

$$\Delta F_{нч} \ll \Delta f, \quad \Delta f_{оп}, \quad \Delta f_c \quad (7)$$

спектральную плотность флуктуаций на выходе квадратичного детектора можно считать постоянной в пределах полосы усилителя низкой частоты и равной

$$S_{кв.дет}(\omega) = S_{кв.дет}^{\Delta f}(0) = \beta^2 \int_{-\infty}^{\infty} |r(\tau)|^2 d\tau \quad (8)$$

$r(\tau)$  - корреляционная функция случайного процесса, соответст-

вущего огибающей высокочастотного процесса на входе квадратичного детектора,  $\beta_{\Delta f}$  - коэффициент передачи квадратичного детектора.

Зная  $S_{\text{кв.дет}}^{\Delta f}$  можно ввести эквивалентную полосу низкочастотных флуктуаций радиометра

$$\sigma_{\text{кв.дет}}^{2\Delta f} = S_{\text{кв.дет}}^{\Delta f} (0) 2\Delta f_{\text{рад}}, \quad \Delta f_{\text{рад}} = \frac{G_{\text{кв.дет}}^{2\Delta f}}{2S_{\text{кв.дет}}^{\Delta f} (0)} \quad (9)$$

Подставляя в последнюю формулу выражение (8) и учитывая что

$$\int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau) d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{цувч}}^2(\omega) d\omega,$$

$$\sigma_{\text{кв.дет}}^{2\Delta f} = 2\beta^2 G_{\text{цувч}}^{4\Delta f}, \quad G_{\text{цувч}}^{2\Delta f} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{цувч}}(\omega) d\omega$$

легко получить  $\Delta f_{\text{рад}}$  в виде

$$\Delta f_{\text{рад}} = \frac{1}{4\pi} \frac{\left[ \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{цувч}}(\omega) d\omega \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{цувч}}^2(\omega) d\omega} \quad (10)$$

Принимая во внимание, что спектральная плотность флуктуаций шумового процесса на выходе усилителя высокой частоты линейно связана со спектральной плотностью флуктуаций на его входе

$$S_{\text{цувч}}(\omega) = S_{\text{цвх}}(\omega) G_{\text{увч}}^2(\omega) \quad (11)$$

а также то что  $S_{u_{вх}} = \text{const}$  в полосе высокочастотного тракта

$$\Delta f_{\text{рад}} = \frac{\left[ \int_0^{\infty} G_{\text{увч}}^2(f) df \right]^2}{\int_0^{\infty} G_{\text{увч}}^4(f) df} \quad (12)$$

В соответствии с отмеченными выше ограничениями и идеализациями дисперсия флуктуаций шумового процесса на выходе радиометра может быть представлена формулой

$$\begin{aligned} \sigma_{u_{\text{вых}}}^2 &= S_{u_{\text{кв.дет}}} (0) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{нч}}^2(\omega) d\omega = \\ &= \beta^2 \frac{\sigma_{u_{\text{увч}}}^4}{\Delta f_{\text{рад}}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_{\text{чч}}^2(\omega) d\omega = 2\beta^2 \frac{\sigma_{u_{\text{увч}}}^4}{\Delta f_{\text{рад}}} G_{\text{нч}}^2(0) \Delta F_{\text{эн}}, \end{aligned} \quad (13)$$

$\Delta F_{\text{эн}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\int_0^{\infty} G_{\text{нч}}^2(\omega) d\omega}{G_{\text{нч}}^2(0)}$  - энергетическая полоса частот выходного низкочастотного фильтра;  $\sigma_{u_{\text{увч}}}^2 = \frac{1}{\pi} \frac{kT_{\text{ш}}}{2} \int_0^{\infty} G_{\text{увч}}^2(\omega) d\omega$  - дисперсия шумового сигнала на входе квадратичного детектора.

Выражение для среднего квадрата флуктуаций тока на выходе компенсационного радиометра с частотно-разделенными сигнальным и компенсационным каналами с прямоугольными частотными характеристиками в виде

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= 2G_{\text{нч}}^2(0) \Delta F_{\text{эн}} \left[ \beta^2 G_{\Delta f_c}^4 k^2 (T_c + T_{\text{ш}}^{\Delta f_c})^2 \Delta f_c + \right. \\ &\quad \left. + \eta^4 \beta^2 G_{\Delta f_{\text{оп}}}^4 k^2 T_{\text{ш}}^{2\Delta f_{\text{оп}}} \Delta f_{\text{оп}} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

получается суммированием (6) дисперсий шумов на выходе квадратич-

ных детекторов записываемых по формуле (I3).

При выполнении условия компенсации (4) расчет чувствительности можно привести с помощью известного равенства:

$$\frac{\Delta I^2}{G^2} = \frac{\Delta T_c \Delta f_c}{2 \Delta F_{эн} (T_{ш}^{\Delta f_c})^2 (1 + \Delta f_c / \Delta f_{оп})} = 1,$$

$$\Delta T_c = \sqrt{2} T_{ш}^{\Delta f_c} \sqrt{\frac{\Delta F_{эн}}{\Delta f_c}} \sqrt{1 + \frac{\Delta f_c}{\Delta f_{оп}}} \quad (I5)$$

Анализ чувствительности модуляционного радиометра (рис. 3) производится с учетом неравенства:

$$T_{ш}^{\Delta f_{оп}} G_{упчI}, T_{ш}^{\Delta f_c} G_{упчI} \gg T_{упчII} \quad (I6)$$

Шумовой сигнал на выходе второго усилителя промежуточной частоты можно написать как сумму:

$$X_1(t) = n_1(t) \xi(t) + n_2(t) (1 - \xi(t)), \quad (I7)$$

где  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  - шумовые сигналы в сигнальном и опорном каналах,  $\xi(t)$  - функция, описывающая процесс модуляции

$$\xi(t) = \begin{cases} 0, & (k - \frac{1}{4})T \leq t \leq (k + \frac{1}{4})T \\ 1, & (k + \frac{1}{4})T \leq t \leq (k + \frac{3}{4})T \end{cases} \quad k=0,1,2,\dots \quad (I8)$$

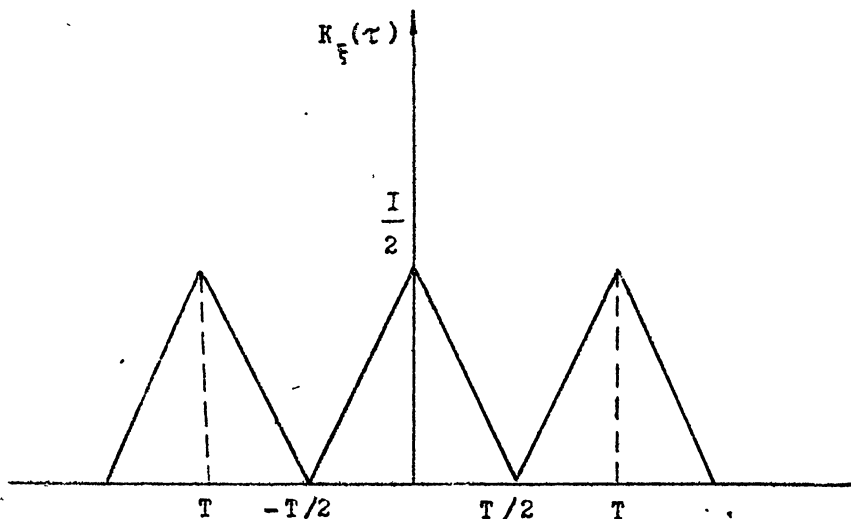
$T$  - период модуляции, со спектром:

$$S_{\xi}(j\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \delta\left(\omega - n \frac{2\pi}{T}\right) =$$

$$= 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \delta\left(\omega - n \frac{2\pi}{T}\right) \quad (19)$$

и корреляционной функцией рис. 6

$$K_{\xi}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \xi(t) \xi(t+\tau) dt \quad (20)$$



Р и с. 6

Формулы для вычисления корреляционной функции и энергетического спектра стационарного шума на выходе переключателя, полученные с учетом независимости шумов в переключаемых каналах:

$$\begin{aligned}
 K_{x_1}(\tau) &= \left\langle \left[ n_1(t) \xi(t) + n_2(t)(1 - \xi(t)) \right] \cdot \right. \\
 &\cdot \left. \left[ n_1(t+\tau) \xi(t+\tau) + n_2(t+\tau)(1 - \xi(t+\tau)) \right] \right\rangle = \\
 &= K_{n_1}(\tau) K_{\xi}(\tau) + K_{n_2}(\tau) K_{\xi}(\tau) = \\
 &= (K_{n_1}(\tau) + K_{n_2}(\tau)) K_{\xi}(\tau),
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$S_{x_1}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (S_{n_1}(\theta) + S_{n_2}(\theta)) K_{\xi}(\omega - \theta) d\theta \tag{22}$$

значительно упрощается при условии:

$$T \gg \frac{2\pi}{\omega_0} ; \quad \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} ; \quad \frac{2\pi}{\Delta\omega_{оп}} \tag{23}$$

легко выполнимом для всех типов модуляционных радиометров. В этом случае  $K_{\xi}(\tau)$  можно считать постоянным и равным:

$$K_{\xi}(0) = \frac{1}{2} .$$

Тогда

$$K_{x_1}(\tau) = \frac{K_{n_1}(\tau) + K_{n_2}(\tau)}{2} , \tag{24}$$



$$S_{x_1}(\omega) = \frac{S_{n_1}(\omega) + S_{n_2}(\omega)}{2}. \quad (25)$$

Спектральная характеристика шумового процесса на входе квадратичного детектора имеет вид

$$S_{x_2}(\omega) = \frac{1}{2} (S_{n_1}(\omega) + S_{n_2}(\omega)) G_{\text{упч II}}^2(\omega) \quad (26)$$

Результаты квадратичного детектирования можно получить воспользовавшись выше изложенным анализом компенсационного радиометра. Математическое ожидание и средние значения в каждый полупериод модуляции случайного процесса на выходе детектора соответственно равны

$$m_{x_3} = \beta \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} (S_{n_1}(\omega) + S_{n_2}(\omega)) G_{\text{упч II}}^2(\omega) d\omega, \quad (27)$$

$$\bar{x}'_3 = \beta \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{n_1}(\omega) G_{\text{упч II}}^2(\omega) d\omega, \quad (28)$$

$$x''_3 = \beta \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{n_2}(\omega) G_{\text{упч II}}^2(\omega) d\omega. \quad (29)$$

Средний квадрат флуктуаций тока в той-же точке схемы рас-  
считываемого радиометра записывается

$$\sigma_{x_3}^2 = 2\beta^2 \sigma_{x_2}^4 = 2\beta^2 \left[ \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} (S_{n_1}(\omega) + S_{n_2}(\omega)) G_{\text{упч}}^2(\omega) d\omega \right]^2. \quad (30)$$

Энергетический спектр при  $\omega = 0$

$$S_{x_3}(0) = \frac{\sigma_{x_3}^2}{2 \Delta f_{\text{рад}}}, \quad (31)$$

где

$$\Delta f_{\text{рад}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\left[ \int_0^{\infty} \frac{S_{n_1}(\omega) + S_{n_2}(\omega)}{2} G_{\text{упч}}^2(\omega) d\omega \right]^2}{\int_0^{\infty} \left[ \frac{S_{n_1}(\omega) + S_{n_2}(\omega)}{2} \right]^2 G_{\text{упч}}^4(\omega) d\omega}. \quad (32)$$

После устранения постоянной составляющей с помощью фильтра  
верхних частот, расположенного сразу после квадратичного детек-  
тора математическое ожидание приобретает вид:

$$\begin{aligned} m_{\text{ФВЧ}}(t) &= \frac{\overline{x_3'} - \overline{x_3''}}{2} (2\xi(t) - 1) = \\ &= (2\xi(t) - 1) \frac{\beta}{2\pi} \int_0^{\infty} (S_{n_1}(\omega) - S_{n_2}(\omega)) G_{\text{упч}}^2(\omega) d\omega. \end{aligned} \quad (33)$$

Дальнейшая обработка сигнала синхронным детектором дает:

$$\begin{aligned}
 m_{с.д.} &= m_{ФВЧ}(t) (2\xi(t) - 1) = \\
 &= \frac{\beta}{2\pi} \int_0^{\infty} (S_{n_1}(\omega) - S_{n_2}(\omega)) G_{УПЧ\bar{II}}^2(\omega) d\omega.
 \end{aligned} \tag{34}$$

В последней формуле (34) учтено, что:

$$(2\xi(t) - 1)^2 \equiv 1.$$

В конечном счете выходное напряжение радиометра после интегрирования измеряемых шумов в полосе пропускания усилителя низкой частоты много меньше высокочастотных рабочих полос сигнального и опорного трактов, равно:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \beta G_{нч}(0) \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} (S_{n_1}(\omega) - S_{n_2}(\omega)) G_{УПЧ\bar{II}}^2(\omega) d\omega. \tag{35}$$

При тех же условиях дисперсия выходного сигнала записывается по формуле:

$$\sigma_{U_{\text{вых}}}^2 = S_{x_4}(0) \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_{нч}^2(\omega) d\omega. \tag{36}$$

Спектральная характеристика на выходе синхронного детектора  $S_{x_4}(0)$  совпадает с входной  $S_{x_3}(0)$ , так как в силу малости интервала корреляции случайного шумового процесса  $x_3(t)$  на выходе квадратичного детектора по сравнению с периодом модуляции, равны входная и

$$\begin{aligned}
 K_{x_4}(\tau) &= \langle \dot{x}_4(t) x_4(t+\tau) \rangle = \langle x_3(t) (2\xi(t)-1) x_3(t+\tau) \times \\
 &\times (2\xi(t+\tau)-1) \rangle = K_{x_3}(\tau) \langle (2\xi(t)-1)(2\xi(t+\tau)-1) \rangle = \\
 &= K_{x_3}(\tau) (4K_{\xi}(\tau) - 1) = K_{x_3}(\tau) (4K_{\xi}(0) - 1) = K_{x_3}(\tau),
 \end{aligned}$$

$$\text{так как } K_{\xi}(0) = \frac{1}{2}.$$

Подставляя выражение (31) для  $S_{x_3}(0)$  в (36) средний квадрат флуктуаций выходного напряжения радиометра можно переписать в виде:

$$G_{U_{\text{вых}}}^2 = \frac{2}{\pi} \beta^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{S_{n1}(\omega) + S_{n2}(\omega)}{2} \right)^2 G_{\text{упч II}}^4(\omega) d\omega \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_{\text{нч}}^2(\omega) d\omega. \quad (37)$$

Принимая во внимание неравенство (16) и условие компенсации (4) приращение выходного напряжения за счет изменения сигнала на величину  $\Delta T_c$  равно:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \beta G_{\text{нч}}(0) K \Delta T_c \Delta \varphi_c G_{\text{упч II}}^2. \quad (38)$$

Выходная дисперсия может быть вычислена по формуле:

$$G_{U_{\text{вых}}}^2 = \beta^2 K^2 2 G_{\text{нч}}^2(0) \Delta F_{\text{нч}} \frac{(T_m \Delta \varphi_c)^2 \Delta \varphi_c}{4} \left( 1 + \frac{\Delta \varphi_c}{\Delta \varphi_{\text{оп}}} \right) G_{\text{упч II}}^4 \quad (39)$$

Приравнивая единице отношение

$$\frac{\overline{\Delta U_{\text{вых}}^2}}{G_{\text{вых}}^2} = \frac{\Delta T_c^2 \cdot \Delta f_c}{2 \Delta F_{\text{нч}} T_{\text{ш}}^2 \Delta f (1 + \Delta f_c / \Delta f_{\text{оп}})} = 1$$

получаем выражение для расчета чувствительности модуляционного радиометра с опорным сигналом, сформированным из собственных входных шумов приёмника, в соответствии со схемой (рис. 3)

$$\Delta T = \sqrt{2} T_{\text{ш}}^{\Delta f_c} \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{нч}}}{\Delta f_c}} \sqrt{1 + \frac{\Delta f_c}{\Delta f_{\text{оп}}}} \quad (40)$$

Как видно из (40) чувствительность такого радиометра выше, чем чувствительность классического модуляционного радиометра /7/. При  $\Delta f_c = \Delta f_{\text{оп}}$  чувствительность повышается в  $\sqrt{2}$  раз. Это объясняется тем, что высокочастотная полоса измерительного канала не перекрывается с полосой опорного, и в результате общая радиометрическая полоса расширяется.

### Л и т е р а т у р а

1. Бордонский Г.С., Хапин Д.Б., Эткин В.С. Полупроводниковый радиометр миллиметровых и сантиметровых волн для исследования излучения подстилающей поверхности. - Препринт ИКИ № 321.
2. Будилович Н.В., Леуский В.Е., Нечаев В.Т., Скулачев Д.П., Струков И.А., Косов А.С., Немлихер Д.А., Рукавицын А.Ф. Полупроводниковый радиометр коротковолновой части мм-диапазона с модуляцией по промежуточной частоте. - "Радиометрическая аппаратура", ХУП Всесоюзная конференция, тезисы докладов, Ереван. - 1985.
3. А.о. 041960 СССР, Модуляционный радиометр / В.В.Фалин, С.П.Гнезотис, А.Ф.Миронов. - № 3303393/18-С9. Опубл. 15.09.83.

Бул. № 34 // Открытия. Изобретения. - 1983.

4. А.с. П60333. Модуляционный радиометр./С.П.Гинеотис, В.В.Фалин. - № 3674632/09. Оpubл. 07.06.85. Бул. № 21// Открытия. Изобретения. - 1985.
5. А.с. П95454. Модуляционный радиометр. / С.А.Волохов. - № 3714373/09. Разрешение АН СССР от 29.01.88 г. № 10110-182-4143 .
6. А.с. I337832. Компенсационный радиометр. / С.А. Волохов. - № 3714375/24-09. Оpubл. 15.09.87. Бул. № 34 // Открытия . Изобретения. - 1987.
7. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: Наука, 1973.

Дата поступления статьи

25 октября 1986 г.

Сергей Анатольевич Волохов  
Андрей Анатольевич Кочетков

О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРОВ  
С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ

---

Подписано в печать 28.11.86г. МЦ 00980. Формат 60 x 84 1/16  
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 1,36 усл. печ. л.  
Заказ 4811. Тираж 120. Бесплатно

---

Отпечатано на ротационте НИРФИ