

## ЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ В РАДИОМЕТРЕ С ШУМОВЫМ ПИЛОТ-СИГНАЛОМ

Н. Ф. Рыжков, В. А. Прозоров

Получены соотношения для расчета величин ложных сигналов, вызванных нестабильностью параметров узлов радиометра с шумовым пилот-сигналом и модуляцией усиления. Показано, что в отношении нестабильности параметров узлов радиометр с шумовым пилот-сигналом занимает промежуточное положение между компенсационным и классическим модуляционным.

The formulas for false signals caused by an instability of the parameters of blocks of radiometer with a noise pilot-signal and gain modulation are obtained. It is shown that the radiometer with a noise pilot-signal is intermediate between total-power radiometer and Dicke radiometer as regards an instability of the parameters of their blocks.

1. Радиометры с модуляцией усиления и шумовым пилот-сигналом (ШПС) [1] успешно конкурируют с радиометрами, выполненными по классической модуляционной схеме с СВЧ-переключателем антенна—эквивалент во входном тракте [2, 3]. Радиометр с ШПС обладает лучшей флюктуационной чувствительностью по сравнению с классическим, в котором используется тот же усилитель высокой частоты, в том случае, когда вклад переключателя антенна—эквивалент в шумовую температуру системы значителен и имеется достаточно мощный генератор шума. Радиометр с ШПС в большей степени, чем классический, подвержен влиянию изменений (нестабильности) параметров его узлов. Анализ этого влияния посвящена настоящая работа. Здесь рассматриваются изменения параметров за времена, много большие постоянной времени выходного устройства радиометра.

2. Анализ работы радиометра с ШПС может быть произведен на основании его функциональной схемы, приведенной на рис. 1. Здесь: А — антенна,  $T_A$  — ее шумовая температура в отсутствие измеряемого сигнала;

ВТ — входной тракт,  $T_T$  — его абсолютная температура,  $G_T$  — коэффициент передачи;

НО — направленный ответвитель,  $N$  — его коэффициент передачи (величина, обратная переходному затуханию);

ГШ — генератор шумового пилот-сигнала,  $T_{ГШ}$  — шумовая температура на выходе включенного генератора,  $T_{Г.о}$  — шумовая температура на выходе выключенного генератора;

У1 и У2 — усилители (в них могут быть и преобразователи частоты),  $T_1$  и  $T_2$  их шумовые температуры,  $G_1$  и  $G_2$  — номинальные коэффициенты передачи;

М — модулятор усиления,  $T_{М.А}$  и  $g_A$  — его шумовая температура и номинальный коэффициент передачи в положении «антенна»,  $T_{М.э}$  и  $g_э$  — в положении «эквивалент»,  $m = g_э/g_A$  — глубина модуляции;

Д — квадратичный детектор,  $\beta$  — его коэффициент передачи,  $q$  — коэффициент, учитывающий потери из-за рассогласования на стыке У2—Д;

СД — синхронный детектор;

ГМ — генератор модулирующего прямоугольного напряжения;

Р — регистрирующее устройство.

Напишем выражения для напряжения на выходе квадратичного детектора в полупериод «антенна»  $u_A$  и в полупериод «эквивалент»  $u_Э$ :

$$u_A = \left( \left( \left( \left( T_A + T_T \frac{1 - G_T}{G_T} \right) G_T + T_{Г.о} \frac{N}{1 - N} \right) (1 - N) + T_1 \right) G_1 + T_{М.А} \right) g_A + T_2 \Big) G_2 q \beta k \Delta f;$$

$$u_Э = \left( \left( \left( \left( \left( T_A + T_T \frac{1 - G_T}{G_T} \right) G_T + T_{Г.ш} \frac{N}{1 - N} \right) (1 - N) + T_1 \right) G_1 + T_{М.Э} \right) g_Э + T_2 \Big) G_2 q \beta k \Delta f,$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $\Delta f$  — полоса пропускания УВЧ.

Эти выражения легко могут быть получены из формулы Фрииса [4], связывающей коэффициент шума усилительного устройства с коэффициентами шума и номинальными коэффициентами передачи его ступеней. Составляющая напряжения с частотой модуляции на выходе квадратичного детектора:

$$u_M = u_A - u_Э = \left( \left( \left( T_A G_T + T_T (1 - G_T) \right) (1 - N) - N \frac{T_{Г.ш} m - T_{Г.о}}{1 - m} + T_1 \right) G_1 - \frac{T_{М.Э} m - T_{М.А}}{1 - m} \right) g_A (1 - m) G_2 q \beta k \Delta f. \quad (1)$$

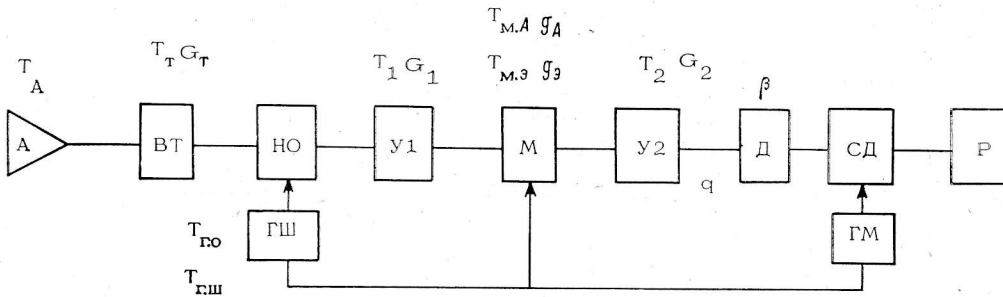


Рис. 1.

Параметры радиометра выбираются таким образом, чтобы в отсутствие измеряемого сигнала  $u_M$  равнялось нулю. В этом случае

$$\left( (T_A G_T + T_T (1 - G_T)) (1 - N) + T_1 - N \frac{m T_{Г.ш} - T_{Г.о}}{1 - m} \right) G_1 = \frac{m T_{М.Э} - T_{М.А}}{1 - m}. \quad (2)$$

Формула (2) есть условие компенсации.

Обычно модулятор усиления представляет собой управляемый аттенуатор. Тогда правая часть формулы (2) и соответствующий член в (1) могут быть преобразованы. Как известно [5], шумовая температура пассивного четырехполюсника, каковым и является аттенуатор, зависит от его абсолютной температуры  $T_{М.Ф}$  и коэффициента передачи:

$$T_{М.А} = T_{М.Ф} \frac{1 - g_A}{g_A}; \quad T_{М.Э} = T_{М.Ф} \frac{1 - g_Э}{g_Э}.$$

Подстановка этих соотношений в правую часть (2) дает

$$\frac{m T_{М.Э} - T_{М.А}}{1 - m} = T_{М.Ф} \frac{\frac{g_Э}{g_A} \cdot \frac{1 - g_Э}{g_Э} - \frac{1 - g_A}{g_A}}{1 - m} = T_{М.Ф} \frac{g_A - g_Э^2}{g_A (1 - m)} = T_{М.Ф} \quad (3)$$

$T_{М.Ф} \approx T_0 = 293$  К. Если модулятор усиления другого типа (например, транзистор, модулируемый по управляющему электроду), то соотношение (3) не имеет места. С учетом (3) выражение (1) может быть записано так:

$$u_M = \left( \left( \left( T_A G_T + T_T (1 - G_T) \right) (1 - N) - N \frac{m T_{Г.ш} - T_{Г.о}}{1 - m} + T_1 \right) G_1 - T_{М.Ф} \right) G_2 q \beta k \Delta f, \quad (4)$$

| p                | Формула   |                                      |
|------------------|---|--------------------------------------|
|                  | s <sub>p</sub>  | s <sub>p</sub> при бл.               |
| 1                | 2   | 3                                    |
| T <sub>A</sub>   |   |                                      |
| T <sub>T</sub>   | $T_T \frac{1 - G_T}{G_T}$   | T <sub>T</sub> (1 - G <sub>T</sub> ) |
| G <sub>T</sub>   | $T_A - T_T$   | T <sub>A</sub> - T <sub>T</sub>      |
| N                | $-\left(T_A G_T + T_T(1 - G_T) + \frac{mT_{r.ш} - T_{r.о}}{1 - m}\right) \frac{N}{G_T(1 - N)}$                          | -T <sub>r.ш</sub> mN                 |
| T <sub>r.ш</sub> | $-\frac{Nm}{T_{r.ш} G_T(1 - N)(1 - m)}$   | -T <sub>r.ш</sub> mN                 |
| T <sub>r.о</sub> | $T_{r.о} \frac{N}{G_T(1 - N)(1 - m)}$   | T <sub>r.о</sub> N                   |
| T <sub>1</sub>   | $T_1 \frac{1}{G_T(1 - N)}$  | T <sub>1</sub>                       |
| G <sub>1</sub>   | $T_{м.ф} \frac{1}{G_T(1 - N)G_1}$   | T <sub>м.ф</sub> $\frac{1}{G_1}$     |
| g <sub>A</sub>   | 0   | 0                                    |
| m                | $-\left(T_A G_T + T_T(1 - G_T) + \frac{NT_{r.ш} + T_1}{1 - N} - \frac{T_{м.ф}}{(1 - N)G_1}\right) \frac{m}{(1 - m)G_T}$ | -T <sub>r.ш</sub> Nm                 |
| T <sub>м.ф</sub> | $-\frac{1}{T_{м.ф} G_T(1 - N)G_1}$  | -T <sub>м.ф</sub> $\frac{1}{G_1}$    |
| T <sub>2</sub>   | 0   | 0                                    |
| T <sub>с.А</sub> |   |                                      |
| Δf               |   |                                      |
| τ                |   |                                      |
| δT               |   |                                      |
| 1/r              |   |                                      |

а условие компенсации (2):

$$\left((T_A G_T + T_T(1 - G_T))(1 - N) - \frac{mT_{r.ш} - T_{r.о}}{1 - m} + T_1\right) G_1 = T_{м.ф}. \quad (5)$$

3. Изменение напряжения  $u_m$  вследствие изменения антенной температуры  $T_A$  есть полезный сигнал. Изменение  $u_m$  из-за изменений (нестабильности) параметров узлов радиометра есть ложный сигнал (уход нуля), искажающий результат измерения. Приведенный ко входу радиометра ложный сигнал  $\Delta T_p$ , возникающий из-за изменения  $\Delta p$  некоторого параметра  $p$ , определяется выражением

$$\Delta T_p = \left(\frac{du_m}{dp} \middle| \frac{du_m}{dT_A}\right) \Delta p. \quad (6)$$

Будем называть чувствительностью  $s_p$  радиометра к нестабильности параметра  $p$  коэффициент пропорциональности в формуле, связывающей величину ложного сигнала  $\Delta T_p$  и относительное изменение параметра  $\Delta p/p$ :

$$\Delta T_p = s_p (\Delta p/p). \quad (7)$$

Из (4), (6) и (7):

$$s_p = p \left(\frac{du_m}{dp} \middle| \frac{du_m}{dT_A}\right) = \frac{du_m}{dp} \frac{p}{(1 - N) G_1 g_A (1 - m) G_2 q \beta k \Delta f}. \quad (8)$$

| Радиометр $\lambda = 7.6$ см |                     |                                     | Радиометр $\lambda = 21$ см |                       |                                     |
|------------------------------|---------------------|-------------------------------------|-----------------------------|-----------------------|-------------------------------------|
| $p$                          | $s_p, \text{ К}/\%$ | $\left(\frac{\Delta p}{p}\right)_n$ | $p$                         | $s_p, \text{ К}/\%$   | $\left(\frac{\Delta p}{p}\right)_n$ |
| 4                            | 5                   | 6                                   | 7                           | 8                     | 9                                   |
| 11.5 К                       |                     |                                     | 60 К                        |                       |                                     |
| 293 К                        | 0.0751              | $3.46 \cdot 10^{-4}$                | 293 К                       | 0.214                 | $9.68 \cdot 10^{-4}$                |
| 0.975                        | -2.82               | $9.24 \cdot 10^{-6}$                | 0.932                       | -2.33                 | $8.88 \cdot 10^{-5}$                |
| $6.61 \cdot 10^{-3}$         | -0.258              | $-1.01 \cdot 10^{-4}$               | $7 \cdot 10^{-3}$           | -0.986                | $-2.10 \cdot 10^{-4}$               |
| $60.4 \cdot 10^3$ К          | -0.278              | $-9.37 \cdot 10^{-5}$               | $197 \cdot 10^3$ К          | -1.00                 | $-2.06 \cdot 10^{-4}$               |
| 293 К                        | 0.0213              | $1.22 \cdot 10^{-3}$                | 293 К                       | 0.0236                | $8.75 \cdot 10^{-3}$                |
| 12 К                         | 0.124               | $2.10 \cdot 10^{-4}$                | 20 К                        | 0.216                 | $9.58 \cdot 10^{-4}$                |
| 200                          | 0.0151              | $1.72 \cdot 10^{-3}$                | $2 \cdot 10^5$              | $1.58 \cdot 10^{-5}$  | $>1$                                |
| 1                            | 0                   |                                     | 0.5                         | 0                     |                                     |
| 0.0631                       | -0.297              | $-8.73 \cdot 10^{-5}$               | 0.0631                      | -1.07                 | $-1.93 \cdot 10^{-4}$               |
| 293 К                        | -0.015              | $-1.72 \cdot 10^{-3}$               | 293 К                       | $-1.58 \cdot 10^{-5}$ | $<-1$                               |
| $10^3$ К                     | 0                   |                                     | $10^5$ К                    | 0                     |                                     |
| 38.7 К                       |                     |                                     | 106 К                       |                       |                                     |
| $5 \cdot 10^8$ Гц            |                     |                                     | $10^7$ Гц                   |                       |                                     |
| 1 с                          |                     |                                     | 6 с                         |                       |                                     |
| $2.6 \cdot 10^{-3}$ К        |                     |                                     | $20.7 \cdot 10^{-3}$ К      |                       |                                     |
| $6.75 \cdot 10^{-5}$         |                     |                                     | $1.95 \cdot 10^{-4}$        |                       |                                     |

Такое определение чувствительности к нестабильности удобно потому, что нестабильности и допуски параметров цепей и электронных приборов в технической документации обычно даются в относительных единицах (проценты, децибелы), а также потому, что ложный сигнал, вычисленный по формуле (7), легко может быть сравнен с шумовой температурой системы, с измеряемым сигналом или со среднеквадратичным значением флюктуаций.  $s_p$  имеет единицей кельвин. Если относительное изменение параметров  $\Delta p/p$  взять в процентах, то чувствительность  $s_p$  должна быть уменьшена в 100 раз и ее единицей будет кельвин на процент.

4. Выражения чувствительности скомпенсированного радиометра с ШПС к относительной нестабильности параметров его узлов приведены в таблице в колонке 2. Чувствительность вычислена по формуле (8) с учетом (4) и (5). В колонке 3 находятся приблизительные выражения чувствительности, полученные при следующих предположениях:

- потери во входном тракте малы ( $G_r \approx 1$ );
- переходное затухание направленного ответвителя велико ( $N \ll 1$ ), модуляция усиления глубокая ( $m \ll 1$ );
- мощность шума, поступающая от генератора пилот-сигнала на вход усилителя У1, много больше приведенных ко входу У1 мощностей остальных источников шума ( $mT_{r, ш} \gg T_{r, о}, mT_{r, ш} \gg T_A, NT_{r, ш} \gg T_1, NT_{r, ш} \gg T_A$ ).

В качестве примера вычислены по точным формулам значения чувствительности двух радиометров (на волны 7.6 см [2] и 21 см [3]) к нестабильности

параметров их узлов. В колонках 4 и 7 таблицы — значения параметров узлов и радиометров в целом. Температура шума генератора пилот-сигнала  $T_{г.ш}$  вычислена из условия компенсации (5). Температура системы в полупериод «антенна»  $T_{с.А}$ , среднее квадратичное значение флюктуаций  $\delta T$  и радиометрический выигрыш  $r$  вычислены по формулам (23), (24) и (22). В колонках 5 и 8 приведены значения чувствительностей в «кельвинах на процент», в колонках 6 и 9 — величины относительных нестабильностей  $(\Delta p/p)_н$ , приводящие к ложному сигналу, равному среднее квадратичному значению флюктуаций  $\delta T$ . Из формулы (7)

$$(\Delta p/p)_н = \delta T / s_p. \quad (9)$$

При расчетах принято:  $T_T = T_{г.о} = T_{м.ф} = T_0 = 293$  К.

5. Первая ступень радиометра (маломощный усилитель, преобразователь частоты), определяющая его флюктуационную чувствительность, часто оказывается наименее стабильным узлом во всем радиометре. Поэтому представляется полезным оценить реакцию радиометра на изменение параметров

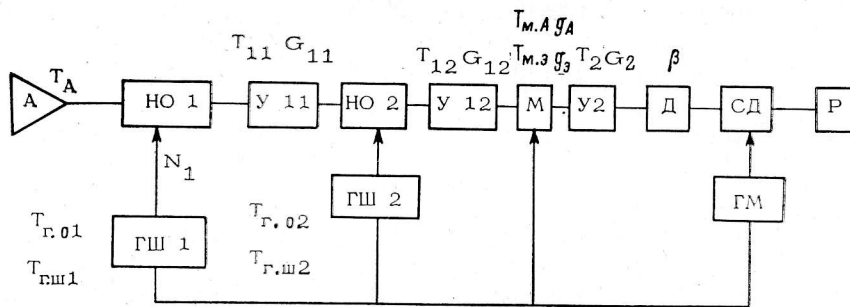


Рис. 2.

первой ступени. Для этого выделим ее в усилителе У1 и обозначим У11 (рис. 2). Оставшуюся часть усилителя У1 обозначим У12. Номинальные коэффициенты усиления и шумовые температуры всего усилителя  $G_1$  и  $T_1$ , первой ступени —  $G_{11}$  и  $T_{11}$  и остальной части У1 —  $G_{12}$  и  $T_{12}$  связаны соотношениями [5]:

$$G_1 = G_{11}G_{12}; \quad T_1 = T_{11} + T_{12}/G_{11}. \quad (10)$$

Чувствительности радиометра к нестабильностям  $G_{11}$  и  $T_{11}$  могут быть найдены из выражений (8):

$$s_{G_{11}} = G_{11} \left( \frac{\partial u_M}{\partial G_{11}} \middle/ \frac{du_M}{dT_A} \right); \quad s_{T_{11}} = T_{11} \left( \frac{\partial u_M}{\partial T_{11}} \middle/ \frac{du_M}{dT_A} \right); \quad (11)$$

где

$$\frac{du_M}{dG_{11}} = \frac{\partial u_M}{\partial G_1} \cdot \frac{dG_1}{dG_{11}} + \frac{\partial u_M}{\partial T_1} \cdot \frac{dT_1}{dG_{11}}; \quad (12)$$

$$\frac{du_M}{dT_{11}} = \frac{\partial u_M}{\partial G_1} \cdot \frac{dG_1}{dT_{11}} + \frac{\partial u_M}{\partial T_1} \cdot \frac{dT_1}{dT_{11}}. \quad (13)$$

После дифференцирования (4) и (10) и подстановки соответствующих производных в (12), (13) и (11) находим:

$$s_{G_{11}} = \frac{T_{м.ф}/G_{12} - T_{12}}{G_T(1-N)G_{11}} \approx \frac{T_{м.ф}/G_{12} - T_{12}}{G_{11}};$$

$$s_{T_{11}} = \frac{T_{11}}{G_T(1-N)} \approx T_{11}.$$

Вместе с изменением коэффициента усиления первой ступени  $G_{11}$  может изменяться и ее шумовая температура  $T_{11}$ , так как обе эти величины зависят от общих факторов, главные из которых: питание устройства постоянным и высокочастотным токами и температура. Зависимость между малыми приращениями  $G_{11}$  и  $T_{11}$  может быть представлена в виде

$$\Delta T_{11} = a_{11} (\Delta G_{11}/G_{11}). \quad (14)$$

Тогда

$$\frac{dT_{11}}{dG_{11}} = \frac{\alpha_{11}}{G_{11}}. \quad (15)$$

Единица коэффициента  $\alpha_{11}$  кельвин. Вместо (12) будем иметь:

$$\frac{du_M}{dG_{11}} = \frac{\partial u_M}{\partial G_1} \left( \frac{\partial G_1}{\partial G_{11}} + \frac{\partial G_1}{\partial T_{11}} \cdot \frac{dT_{11}}{dG_{11}} \right) + \frac{\partial u_M}{\partial T_1} \left( \frac{\partial T_1}{\partial G_{11}} + \frac{\partial T_1}{\partial G_{11}} \cdot \frac{dT_{11}}{dG_{11}} \right). \quad (16)$$

Подставив (16) и (15) в (8) и вычислив производные, получим выражение чувствительности радиометра с ШПС к относительной нестабильности коэффициента усиления первой ступени в случае, когда изменение усиления сопровождается изменением шумовой температуры:

$$s_{G_{11}} = \frac{T_{м.ф}/G_{12} + \alpha_{11}G_{11} - T_{12}}{G_T(1-N)G_{11}} = \frac{T_{м.ф}/G_{12} + \alpha_{11}G_{11} - T_{12}}{G_{11}}. \quad (17)$$

Из (17) видно, что для оценки реакции радиометра с ШПС на изменение усиления его первой ступени первостепенное значение имеет коэффициент  $\alpha_{11}$ , который определяется принципом действия и схемными особенностями устройства.

Представление о порядке величины  $\alpha_{11}$  можно получить из следующего. Коэффициент  $\alpha_{11}$  смесителя на диоде Д405Б, вычисленный по данным работы [6], составляет  $-10^3$  К при мощности гетеродина 0.25 мВт, обращается в нуль в точке, где шумфактор имеет минимум (около 1 мВт), и достигает  $2.5 \cdot 10^3$  К при мощности 1.5 мВт. Охлаждаемый азотом транзисторный усилитель [7] при напряжении питания 4.9 В имеет шумовую температуру 115 К и коэффициент усиления 34 дБ, а при напряжении 3.7 В — 265 К и 27 дБ. Вычисленный на основании этих данных коэффициент  $\alpha_{11} \approx -10^2$  К.

6. Параметры узлов радиометра с ШПС по степени влияния их нестабильностей на величину ложного сигнала могут быть разделены на три группы. К первой группе следует отнести параметры, нестабильности которых вызывают наибольшие ложные сигналы: температура шума  $T_{г.ш}$  генератора пилот-сигнала, коэффициент передачи  $N$  направленного ответвителя, глубина модуляции усиления  $m$  и шумовая температура  $T_1$  усилителя, стоящего перед модулятором. Первые три являются параметрами узлов, которые имеются только в радиометре с ШПС. Чувствительности к относительным нестабильностям этих трех параметров приблизительно равны (таблица):

$$s_N \approx s_{T_{г.ш}} \approx s_m \approx -T_{г.ш}Nm. \quad (18)$$

Подставив сюда значения  $N_{opt}$  и  $m_{opt}$  из (29) и (30), получим, что эти чувствительности близки к температуре системы:

$$s_N \approx s_{T_{г.ш}} \approx s_m \approx -(T_A + T_1) \approx -T_{с.А} \quad (19)$$

Из (7), (9), (19) и (22) легко найти, что относительные нестабильности  $(\Delta N/N)_п$ ,  $(\Delta T_{г.ш}/T_{г.ш})_п$  и  $(\Delta m/m)_п$ , вызывающие ложные сигналы, равные среднеквадратичному значению флюктуаций, равны величине, обратной радиометрическому выигрышу  $r$  (обычно  $r$  порядка  $10^4$ ). В этом отношении радиометр с ШПС сходен с компенсационным. Чувствительность к относительной нестабильности  $(\Delta T_1/T_1)$  меньше температуры системы в  $(1 + T_A/T_1)$  раз:

$$s_{T_1} \approx T_1 \approx T_{с.А} / (1 + T_A/T_1).$$

Поэтому

$$(\Delta T_1/T_1)_п = (1 + T_A/T_1) (1/r).$$

Величина  $1 + T_A/T_1$  лежит в пределах 1—3.

Во вторую группу входят параметры, чьи нестабильности вызывают существенно меньшие ложные сигналы. Это температура  $T_{г.о}$  выключенного генератора пилот-сигнала, коэффициент усиления  $G_{11}$  усилителя, стоящего перед модулятором,

и температура  $T_{м.ф}$  модулятора усиления. Беря из таблицы выражение для  $s_{T_{г.о}}$  и учитывая (19) и (30), получаем

$$s_{T_{г.о}} \approx T_{г.о} N \approx |s_{T_{г.ш}}| T_{о} / (T_{г.ш}^m) \approx \approx T_{с.А} \frac{T_{о}}{T_{г.ш} \sqrt{(T_{г.ш} + T_{о}) / T_{г.ш}}} = T_{с.А} \frac{T_{о}}{\sqrt{T_{г.ш} (T_{о} + T_{г.ш})}}. \quad (20)$$

Множитель при  $T_{с.А}$  в формуле (20), как нетрудно вычислить, равен нескольким сотым. Следовательно:

$$(\Delta T_{г.о} / T_{г.о})_{п} = n \cdot 10 (1/r), \text{ где } n = 2 \div 5; |s_{G_1}| = |s_{T_{м.ф}}| \approx T_{о} / G_1.$$

Даже при сравнительно небольшом усилении, например при  $G_1 = 100$ ,  $|s_{G_1}| = |s_{T_{м.ф}}| \approx 3$  К. Это по крайней мере на порядок меньше температуры системы, следовательно,

$$(\Delta G_1 / G_1)_{п} = (\Delta T_{м.ф} / T_{м.ф})_{п} > 10 \cdot 1/r.$$

Увеличение  $G_1$  усилит неравенство, так как чувствительности  $s_{G_1}$  и  $s_{T_{м.ф}}$  обратно пропорциональны  $G_1$ .

Изменение коэффициента усиления  $G_1$  вызывает ложный сигнал лишь постольку, поскольку это изменение влияет на температуру системы. Это влияние идет двумя путями. Во-первых, изменение  $G_1$  изменяет вклад последующих ступеней. Именно поэтому  $s_{G_1}$  обратно пропорциональна  $G_1$ . Во-вторых, изменение коэффициента усиления  $G_1$  почти всегда сопровождается изменением шумовой температуры усилителя. Это учитывается коэффициентом  $\alpha_{11}$  (15).

В третью группу войдут параметры, к изменениям которых радиометр с ШПС нечувствителен (в указанном выше смысле): это коэффициент передачи  $g_A$  модулятора усиления в полупериод «антенна» и параметры узлов, стоящих за модулятором усиления (коэффициент усиления  $G_2$  и шумовая температура  $T_2$  усилителя, коэффициент передачи  $\beta$  квадратичного детектора, коэффициент  $q$ , учитывающий потери из-за рассогласования). Действительно, производные  $u_3$  (4) по  $g_A$ ,  $G_2$ ,  $q$  и  $\beta$  с учетом условия компенсации (5) равны нулю. К нестабильности  $T_2$  нечувствителен и раскомпенсированный радиометр, так как эта величина не входит в выражение (4). Нестабильности  $g_A$ ,  $G_2$ ,  $q$  и  $\beta$  вызывают лишь изменения калибровки, как в модуляционном радиометре с СВЧ-переключателем на входе.

Ложные сигналы, появляющиеся из-за нестабильностей параметров входного тракта, свойственны всякому радиометру, а не только радиометру с ШПС, и поэтому подробно не рассматриваются.

Таким образом, в отношении нестабильностей параметров узлов радиометр с ШПС занимает промежуточное положение между компенсационным и классическим модуляционным.

## П Р И Л О Ж Е Н И Е

Флюктуационная чувствительность модуляционного радиометра с ШПС выражается формулой, которая отличается от соответствующей формулы для классического модуляционного радиометра членом, учитывающим ослабление сигнала из-за «недомодуляции» [1]. В наших обозначениях формула запишется так:

$$\delta T = \frac{\sqrt{2}}{1-m} \cdot \frac{T_{с.А}}{\sqrt{\Delta f \tau}}, \quad (21)$$

где  $\delta T$  — среднеквадратичное значение флуктуаций на выходе радиометра;  $T_{с.А}$  — шумовая температура системы в полупериод «антенна»;  $\tau$  — постоянная времени выходного устройства радиометра.

Отношение  $T_{с.А} / (\delta T)$  часто называют радиометрическим выигрышем. Обозначим его  $r$ . Из (21) получим

$$r = \frac{T_{с.А}}{\delta T} = (1-m) \sqrt{\frac{\Delta f \tau}{2}}. \quad (22)$$

По формуле Фрииса [4]

$$T_{с.а} = T_A + T_T \frac{1-G_T}{G_T} + T_{г.о} \frac{N}{(1-N)G_T} + T_1 \frac{1}{G_T(1-N)} + T_{м.ф} \frac{1-g_A}{G_T(1-N)G_1g_A} + T_2 \frac{1}{G_T(1-N)G_1g_A} \approx T_A + T_1. \quad (23)$$

Глубину модуляции найдем из условия компенсации (5):

$$m = \frac{T_A + T_T \frac{1-G_T}{G_T} + T_{г.о} \frac{N}{(1-N)G_T} + T_1 \frac{1}{G_T(1-N)} - T_{м.ф} \frac{1}{G_T(1-N)G_1}}{T_A + T_T \frac{1-G_T}{G_T} + T_{г.ш} \frac{N}{(1-N)G_T} + T_1 \frac{1}{G_T(1-N)} - T_{м.ф} \frac{1}{G_T(1-N)G_1}}. \quad (24)$$

Введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} A &= T_A + T_T \frac{1-G_T}{G_T} + T_1 \frac{1}{G_1} - T_{м.ф} \frac{1}{G_T G_1} \approx T_A + T_1; \\ B &= T_{г.о} \frac{1}{G_T} - T_A - T_T \frac{1-G_T}{G_T} \approx T_0 - T_A; \\ C &= T_{г.ш} \frac{1}{G_T} - T_A - T_T \frac{1-G_T}{G_T} \approx T_{г.ш}; \\ D &= (T_{м.ф} + T_2) \frac{1}{G_T G_1 g_A} \gg \frac{T_0 + T_2}{G_1 g_A}; \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

$$C \approx A; \quad C \gg B; \quad A \gg D. \quad (26)$$

Приблизительные равенства (25), а также неравенства (26) получены с учетом сделанных в разд. 4 предположений и того, что  $G_1 \gg 1$ . В этих обозначениях шумовая температура системы в полупериод «антенна» (23) и глубина модуляции скомпенсированного радиометра выражаются следующим образом:

$$T_{с.а} = \frac{A + BN + D}{1 - N}; \quad (27)$$

$$m = \frac{A + BN}{A + CN}. \quad (28)$$

Подставив (27) и (28) в (21), получим

$$\delta T = \frac{(A + BN + D)(A + CN)\sqrt{2}}{(C - B)N(1 - N)\sqrt{\Delta f \tau}}.$$

Оптимальное значение коэффициента передачи направленного ответвителя  $N_{opt}$ , при котором при заданной температуре шума  $T_{г.ш}$  генератора пилот-сигнала  $\delta T$  имеет минимум, может быть найдено из уравнения [1]

$$\frac{d}{dN}(\delta T) = 0:$$

$$N_{opt} = \frac{-1 + \sqrt{1 + \frac{B(A+C)}{A(A+D)} + \frac{C}{A}}}{\frac{B(A+C)}{A(A+D)} + \frac{C}{A}}.$$

Воспользовавшись (25), (26) и (28), напомним приблизительные соотношения:

$$N_{opt} \approx \frac{A}{\sqrt{C(A+B)}} \approx \frac{T_A + T_1}{\sqrt{T_{г.ш}(T_1 + T_0)}}; \quad (29)$$

$$m_{opt} \approx \sqrt{\frac{A+B}{C}} \approx \sqrt{\frac{T_1 + T_0}{T_{г.ш}}}. \quad (30)$$



#### Литература

1. Е с е п к и н а Н. А., К о р о л ь к о в Д. В., П а р и й с к и й Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973, с. 285—289.
2. Р а д и о т е л е с к о п РАТАН-600 в режиме низких собственных шумов /А. Б. Берлин, Л. Г. Гассанов и др. — Радиотехника и электроника, 1982, XXVII, № 7, 1268—1273.
3. П р и е м н о е устройство спектрометра на волну 21 см /А. П. Венгер, Л. Г. Гассанов и др. Препринт САО АН СССР. 1984. № 8Л. 16 с.
4. В а н д е р З и л А. Шум (источники, описание, измерение). М.: Сов. радио, 1973, с. 46—48.
5. Б е л о у с о в А. П., К а м е н е ц к и й Ю. А. Коэффициент шума. М.: Радио и связь, 1981, с. 32—43.
6. К л и ч С. М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. М.: Сов. радио, 1973, с. 119.
7. О х л а ж д а е м ы й транзисторный усилитель на волну 6 см /Н. В. Шипунова, И. В. Кручинин, В. А. Прозоров и др. — В кн.: XVII Всесоюз. радиоастрон. конф. Тез. докл. Ереван, 1985, с. 279—280.

Поступила в редакцию 25.10.85