

касается Лебеда-А, результаты измерений [2, 3] и настоящей работы в пределах погрешностей хорошо аппроксимируются спектром [22], где этот источник выбран в качестве первичного эталона (хотя параметры спектра [3] несколько отличаются от коэффициентов [22], что естественно при анализе данных наблюдений в относительно узком частотном диапазоне).

В заключение авторы выражают благодарность С. П. Чекалеву и Н. М. Цейтлин за внимание к работе и полезные обсуждения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Цейтлин Н. М., Мосалов И. В., Бахарев Н. В. и др. Препринт НИРФИ № 176. Горький, 1984.
2. Миллер М. Е. — Изв. вузов — Радиофизика, 1984, 27, № 7, с. 934.
3. Миллер М. Е. — Изв. вузов — Радиофизика, 1984, 27, № 11, с. 1468.
4. Цейтлин Н. М. Антенная техника и радиоастрономия. — М.: Сов радио, 1976.
5. Востоков А. В., Сырейщиков В. П., Чекалев С. П. Тезисы докладов XVII Всесоюзной конференции по радиоастрономической аппаратуре и методам. — Ереван: АН Арм. ССР, 1985.
6. Haslam C. G. T., Salter C. S., Stoffel H., Wilson W. E. — *Astron. Astrophys. Sup.*, 1982, 47, № 1, p. 1.
7. Howell T. F., Shakeshaft J. R. — *Nature*, 1967, 216, p. 753.
8. Webster A. S. — *Mont. Not. Roy. Astr. Soc.*, 1974, 166, p. 355.
9. Дугин Н. А., Миллер М. Е., Семенова Л. Р. Тезисы докладов XVIII Всесоюзной конференции «Радиотелескопы и интерферометры». — Иркутск: СибИЗМИР СО АН СССР, 1986.
10. Ласточкин В. П., Порфирьев В. А., Станкевич К. С. и др. — Изв. вузов — Радиофизика, 1963, 6, № 3, с. 629.
11. Conway R. G., Daintry E. G., Long R. S. — *Mont. Not. Roy. Astr. Soc.*, 1965, 131, 159.
12. Бондарь Л. Н., Кротиков В. Д., Станкевич К. С., Цейтлин Н. М. — Изв. вузов — Радиофизика, 1965, 8, № 3, с. 437.
13. Алексеев В. А., Гатэлюк Э. Д., Дмитренко Д. А., Романычев А. А., Цейтлин Н. М. — Изв. вузов — Радиофизика, 1969, 12, № 2, с. 168.
14. Бондарь Л. Н., Зелинская М. Р., Каменская С. А. и др. — Изв. вузов — Радиофизика, 1969, 12, № 6, с. 807.
15. Троицкий В. С., Станкевич К. С., Цейтлин Н. М. и др. — *Астрон. журн.*, 1971, 48, № 6, с. 1150.
16. Станкевич К. С., Иванов В. П., Пелюшенко С. А., Торхов В. А., Иванникова А. Н. — Изв. вузов — Радиофизика, 1973, 16, № 5, с. 786.
17. Цейтлин Н. М., Дмитриенко Д. А., Дмитриенко Л. В., Миллер Е. А. и др. — Изв. вузов — Радиофизика, 1976, 19, № 8, с. 1106.
18. Иванов В. П., Станкевич К. С. Тезисы докладов XV Всесоюзной конференции по радиоастрономии — Харьков: ИРЭ АН УССР, 1983.
19. Барабанов А. П., Иванов В. П., Станкевич К. С., Столяров С. П. Препринт НИРФИ № 207. Горький, 1986.
20. Алтунин В. И., Иванов В. П., Станкевич К. С. — Изв. вузов — Радиофизика, 1977, 20, № 7, с. 969.
21. Дмитренко Л. В., Снегирева В. В., Турчин В. И. и др. — Изв. вузов — Радиофизика, 1981, 24, № 1, с. 14.
22. Иванов В. П., Станкевич К. С. Препринт НИРФИ № 183. Горький, 1984.
23. Baars J. W. M., Genzel R., Pauliny-Toth I. I. K., Witzel A. — *Astron. Astrophys.*, 1977, 61, p. 99.

Научно-исследовательский
радиофизический институт

Поступила в редакцию
23 мая 1986 г.

УДК 621.396.62:523.164

РАДИОМЕТР С МОДУЛЯЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

А. М. Асланян, А. Г. Гулян, В. Р. Карапетян, Р. М. Мартиросян, Э. А. Нагдалян

Конечной целью при построении радиометрических приемников с данной шумовой температурой, полосой пропускания и постоянной времени интегрирования является достижение того, чтобы никакие иные эффекты, главным образом нестабильность усиления, не вызвали увеличения выходных флуктуаций сверх того, что уже установлено указанными параметрами. Наиболее просто эта задача решена в квази-нулевом модуляционном радиометре, особенностью которого является исключение постоянной составляющей на выходе синхронного детектора в отсутствие сигнала, т. е. балансировка радиометра [1] В статье описывается квазинулевой радиометр с модуляцией коэффициента усиления после квадратичного детектора.

Известен ряд способов балансировки модуляционного радиометра. Метод модуляции коэффициента усиления впервые предложен в [2]. Он основан на введении в тракт ВЧ двух аттенуаторов, переключаемых синхронно с частотой модуляции и обеспечивающих уменьшение усиления в полупериод эквивалента (предполагается $T_a < T_э$).

Как правило, такой модулятор коэффициента усиления (МКУ) располагается до или после смесителя в супергетеродинных приемниках, или после первых каскадов УВЧ в приемниках прямого усиления. Однако, в принципе, МКУ может располагаться в любой части радиометра, в том числе низкочастотной. Необходимым условием для этого является лишь линейность системы по мощности, которая для современных радиометров достижима с точностью до 1%, в том числе и для квадратичного детектора [3].

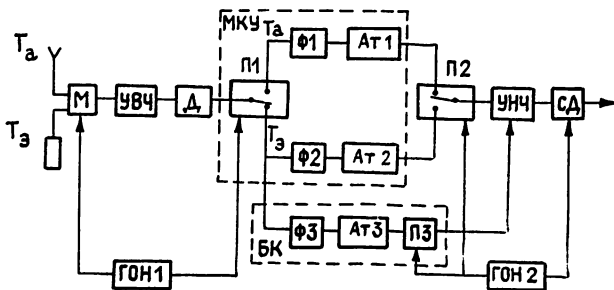


Рис. 1.

На рис. 1 показана структурная схема модуляционного радиометра по схеме приемника прямого усиления с МКУ на выходе квадратичного детектора [4].

Блок МКУ состоит из переключателя П1, фильтров нижних частот Ф1 и Ф2 и аттенуаторов Ат1 и Ат2 в каналах антенны и эквивалента соответственно. Благодаря синхронной работе модулятора и переключателя П1 на выходах последнего разделяются продетектированные последовательности импульсов, пропорциональные сигналам антенны и эквивалента. После усреднения в фильтрах Ф1 и Ф2 они подаются на входы второго переключателя П2. Введение второго переключателя П2 позволило развязать ВЧ и НЧ блоки (т. е. модулятор и синхронный детектор) по опорной частоте, установив в каждом из них по отдельному генератору с произвольными частотами. Такая развязка, помимо прочего, обеспечивает эффективное подавление синфазных наводок по опорной частоте.

Средние значения постоянных составляющих сигналов антенны и эквивалента на выходах фильтров Ф1 и Ф2 равны

$$\bar{U}_a = (1/T) \int_0^{T/2} U_a(t) dt = 0,5 \beta k (T_a + T_{ш}) \Delta f G; \quad (1)$$

$$\bar{U}_э = (1/T) \int_{T/2}^T U_э(t) dt = 0,5 \beta k (T_э + T_{ш}) \Delta f G, \quad (2)$$

где $T_{ш}$, T_a , $T_э$ — шумовые температуры приемника, антенны и эквивалента соответственно, Δf — полоса принимаемых частот, G — коэффициент усиления ВЧ тракта, β — постоянная детектора, k — постоянная Больцмана. Из формул следует, что в силу линейности системы по мощности баланс радиометра можно обеспечить на выходе детектора путем выравнивания этих постоянных напряжений с помощью линейной низкочастотной схемы. Поэтому аттенуаторы 1 и 2 являются обычными резистивными делителями напряжения (коэффициент передачи делителя 1 в канале близок к единице, поэтому в дальнейшем делитель не учитывается).

Условие баланса имеет вид

$$\bar{U}_a = \alpha \bar{U}_э, \quad (3)$$

где α — коэффициент деления напряжения в канале эквивалента ($\alpha < 1$). Баланс устанавливается подбором переменного резистора.

Регистрируемый радиометром сигнал пропорционален разности этих напряжений:

$$U_{вых} = \bar{U}_a - \alpha \bar{U}_э = 0,5 \beta k [(T_a + T_{ш}) - \alpha (T_э + T_{ш})]. \quad (4)$$

Если принять, что изменения параметров $T_{ш}$, $T_э$, G , Δf и α статистически независимы, то при условии линейности тракта для минимального значения выходных флуктуаций, обусловленных этими изменениями, на основании формулы (4) имеем

$$\Delta \bar{T}^2 = (T_э + T_{ш})^2 \left\{ \left(\frac{T_a + T_{ш}}{T_э + T_{ш}} - \alpha \right)^2 \left[\left(\frac{\Delta G}{G} \right)^2 + \left(\frac{\Delta \Delta f}{\Delta f} \right)^2 \right] + \right. \quad (5)$$

$$+ \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right)^2 \alpha^2 + (1-\alpha)^2 \left(\frac{\Delta T_{\text{ш}}}{T_{\text{ш}}}\right)^2 T_{\text{ш}}^2 + \alpha^2 \left(\frac{\Delta T_{\text{э}}}{T_{\text{э}}}\right)^2 T_{\text{э}}^2 \}.$$

Очевидно, что приемник становится нечувствительным к изменениям коэффициента усиления и полосы пропускания, если

$$\alpha = (T_{\text{а}} + T_{\text{ш}})/(T_{\text{э}} + T_{\text{ш}}). \quad (6)$$

Нестабильностью низкочастотного делителя напряжения здесь можно пренебречь. Видно, что по сравнению с обычным модуляционным радиометром ($\alpha=1$) выходные флуктуации, обусловленные изменениями $T_{\text{э}}$, уменьшаются в α раз, однако появляются дополнительные флуктуации, обусловленные изменениями $T_{\text{ш}}$. Чувствительность к флуктуациям шумовой температуры приемника является недостатком всех схем радиометров с модуляцией усиления. Так как величина этой флуктуации зависит от степени разбаланса радиометра до входного модулятора, то для малощумящих приемников метод эффективен в ограниченном диапазоне $T_{\text{ш}} - T_{\text{а}}$. Расширение этого диапазона связано с повышением стабильности шумовой температуры приемника.

Основным преимуществом радиометра с модуляцией усиления является простота балансировки. Кроме этого, уменьшение усиления в полупериод эквивалента равносильно снижению физической температуры эквивалента, т. е. в системе создается искусственная «холодная» нагрузка. Поэтому без потерь в чувствительности эквивалент может иметь шумовую температуру, намного превышающую температуру антенны.

Особенностью данной структурной схемы радиометра является также развязка ВЧ и НЧ блоков по опорной частоте.

Известно [5-7], что несимметричная модуляция в сочетании с различным усреднением в каналах антенны и эквивалента при сохранении постоянной составляющей после квадратичного детектора приводит к улучшению теоретической чувствительности модуляционного радиометра. Одной из технических проблем, связанных с несимметричной модуляцией, является необходимость обработки несимметричного сигнала. В конечном счете для этого разрабатываются нестандартные НЧ блоки. Предлагаемая схема радиометра позволяет сохранить стандартный выход в режиме несимметричной модуляции, так как благодаря развязке по опорной частоте НЧ блок (ГОН2) продолжает при этом работать в режиме симметричной демодуляции сигнала с максимальным коэффициентом передачи синхронного детектора. Таким образом, для перевода радиометра в режим несимметричной модуляции достаточно лишь переключить в этот режим генератор ГОН1.

Калибровка радиометра. Важным узлом радиометра, от которого в значительной степени зависит точность измерения, является калибрующее устройство.

При абсолютных измерениях наиболее распространена процедура калибровки с использованием двух согласованных нагрузок, находящихся при разных физических температурах, при относительных же измерениях достаточно подать через направленный ответвитель в антенный тракт известную калибровочную ступеньку от генератора шума.

В данной схеме радиометра в качестве калибровочной ступеньки используется часть собственных шумов эквивалента.

Как видно из формулы (2), на выходе квадратичного детектора в канале эквивалента выделяется сигнал, пропорциональный $T_{\text{э}} + T_{\text{ш}}$. При условии неизменности $T_{\text{э}}$ и $T_{\text{ш}}$ этот сигнал представляет собой стабильное относительно канала антенны напряжение, содержащее информацию о флуктуациях коэффициента усиления, полосы пропускания и т. д. Благодаря этому часть напряжения в канале эквивалента (или несколько частей) можно использовать для калибровки радиометра. Цепь подачи калибровочного сигнала состоит из фильтра ФЗ, аттенуатора АтЗ и синхронного ключа ПЗ, позволяющего подавать калибровочную ступеньку на УНЧ лишь в один полупериод модуляции, преимущественно в полупериод антенны.

Основным преимуществом такой схемы наряду с простотой, равномерным шумовым спектром калибровочного сигнала и возможностью дистанционной калибровки независимо от ВЧ блока радиометра является отсутствие активных источников шума. Особенно важно это во всех тех случаях, когда создание таких источников шума наталкивается на серьезные технические трудности.

Данная калибровочная схема требует в общем случае термостатирования первых каскадов УВЧ и эквивалента. Однако на практике стабильность калибра достаточно высока и без термостатирования. Например, изменение окружающей температуры на 20 К при $T_{\text{э}} = T_{\text{ш}} = 300$ К дает погрешность калибровки всего в 3% (при условии стабильности шумов приемника).

На основе структурной схемы рис. 1 был изготовлен радиометр на $\lambda=18$ см. Его флукуационная чувствительность составила 0,03 К в полосе $\Delta f = 500$ МГц и $\tau=1$ с. С помощью этого радиометра, на РТ-70 были проведены наблюдения галактик Маркаряна 3, 11, 348, 421, 501, 668, 1032 и 1077. В результате была обнаружена переменность плотности потока радиоизлучения галактики 1077. Длительная эксплуатация показала высокую стабильность примененной калибровочной схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Есепкина Н. А. и др. Радиотелескопы и радиометры. — М. Наука, 1973, с. 321.
2. Oghaugh T., Walton W. — Publ. Natl. Radio Astron. Obs., 1962, 1, p. 179.
3. Алексеев Ю. И. Тезисы XVII Всесоюзной конференции «Радиоастрономическая аппаратура». — Ереван, 1985, с. 200.

4. Карапетян В. Р., Нагдалян Э. А. Тезисы XVII Всесоюзной конференции «Радиоастрономическая аппаратура». — Ереван, 1985, с. 255.
5. Гольнев В. Я. и др. — Изв. САО, 1981, 13, с. 53.
6. Вегнер J. — IEEE Trans. Instr. Measurement, 1979, 28, № 1, p. 46.
7. Thomsen F. — IEEE MTT, 1984, 32, № 2, p. 145.

Институт радиофизики и электроники
АН АрмССР

Поступила в редакцию
28 мая 1986 г.

УДК 538.574.3

ГАШЕНИЕ ВОЛН В НЕЛИНЕЙНОЙ ИНТЕГРИРУЕМОЙ СИСТЕМЕ

В. К. Мельников

В известном приближении взаимодействие длинной волны с пакетом коротких волн, распространяющихся в плоскости xu под углом друг к другу, описывается системой уравнений

$$\frac{\partial u}{\partial t} - \frac{\partial u}{\partial y} + 2k \frac{\partial}{\partial x} |v|^2 = 0, \quad i \frac{\partial v}{\partial t} = uv + \frac{\partial^2 v}{\partial x^2}, \quad (1)$$

где u — амплитуда длинной волны, v — комплексная огибающая пакета коротких волн, t — время, x, y — координаты на плоскости, параметр k удовлетворяет условию $k^2 = 1$.

Система (1) обладает двумя типами решений, описывающих уединенные волны. Волны первого типа имеют вид

$$u = \frac{2\mu_1^2}{\text{ch}^2 [\mu_1 x + 2\mu_1 \nu_1 (y+t)]}, \quad v = 0,$$

где параметры μ_1, ν_1 принимают любые вещественные значения. Волны второго типа имеют вид

$$u = \frac{2\mu_2^2}{\text{ch}^2 [\mu_2 (x + 2\nu_2 t)]}, \quad v = c_0 \frac{\exp [i\nu_2 (x + 2\nu_2 t)]}{\text{ch} [\mu_2 (x + 2\nu_2 t)]} \exp [-i(\mu_2^2 + \nu_2^2) t],$$

где вещественные параметры μ_2, ν_2 и комплексная величина c_0 удовлетворяют соотношению $|c_0|^2 + 2k\mu_2^2\nu_2 = 0$, и, следовательно, для существования волн этого типа необходимо выполнение условия $k\nu_2 < 0$.

С помощью метода обратной задачи рассеяния [1, 2] может быть найдено точное решение системы (1), описывающее взаимодействие волны первого типа с волной второго типа. С этой целью возьмем функции D и V вида

$$D = 1 + \alpha_0 \exp[2\mu_1 x + 4\mu_1 \nu_1 (y+t)] + \beta_0 \exp[2\mu_2 (x + 2\nu_2 t)] + \\ + \gamma_0 \exp[2\mu_1 x + 4\mu_1 \nu_1 (y+t) + 2\mu_2 (x + 2\nu_2 t)], \\ V_1 = - \left\{ 1 + \alpha_0 \frac{\omega_3 - \omega_1}{\omega_3 + \omega_1} \exp [2\mu_1 x + 4\mu_1 \nu_1 (y + t)] \right\} \times \\ \times 2c_0 \exp[\mu_2 (x + 2\nu_2 t)] \exp [i\nu_2 (x + 2\nu_2 t) - i(\mu_2^2 + \nu_2^2) t],$$

где $\alpha_0 > 0$, $\beta_0 = -k|c_0|^2/2\mu_2^2\nu_2$, $\gamma_0 = \alpha_0\beta_0|(\omega_3 - \omega_1)/(\omega_3 + \omega_1)|^2$, $\omega_1 = \mu_1 + i\nu_1$, $\omega_3 = \mu_2 + i\nu_2$ и $\omega_1 + \omega_3 \neq 0$. Согласно результатам работы [2] функции

$$u = 2(\partial^2/\partial x^2) \ln D, \quad v = V/D$$

являются решением системы (1). Очевидно, что если $k\nu^2 < 0$, то найденное решение не имеет особенностей при любых вещественных x, y, t .

Выясним теперь поведение полученного выше решения. Рассмотрим сначала случай $\omega_1 \neq \omega_3$. С помощью несложных вычислений находим, что если $\mu_1 \nu_1 > 0$, то при $y \rightarrow \infty$ наше решение имеет асимптотику

$$u \sim \frac{2\mu_2^2}{\text{ch}^2 [\mu_2 (x + 2\nu_2 t + x_0^+)]}, \\ v \sim c_0^+ \frac{\exp [i\nu_2 (x + 2\nu_2 t)]}{\text{ch} [\mu_2 (x + 2\nu_2 t + x_0^+)]} \exp [-i(\mu_2^2 + \nu_2^2) t], \quad (2)$$