

УДК 535.8.535.124.4

НУЛЕВОЙ ДВУХКАНАЛЬНЫЙ АВТОМАТИЧЕСКИЙ РАДИОМЕТР 3-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

В. И. Носов, Ю. М. Забытов, Ю. В. Лебский, А. М. Штанюк

Описан радиометр, в котором регулировка средней мощности эталонного сигнала осуществляется путем изменения длительности открытого состояния рп-модулятора при постоянной эффективной температуре эталонного генератора шума. Такой метод позволяет получить практически линейную калибровочную характеристику радиометра в широком диапазоне измеряемых температур. Приведены результаты испытаний радиометра.

Для получения достоверных результатов измерений при решении прикладных проблем физики миллиметровых волн в области радиоастрономии, радиометеорологии и распространения радиоволн необходимо располагать высокочувствительной и стабильной радиометрической аппаратурой.

В то время как для многих практических приложений потенциальная чувствительность современных радиометров миллиметрового диапазона вполне удовлетворительна, нестабильность их параметров не позволяет получить высокую разрешающую способность по температуре (т. е. способность регистрировать малые изменения сравнительно интенсивного сигнала). В ряде же случаев именно разрешающая способность является характеристикой, определяющей пригодность радиометра для проведения измерений.

Например, для надежных измерений флуктуаций оптической толщи безоблачной атмосферы (за время 100—1000 с) необходимо регистрировать величины порядка [3, 5]

$$\delta T_a / T_a \approx 10^{-3}, \quad (1)$$

где δT_a — флуктуация яркостной температуры атмосферы, T_a — яркостная температура атмосферы.

Даже для модуляционных радиометров (они наиболее стабильны из всех типов радиометров) такая разрешающая способность практически недостижима вследствие влияния флуктуаций коэффициента усиления приемно-усилительного тракта. К настоящему времени разработан ряд методов ослабления влияния этих флуктуаций на разрешающую способность радиометра.

Применение специальных высокостабильных узлов для построения тракта в сочетании со стабилизацией параметров объема, в котором они размещены (термостатирование, герметизация и т. д.), позволяет в некоторой степени улучшить стабильность радиометра, однако полностью дрейф усиления не устраняет. При этом резко возрастают стоимость и габариты аппаратуры, обычно увеличивается время выхода системы на рабочий режим.

Широко применяется в настоящее время периодическая калибровка радиометра путем подключения ко входу источника сигнала известной интенсивности. Этот способ является достаточно эффективным при периодических и относительно кратковременных наблюдениях, когда за промежуток времени между калибровками параметры аппаратуры не успевают значительно измениться. Непрерывная калибровка реализуется в радиометрах с пилот-сигналом, однако ослабление аномальных

флуктуаций, достигаемое при этом, составляет всего лишь около 10—12 дБ [2]. Кроме того, ухудшается флуктуационный порог чувствительности за счет взаимодействия полезного и пилот-сигналов.

Системы с модуляцией коэффициента усиления тракта (обычно модулируется усиление первых каскадов УПЧ) позволяют значительно снизить уровень аномальных флуктуаций, однако дрейф усиления и шумовой температуры каскадов, предшествующих модулируемому, оказывает непосредственное влияние на точность регистрации исследуемого сигнала [6].

Влияние флуктуаций коэффициента усиления всех каскадов радиометра значительно уменьшается при использовании нулевого метода измерений [1, 2, 4, 6], регулировка интенсивности эталонного сигнала может осуществляться либо вручную, либо автоматически. Ручная регулировка применима только при постоянном или медленно меняющемся входном сигнале. Более совершенным является автоматический нулевой радиометр, охваченный обратной связью с выхода на цепь управления attenuатором тракта эталонного сигнала. В литературе [3, 6] описаны автоматические нулевые радиометры (АНР) различных диапазонов волн, тракт эталонного сигнала этих радиометров выполнен с применением либо механических attenuаторов с сервоприводом, либо электрически управляемых на основе ферритовых элементов или рип-диодов. Для первых характерна хорошая линейность зависимости затухания от управляющего напряжения, но низкое быстродействие сервопривода, вторые имеют высокое быстродействие, но значительную нелинейность такой характеристики, что приводит к нелинейности шкалы интенсивностей и зависимости стандарта отклонения выходных флуктуаций от мощности исследуемого сигнала.

Ниже приведено описание двухканального автоматического нулевого радиометра 3-миллиметрового диапазона волн, в котором средняя мощность эталонного сигнала регулируется путем изменения длительности открытого состояния рип-модулятора при постоянной эффективной температуре эталонного генератора шума. При таком методе управления нелинейность регулировочной характеристики рип-модулятора не имеет значения, поскольку он работает в ключевом режиме.

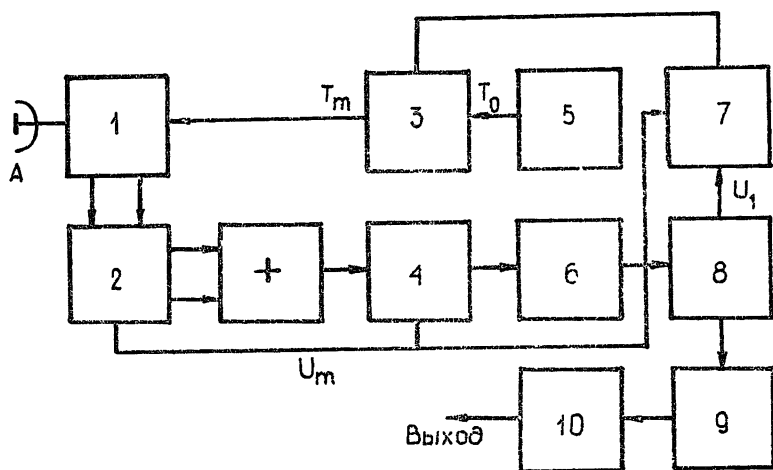


Рис. 1. 1 — Модулятор переключатель, 2 — приемник, 3 — рип-модулятор, 4 — синхронный детектор, 5 — эталонный генератор шума (ГШ), 6, 8 — фильтры Φ_1 и Φ_2 , 7 — широко-импульсный модулятор (ШИМ), 9 — УПТ, 10 — ФНЧ.

Описание радиометра. Упрощенная функциональная схема радиометра изображена на рис. 1. Радиометр выполнен по двухканальной схеме Грэхема [1, 2]. Каждый канал содержит смеситель на ДБШ, транзисторный УПЧ и квадратичный детектор, в качестве общего гете-

родина использована лампа обратной волны. Модулятор-переключатель осуществляет коммутацию антенны и цепи эталонного сигнала ко входам приемника в соответствующие полупериоды модуляции. Построение приемника по двухканальной схеме позволило повысить чувствительность и надежность радиометра. Источником эталонного сигнала служит газоразрядная лампа, установленная в волноводе основного сечения. Ток лампы стабилизирован с точностью не хуже 10^{-4} .

Цепь управления рп-модулятором работает следующим образом. При изменении антенной температуры на выходе синхронного детектора появляется постоянная составляющая напряжения, которая через фильтры $\Phi 1$ и $\Phi 2$ (об их назначении будет сказано ниже) подается на вход широтно-импульсного модулятора (ШИМ). Частота импульсов на выходе ШИМ равна удвоенной частоте модуляции, а длительность паузы между импульсами выходного тока пропорциональна входному напряжению U_1 . Временные диаграммы, поясняющие работу ШИМ, изображены на рис. 2.

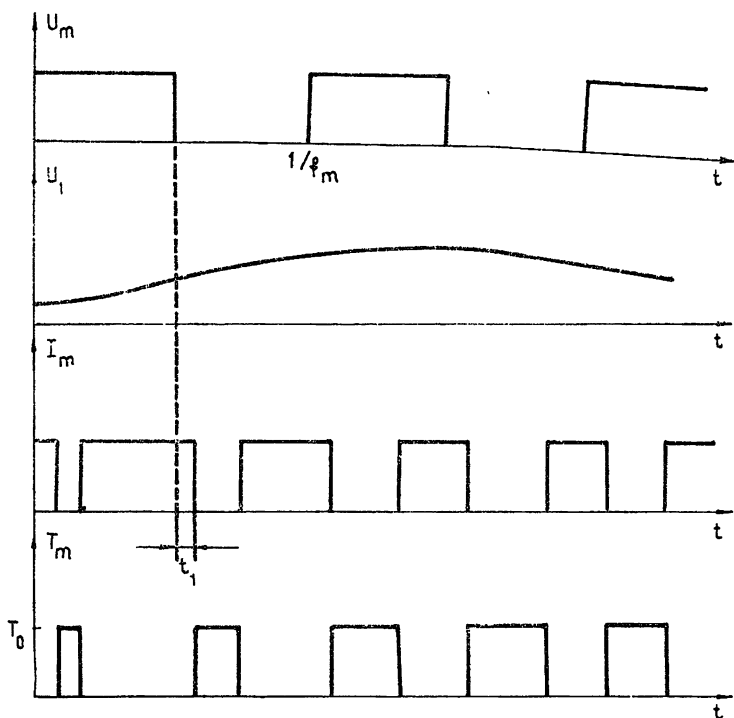


Рис. 2. U_m — модулирующее напряжение, U_1 — управляющее напряжение на входе ШИМ, I_m — ток рп-модулятора, T_m — шумовая температура на выходе рп-модулятора; T_0 — шумовая температура эталонного ГШ.

Модулятор-переключатель 1 представляет собой металлический обтюратор, вращающийся в диагональной плоскости крестообразного соединения двух сверхразмерных волноводов, он обеспечивает полное подключение цепи эталонного сигнала ко входу приемника за время $t_1=0,5$ мс (при частоте модуляции $f_m=170$ Гц). Поэтому для обеспечения линейной зависимости среднего за полупериод модуляции значения T_m от U_1 необходима задержка открывания рп-модулятора относительно фронта модулирующего напряжения U_m на время t_1 . Минимально необходимая эквивалентная шумовая температура эталонного ГШ определяется из условия баланса при максимальной шумовой температуре исследуемого источника сигнала, а для обеспечения максимального коэффициента передачи по кольцу обратной связи радиометра (а следовательно, и максимального подавления аномальных флуктуаций) желательно выбирать T_0 как можно больше (естественно, в пределах динамического диапазона приемно-усилительного тракта).

Управление рп-модулятором осуществляется дискретно с частотой $f_p = 2f_m$, поэтому, в соответствии с теоремой Котельникова, необходимо, чтобы верхняя граничная частота f_s спектра напряжения на входе ШИМ удовлетворяла условию

$$2f_s \leq f_p \quad (2)$$

или

$$f_s \leq f_m. \quad (3)$$

В этом случае изменение огибающей шумового сигнала на выходе цепи обратной связи (ОС) будет соответствовать управляющему напряжению на входе ШИМ. На выходе синхронного детектора $f_s \gg f_m$ [1], поэтому для выполнения условия (3) используется фильтр нижних частот ($\Phi 1$ на рис. 1) в виде интегрирующей RC -цепочки с постоянной времени τ_1 . Фильтр $\Phi 2$ представляет собой изодромное звено первого порядка с передаточной функцией

$$K_2(j\omega) = (1 + j\omega\tau_2) / j\omega\tau_2. \quad (4)$$

При $\tau_1 = \tau_2$ общая передаточная функция фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 2$ $K(j\omega) = K_1(j\omega)K_2(j\omega)$ соответствует неинвертирующему интегратору. Применение в описываемом радиометре двух фильтров вместо одного обусловлено исключительно удобством переключения АНР в режим обычного модуляционного радиометра. На рис. 3 изображены логарифмические амплитудно-частотные характеристики разомкнутого кольца ОС радиометра при использовании в нем только $\Phi 1$ (пунктирная линия), только $\Phi 2$ (штрихпунктирная линия) и $\Phi 1$ совместно с $\Phi 2$ (сплошная линия).

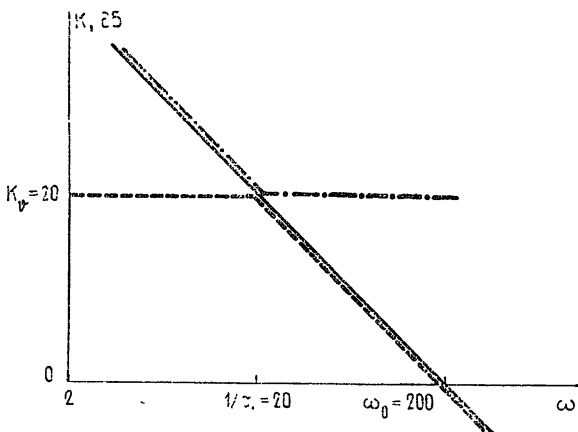


Рис. 3.

Таким образом, АНР представляет собой систему авторегулирования с астатизмом первого порядка и частотой среза

$$\omega_0 = K_v / \tau_1. \quad (5)$$

Полагая $\omega_0 / 2\pi = f_s$, из (3) и (5) получаем условие для выбора постоянной времени фильтра нижних частот

$$\tau_1 \geq K_v / 2\pi f_m. \quad (6)$$

В описываемом радиометре $f_m = 170$ Гц, $K_v = 10$, $\tau_1 = \tau_2 = 50$ мс. При использовании такой фильтрующей системы ошибка обработки изменений огибающей входного сигнала с частотами менее 0,01 Гц (примерно этот же порядок имеет ширина спектра флуктуаций коэффициента усиления тракта АНР) составляет менее 10^{-4} от начального рассогласования (например при $T_a = 5000$ К меньше 0,5 К). Постоянная времени выходной цепи радиометра определяется выходным ФНЧ (10 на рис. 1).

Конструктивно радиометр состоит из двух блоков, которые могут быть разнесены на расстояние до 50 метров. В первом блоке (блок ВЧ) размещены ВЧ тракт, выполненный на сверхразмерных волноводах сечением 14×14 мм² с плавными переходами на основное сечение, смесители, транзисторные УПЧ, гетеродин, квадратичные детекторы, предварительные УНЧ и элементы цепи эталонного сигнала с источником питания газоразрядной лампы. Приемно-усилительный тракт радиометра — двухканальный, каждый канал выполнен аналогично описанному в [3]. Второй блок (блок управления) содержит низкочастотный тракт обработки сигнала и управления рп-модулятором, блок питания ЛОВ и органы контроля и управления. Изменение коэффициента усиления низкочастотного тракта может осуществляться подачей сигналов двоично-десятичного кода от внешних устройств или вручную.

Результаты испытаний радиометра. В процессе испытаний радиометра была измерена относительная нестабильность эталонного ГШ, проверена линейность калибровочной характеристики и измерен дрейф выходного напряжения при максимальном входном сигнале.

Нестабильность эталонного ГШ была измерена путем записи шумов на выходе радиометра (с разомкнутой цепью ОС) при подключении на вход аналогичного ГШ. Шумовые температуры обоих ГШ составляли около 6000 К, при этом размах шумовой дорожки на выходе не превышал 6К.

Для снятия калибровочной характеристики ко входу радиометра через калиброванный аттенюатор был подключен ГШ с шумовой температурой около 6000 К. Нелинейность калибровочной характеристики в диапазоне входных шумовых температур (100—5000) К не превышала 10% (для сравнения укажем, что такая же нелинейность калибровочной характеристики радиометра, описанного в [6], имеет место в диапазоне входных шумовых температур (90—270) К).

Радиометр имеет следующие технические характеристики.

Диапазон длин волн	3 — 4 мм.
Полоса пропускания по ВЧ	800 МГц.
Постоянная времени выходной цепи τ	0,01 — 10 с.
Флуктуационный порог чувствительности при $\tau = 1$ с	0,1 К.
Относительная нестабильность эталонного ГШ за 1 час	$< 10^{-3}$.
Нелинейность калибровочной характеристики в диапазоне входных шумовых температур 100—5000 К	$< 10\%$.
Дрейф выходного напряжения в градусах антенной температуры при $T_a = 500$ К	$< 7,5$ К.

Применение в качестве регулируемого аттенюатора в цепи эталонного сигнала рп-модулятора с широтно-импульсным управлением позволяет получить линейную калибровочную характеристику автоматического нулевого радиометра в широком диапазоне входных шумовых температур.

Отметим, что недостатком такого способа управления интенсивностью эталонного сигнала является необходимость широкой полосы пропускания и большого динамического диапазона тракта низкочастотной обработки сигнала (последнее обстоятельство ограничивает практически достижимый коэффициент подавления аномальных флуктуаций). Эти требования обусловлены тем, что при любой шумовой температуре исследуемого объекта амплитуда импульсов эталонного сигнала остается постоянной и соответствует верхней границе измеряемых температур, а при малых сигналах длительность этих импульсов имеет порядок десятков микросекунд.

В заключение авторы выражают благодарность А. Г. Кислякову и В. Н. Тюкину за постановку задачи и полезные дискуссии в ходе работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. — М.: Наука, 1973.
2. Николаев А. Г., Перцов С. В. Радиотеплолокация. — М.: Сов. радио, 1964.
3. Геворкян В. Г., Кисляков А. Г. и др. — Изв. вузов — Радиофизика, 1979, 25, № 2, с. 240.
4. Троицкий В. С. — ЖТФ, 1955, 25, № 3, с. 478.
5. Зинченко И. И., Кисляков А. Г. и др. Труды Всесоюзной школы-симпозиума по распространению миллиметровых и субмиллиметровых волн в атмосфере. — М., 1983, с. 320.
6. Goggins W. B. — IEEE Trans. Aerospace Electronic Systems, 1967, № 1, p. 83.

Институт прикладной физики
АН СССР

Поступила в редакцию
17 июля 1986 г.

THE AUTOMATIC NULL TWO-CHANNEL RADIOMETER OPERATED AT 3 mm WAVELENGTH

V. I. Nosov, Yu. M. Zabytov, Yu. V. Lebskij, A. M. Shtanyuk

The available automatic null radiometers suffer from the loss of linearity of the calibration curve due to nonlinearity of the controlled attenuators of reference signal. Proposed is a radiometer in which the mean power of reference signal is controlled by varying the open state duration of the pin modulator with constant effective noise temperature of the reference source. The method ensures an almost linear calibration curve in a wide range of temperatures. Test results of the radiometer are reported.

Аннотации депонированных статей

УДК 533.9.01

О ПРОВОДИМОСТИ НЕОДНОРОДНОЙ И НЕСТАЦИОНАРНОЙ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ПЛАЗМЫ

А. В. Мороз

Тензор проводимости неоднородной и нестационарной холодной электронной плазмы вычисляется в предположении, что в невозмущенном «пробном» электромагнитном поле потоке электроны увлекаются тяжелыми частицами, так что их средняя скорость $V_0 = V_0(r, t)$ является заданной функцией координат и времени (механизм, определяющий данную зависимость, не конкретизируется; в метеоритном следе, например, это — взаимодействие набегающего потока воздуха с «телом» метеорита). Вычисления проводятся в рамках линеаризованных квазигидродинамических уравнений для возмущений средней скорости и концентрации электронов с привлечением условия медленности изменения матрицы $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}(r, t) = \partial V_0 / \partial r$ производных средней скорости по координатам, которое означает, что любыми производными при расчетах можно пренебречь (обобщенное квазистационарное приближение). Показано, что в квазинейтральной плазме тензор проводимости имеет вид

$$\hat{\sigma}(t, t-t'; r, r-r') = \frac{e^2}{m} N_0(t, r) \delta \left[r' - r + \int_{t'}^t e^{-\hat{\alpha}(t, r)(t'-t'')} V_0(t'', r) dt'' \right] e^{-\hat{\beta}(t, r)(t-t')},$$

где e и m — заряд и масса электрона, N_0 — невозмущенная электронная концентрация, $\hat{\beta} = \hat{\alpha} + \nu \hat{I}$, ν — эффективная частота соударений электронов с тяжелыми частицами, \hat{I} — единичная матрица. Из полученного выражения следует, что учет градиента средней скорости приводит к анизотропии среды (при $\hat{\alpha} = 0$ среда изотропна), причем данный механизм имеет нерелятивистский характер, а также к изменению коэффициента затухания волн в среде.

*Статья депонирована в ВИНТИ,
рег. № 2880—В 88. Деп. от 15 апреля 1988 г.*