

УДК 537.86:621.372

**НУЛЕВОЙ РАДИОМЕТР С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
ОПОРНОГО СИГНАЛА И ЦИФРОВЫМ ВЫХОДОМ**

Г. С. Бордонский, А. В. Филатов

Описан радиометр, в основу работы которого положен новый модифицированный метод нулевого приема. В радиометре ввод дополнительного, неизменного по мощности, шумового сигнала от генератора шума в тракт антенны производится импульсами переменной длительности. Приведен вывод формулы, линейно связывающей эту длительность с сигналом от антенны, в которой шумовые температуры полупроводникового генератора шума и согласованной нагрузки выполняют роль двух опорных величин. Радиометр отличается нетрадиционным построением измерительного тракта после квадратичного детектора. Прибор, построенный по предложенной схеме на длину волны 18 см, предназначен для работы в полевых условиях и оптимизирован для дистанционных исследований природной среды. Его флуктуационный порог чувствительности 0,03 К при полосе выходного фильтра 1 Гц. Абсолютная погрешность измерений при максимальном входном сигнале и при изменении температуры окружающей среды от -25 до +35° С не более 1 К. Нелинейность характеристики в диапазоне входных шумовых температур 75 - 315 К не превысила ± 0,25 К.

В радиометрах одним из факторов, который существенно снижает абсолютную точность измерений, является дрейф коэффициента усиления измерительного тракта. Для его уменьшения широко используется метод нулевого приема [1], варианты технической реализации которого приведены в работах [2 - 4]. В настоящее время получили распространение схемы радиометров [5 - 7], выполненные с применением модифицированного метода нулевого приема, в которых регулировка средней мощности эталонного сигнала осуществляется путем ввода дополнительного компенсирующего шумового сигнала импульсами переменной длительности или частоты при его неизменной выходной мощности. Однако из принципа работы приборов следует, что в них выполняются два последовательных преобразования. Сначала на выходе измерительного тракта выделяется постоянное напряжение, амплитуда

которого пропорциональна входному сигналу. Затем это напряжение преобразуется в частоту следования импульсов или длительность импульса. Это приводит к снижению абсолютной точности измерений [8].

Ниже приводится описание нулевого радиометра, свободного от данных недостатков. Структурная схема прибора представлена на рис. 1. На термостатированной плате 13 размещены эталонный генератор шума 4, фиксированный аттенюатор 3, СВЧ-ключ 2, направленный ответвитель 1, опорная согласованная нагрузка 6 и модулятор 5. Радиометр отличается от существующих разработок нетрадиционным построением измерительного тракта после детектора приемника 7 и содержит последовательно соединенные узлы - импульсный усилитель 8, схему исключения постоянной составляющей напряжения в импульсной периодической последовательности сигналов 9, нуль-орган 10 (элемент сравнения напряжения с нулем), устройство управления 11, цифровой интегратор 12. Для приведенной структуры входного тракта радиометра необходимо, чтобы температура T_0 согласованной опорной нагрузки была больше температуры антенны T_A , т. е. $T_0 > T_A$ во всем диапазоне изменения T_A .

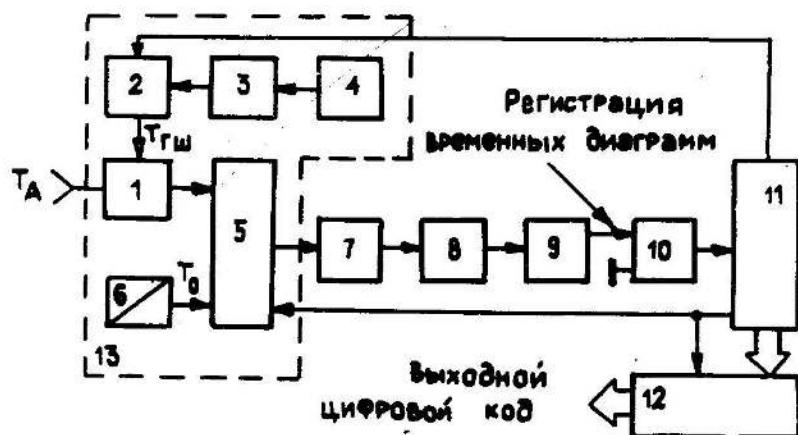


Рис. 1.

Принцип работы радиометра. В отсутствие сигнала с генератора шума при работающем модуляторе на выходе схемы исключения постоянной составляющей (СИПС) будет выделяться сигнал с частотой модуляции, амплитуда которого пропорциональна разности $T_0 - T_A$. В этом случае временная диаграмма работы радиометра на выходе СИПС будет иметь вид, представленный на рис. 2а, на которой можно выделить равные по длительности полупериоды t_A и t_0 подключения на вход приемника сигналов от антенны и опорной согласованной нагрузки, соответственно (классический модуляционный радиометр с импульсной прямоугольной модуляцией типа меандр). На данной временной диаграмме и всех

последующих вместо амплитуд напряжений импульсов на выходе СИПС U_{T_A} и U_{T_0} приведены значения входных температур T_A и T_0 шумовых сигналов, так как между температурами T_A и T_0 как входными сигналами и их откликом в виде импульсов напряжения на выходе СИПС существует прямопропорциональная зависимость из условий линейности приемного тракта и квадратичности детектора для слабых сигналов.

Если в тракт антенны, когда он скоммутирован на вход приемника, через направленный ответвитель вводить в течение некоторого, произвольно выбранного интервала времени $t_{ГШ}$ сигнал от генератора шума (ГШ), такой, что $T_{ГШ} + T_A > T_0$, то в этом случае временная диаграмма периодической последовательности импульсных сигналов на выходе СИПС станет иметь иной вид. На рис. 2б показан один период этой диаграммы, на ней можно выделить три участка одинаковых уровней мощности сигнала: 1 - 2 - на вход приемника поступает сигнал от антенны T_A , 2 - 3 - на вход приемника поступает сумма сигналов от антенны T_A и эталонного генератора шума $T_{ГШ}$, 3 - 4' - на вход приемника поступает сигнал от опорной согласованной нагрузки T_0 .

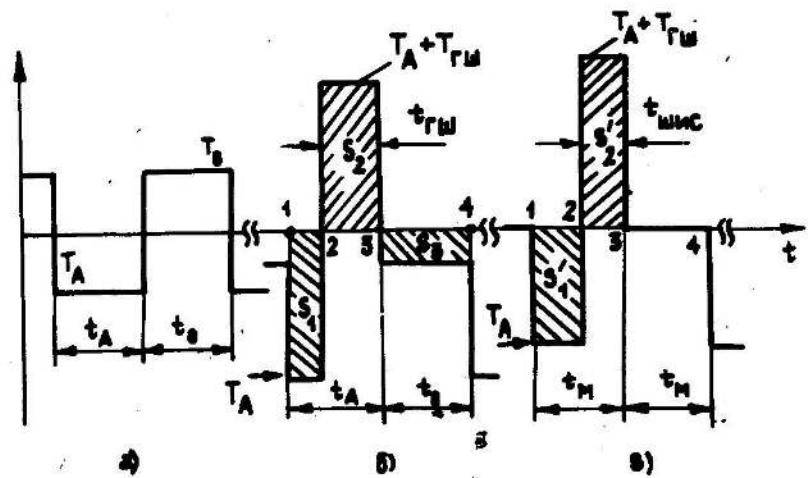


Рис. 2.

Необходимо отметить, что после СИПС в периодической последовательности импульсных сигналов исключается постоянная составляющая напряжения, что приводит к ее смещению относительно нулевой линии вверх (вниз) так, что для одного периода сигнала сумма вольт-секундных площадей импульсов, которые лежат в области отрицательных напряжений (ниже нулевой линии), стала равной сумме вольт-секундных площадей, которые лежат выше нулевой линии (в области положительных напряжений). То есть для обозначенных на временной диаграмме вольт-секундных площадей S_1 , S_2 , S_3 будет выполняться равенство $S_1 + S_3 = S_2$. Далее, путем направленного

изменения длительности $t_{\Gamma\text{III}}$ введения шумового сигнала от генератора шума в антенный тракт можно добиться такого состояния, когда вольт-секундная площадь S_3 на временной диаграмме рис. 2б станет равной нулю. В этом случае временная диаграмма периодической последовательности импульсов примет вид, приведенный на рис. 2в, для которой будет выполняться равенство $S'_1 = S'_2$ или

$$G(t)(T_o - T_A)(t_A - t_{\Gamma\text{III}}) = G(t)(T_{\Gamma\text{III}} + T_A - T_o)t_{\Gamma\text{III}},$$

где $G(t)$ - коэффициент передачи /усилительного тракта радиометра, откуда после преобразований получим $t_{\Gamma\text{III}} = \frac{T_o - T_A}{T_{\Gamma\text{III}}}t_A$. Для симметричной прямоугольной модуляции $t_A = t_o = t_m$, а переменную длительность введения сигнала от генератора шума $t_{\Gamma\text{III}}$ можно считать широтно-импульсным сигналом и обозначим $t_{\text{ШИС}}$. С учетом этого основную формулу преобразования можно записать в окончательном виде

$$t_{\text{ШИС}} = \frac{T_o - T_A}{T_{\Gamma\text{III}}}t_M. \quad (1)$$

откуда искомый сигнал от антенны будет определен как

$$T_A = T_o - T_{\Gamma\text{III}} \frac{t_{\text{ШИС}}}{t_M}. \quad (2)$$

Таким образом, длительность $t_{\text{ШИС}}$ введения неизменного по мощности сигнала от генератора шума в антенный тракт линейно связана с сигналом от антенны выражением (1), в котором T_o и $T_{\Gamma\text{III}}$ выполняют роль двух эталонных источников шумового сигнала, и не зависит от флуктуаций коэффициента передачи измерительного тракта.

Для измерения сигналов от антенны T_A в диапазоне $T_{A_{\min}} - T_o$, где $T_{A_{\min}}$ - минимальное значение измеряемой радиометром антенной температуры, температуру подшумливания $T_{\Gamma\text{III}}$ необходимо выбирать из условия

$$T_{\Gamma\text{III}} = T_o - T_{A_{\min}}. \quad (3)$$

Регулировка $T_{\Gamma\text{III}}$ осуществляется плавной настройкой аттенюатора путем изменения поглощения шумового сигнала от генератора шума до направленного ответвителя. Для частного случая, когда $T_{A_{\min}} = 0$,

согласно (3) $T_{\Gamma\text{III}} = T_o$ и выражение (1) примет вид $t_{\text{ШИС}} = \left(1 - \frac{T_A}{T_o}\right)t_m$.

Таким образом, способ функционирования радиометра можно описать последовательностью операций:

1. При переключении входа радиометра с опорной нагрузки на антенну во входной тракт вводится через направленный ответвитель постоянный по мощности сигнал подшумливания от эталонного генератора шума определенной длительности.

2. После усиления по высокой частоте, квадратичного детектирования и усиления в полученной импульсной периодической последовательности сигналов исключается постоянная составляющая напряжения.

3. Затем в этой последовательности сигналов с исключенной постоянной составляющей анализируется амплитуда напряжения на нуль в полупериод коммутации на вход приемника опорной согласованной нагрузки.

4. Если амплитуда напряжения не равна нулю, то производится направленное изменение длительности введения шумового сигнала от эталонного генератора шума во входной тракт.

5. В момент равенства нулю амплитуды напряжения (в полупериод коммутации на вход опорной согласованной нагрузки) длительность импульса ввода дополнительного шумового сигнала от эталонного генератора шума информативна и линейно связана с входным сигналом от антенны выражением (1).

Описание радиометра. На основе изложенной схемы реализован прибор на длину волны 18 см. В радиометре усилительно-детекторный узел (блок 7 рис. 1) выполняет функцию приемника прямого усиления и содержит последовательно соединенные развязывающий вентиль, транзисторный усилитель высокой частоты, полосовой фильтр, второй усилитель высокой частоты, квадратичный детектор. Для усиления сигналов после квадратичного детектора применяется импульсный усилитель, обладающий высокой скоростью нарастания выходного сигнала (более 25 В/мкс). СИПС предназначена только для исключения постоянного напряжения в периодическом сигнале, что приводит к сдвигу последовательности импульсов относительно нулевой линии. Ее функцию в данном радиометре выполняет цепь, состоящая из разделительного конденсатора и резистора, хотя возможно использование других элементов, например, импульсного трансформатора. Функцию нуль-органа - устройства сравнения сигнала с нулем выполняет аналоговый компаратор, один вход которого соединен с нулевой шиной. В качестве эталонного генератора шума применен полупроводниковый ГШ. Исследовалось влияние температуры активной области диода на выходную мощность его шумового сигнала.

максимальное отклонение которой при токах 1 - 2 мА составило 0,2% на 1К. Модулятор радиометра и СВЧ-ключ выполнены на поликоровой подложке размером $60 \times 48 \times 1$ мм³, подробно описанной в, [9]. Во входном узле радиометра согласованная нагрузка, эквивалентная шумовая температура которой используется как одна из опорных, а также генератор шума и аттенюатор (вторая опорная температура) помещаются на терmostатированной плате. Для этого разработан термостат подогревного типа с импульсным питанием элементов нагрева, особенностью которого является адаптивное изменение длительности импульсов тока через нагревательный элемент в зависимости от температуры окружающей среды. Относительная погрешность статирования температуры в термостате $\pm 0,1$ К при изменении разности внешней и внутренней температур от -25 до +35°C. Дрейф температуры термостата не более 0,03 К после одного часа работы и не более 0,015 К в течение последующих восьми часов непрерывной работы. Время выхода на режим терmostатирования после включения радиометра не более 15 минут.

Организацию работы радиометра согласно временным диаграммам на рис. 2 выполняет устройство управления (УУ), вариант структурной схемы которого приведен на рис. 3. УУ собрано на цифровых элементах и включает в себя двоичный реверсивный 1 и двоичный 2 счетчики, цифровой компаратор 4, генератор импульсов 3, триггеры широтно-импульсного сигнала (ШИС) 6 и полупериода модуляции 5, выходные усилители мощности 7 и 8, с выхода которых происходит управление СВЧ - ключом, модулятором и цифровым интегратором. Разрядности счетчиков равны десяти двоичным разрядам и определяют разрядность выходного цифрового кода радиометра. Двоичный счетчик, работая непрерывно, осуществляет прямую развертку цифрового двоичного кода от поступающих на его вход с счета импульсов с генератора и в момент переполнения с выхода Р изменяет состояние триггера модуляции. Таким образом, осуществляется формирование равных по длительности полупериодов подключения на вход приемника антенны и согласованной опорной нагрузки. В момент равенства кодов двоичного и двоичного реверсивного счетчиков цифровой компаратор вырабатывает сигнал, по которому триггер широтно-импульсного сигнала устанавливается в единичное состояние по входу S, и это происходит только в первом полупериоде, так как во втором полупериоде он удерживается в сброшенном состоянии по входу R. При включенном триггере через усилитель мощности замыкается СВЧ-ключ во входном узле радиометра, и эталонный сигнал от генератора шума поступает через направленный ответвитель в антенный тракт, суммируясь с

сигналом от антенны. Содержимое реверсивного счетчика изменяется в конце каждого периода работы устройства перепадом сигнала с выхода триггера модуляции. Содержимое реверсивного счетчика уменьшается (увеличивается) на один младший разряд в зависимости от выходного сигнала с нуль-органа, поступающего на вход направления счета $+$ / $-$ реверсивного счетчика. Это вызовет в следующем периоде модуляции изменение длительности широтно-импульсного сигнала включения СВЧ ключа на одну младшую ступень.

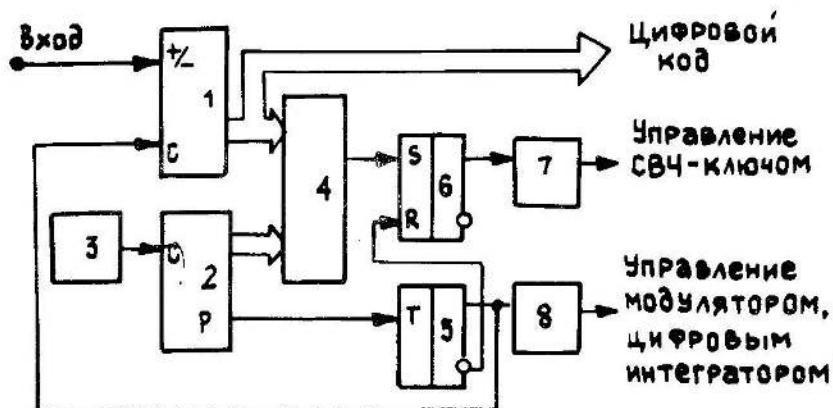


Рис. 5.

Фазировка входов нуль-органа и синхронизация УУ выполнены так, чтобы направленное изменение кода реверсивного счетчика и связанное с ним изменение длительности ШИС продолжалось до тех пор, пока напряжение на входе нуль-органа в полупериоде коммутации на вход согласованной нагрузки не станет равным нулю. В этот момент измеряемый сигнал от антенны может быть определен через широтно-импульсный сигнал от ГШ по формуле (2). При изменении входного антенного сигнала изменяется величина напряжения в плюс или минус на входе нуль-органа во втором полупериоде модуляции, за которым следует УУ, и изменяет пропорционально состояние реверсивного счёгчика, каждый раз "подгоняя" длительность широтно-импульсного сигнала от ГШ. УУ изменяет состояние реверсивного счетчика после каждого периода модуляции на один младший разряд, выполняя тем самым дополнительную функцию цифрового фильтра низких частот ввиду конечной скорости отработки сигнала. Это также необходимо для устойчивой работы цепи обратной связи автоматического регулирования, которая в данном случае будет иметь одно интегрирующее звено (УУ). Так, для частоты модуляции, равной 1 кГц, время отработки

максимального скачка входного сигнала для 10-разрядного цифрового кода равно $1 \text{ мс} \times 1024 = 1,024 \text{ с}$.

С учетом рассмотренной структурной схемы УУ в основной формуле преобразования (1) можно сделать переход от временных длительностей к их эквивалентам, выраженным в цифровом коде, т. е. $t_{\text{ШИС}} = N_{PC_y} t_{\Gamma}$, где N_{PC_y} - цифровой код содержимого реверсивного счетчика, t_{Γ} - период генератора импульсов, $t_{\Gamma} = (N_{\max} + 1)t_{\Gamma}$, где N_{\max} - максимально возможный код двоичного счетчика, когда во всех его разрядах единицы.

Подставив эти равенства в формулу (1), получим

$$N_{PC_y} = \frac{T_o - T_a}{T_{\Gamma\text{Ш}}} (N_{\max} + 1).$$

С выхода УУ цифровой код N_{PC_y} передается в цифровой динамический интегратор, который представляет собой сумматор последовательного накопительного типа цифровых кодов с последующим усреднением путем сдвига результата накопления. Он включает в себя сумматор, сдвиговый регистр, выходной буферный регистр, информация в который поступает после каждого этапа накопления и сдвига суммы (ее нормирования). Занесение цифрового кода в сумматор осуществляется в конце каждого периода модуляции прибора по сигналу с УУ. В нем происходит суммирование поступившего кода с предыдущим накопленным значением, и новое значение кода поступает для хранения в сдвиговый регистр до следующего этапа суммирования. После числа накоплений, кратных 2^n , происходит сдвиг суммы на $m - p$ позиций, где 2^m - максимально возможное в приборе число накоплений, и результат заносится в буферный регистр для отображения выходного цифрового кода, эквивалента сигналу от антенны. Задавая различное число накоплений цифрового кода при известной частоте модуляции, можно получить различные времена интегрирования.

Результаты испытаний радиометра. В процессе испытаний радиометра были измерены абсолютная погрешность представления результатов измерения и линейность в диапазоне входных температур 75 К - 315 К при изменении температуры окружающей среды прибора от -25 до +35 °C. Для испытаний использовался генератор шумового сигнала, находящийся при температуре кипения жидкого азота, прецизионный аттенюатор. Прибор помещался в термошкаф. Погрешность, связанная с нелинейностью прибора во всем диапазоне входных

температуру, находилась в пределах $\pm 0,25$ К. Абсолютная погрешность после 5 часов непрерывной работы не превысила 1 К. Как было установлено, основной вклад в абсолютную погрешность внесло соединительное звено от внешнего, стыкуемого с антенной, разъема прибора до направленного ответвителя входного тракта, расположенного на термостатированной плате. При изменении внешней температуры прибора изменялся температурный градиент по длине коаксиального кабеля (его оплетке и диэлектрику), что приводило к изменению его шумов. По оценкам вклад входного тракта в температуру на входе при перепаде его термодинамической температуры в 60 градусов соответствовал примерно 0,5 К. Расчетная ошибка, вносимая генератором шума вследствие его нестабильности, соответствовала 0,1 К. Возможно, что дополнительная ошибка около 0,2 К возникала из-за нестабильности генератора шума при длительной работе. Устранение этих ошибок возможно путем уменьшения потерь в antennном тракте (или его термостатирования), а также при использовании более стабильного опорного генератора шума.

Флуктуационный порог чувствительности прибора 0,03 К при времени динамического интегрирования, равном 1 с, что соответствует прямоугольной форме полосы эквивалентного выходного фильтра в 1 Гц. Количество усреднений цифровым интегратором результатов измерений от 128 до 16384 с шагом 128, что соответствует временам интегрирования от 0,128 до 16,384 с (частота модуляции 1 кГц). Радиометр разработан как автономное, малогабаритное устройство, предназначенное, главным образом, для работы в полевых условиях, сохраняя свои характеристики при изменении температуры окружающей среды $-25 \div +35^{\circ}\text{C}$. Может быть установлен на аэроноситель (самолет, вертолет), на автомобиль. Предназначен для дистанционного зондирования объектов природной среды, в частности, мерзлых грунтов.

Выводы. В предлагаемом радиометре нет преобразования сформированной на входе приемника последовательности импульсов из сигналов от антенны, согласованной опорной нагрузки и генератора шума в выходное напряжение (отсутствует синхронный детектор). В этой последовательности импульсов после усиления в измерительном тракте радиометра выполняется исключение постоянной составляющей напряжения, не изменяя ее формы. Затем конечным устройством измерительного тракта - нуль-органом - производится анализ напряжения на нуль, когда на вход приемника во втором полупериоде скоммутирована согласованная нагрузка. На выходе радиометра получается цифровой код, пропорциональный входному сигналу без применения аналого-цифрового преобразователя. В радиометре на

точность представления результатов измерения не влияет дрейф коэффициента усиления приемного тракта и коэффициента передачи квадратичного детектора. Не вносит погрешности в работу прибора аддитивная составляющая систематической погрешности, сдвиг нуля измерительного тракта, так как в сравнении на входе нуль-органа присутствует только переменная составляющая сигнала, постоянная составляющая напряжения исключается в СИПС. В этом случае погрешность сдвига нуля будет зависеть от стабильности нуль-органа, его температурного дрейфа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Троицкий В. С. //ЖТФ. 1955. Т. 25. № 3. С. 478.
2. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парицкий Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: Наука, 1973. С. 323, 324.
3. Геворкян В. Г., Кисляков А. Г. и др. //Изв. вузов. Радиофизика. 1979. Т. 22. № 2. С. 240.
4. Бородзич Э. В., Сороченко С. Л. //Изв. вузов. Радиофизика. 1963. Т. 6. № 6. С. 1167.
5. Hardy W.N., Gray K.W., Love A.W.//IEEE Trans. 1974. V. MTT-22. N 4. P. 382.
6. А.с. СССР N 1171731. G.01R29/08/ Аблязов В. С. - Опубл. в Б. И. 1985. N 29. С. 154.
7. Носов В. Н., Забытов Ю. М., Лебский О. В., Штанюк А. М. //Изв. вузов. Радиофизика. 1988. Т. 31. № 7. С. 785.
8. Алиев Т. М., Сейдель Л. Р. Автоматическая коррекция погрешностей цифровых измерительных приборов. - М.: Энергия, 1975. С. 30, 48.
9. Ворсин Н. Н., Милицкий Ю. А., Шайнский В. М., Эткин В. С. //ПТЭ. 1988. N 2. С. 104.

Читинский институт
природных ресурсов
СО РАН

Поступила в редакцию
21 июля 1990 г.,
после доработки
10 января 1992 г.

ZERO TYPE RADIOMETER WITH PULSE-WIDTH MODULATION OF REFERENCE SIGNAL AND DIGITAL OUTPUT

G. S. Bordonsky, A. V. Filatov

A new modified type of a zero radiometer is described. A supplementary power invariable noise signal is fed to antenna line

from the noise generator by means of time variable pulses. The formula with a linear dependence of antenna temperature on pulse time is obtained. The noise temperatures of the semiconductor noise generator and a matched load are used as reference values. The radiometer differs from other modifications by a special circuit after the square law detector. The 18-cm radiometer used this scheme is designed for operation in the field conditions and is optimized for the exploration of the environment. Its fluctuation temperature sensitivity is 0.03 K for 1 Hz bandwidth of the output filter. An absolute measurement error at maximum antenna temperature is less than 1 K for the environment temperature changing from -25°C to +35°C. Deviations of the output signal from the linear law is less than ± 0.25 K for all input temperatures (75 to 315 K).