

Быстродействующий микроволновый радиометр с высокой абсолютной точностью измерений

А. В. ФИЛАТОВ

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия, e-mail: filmsash@mail.ru

Описана схема микроволнового радиометра на основе модификации метода нулевых измерений с высокими динамическими характеристиками. Использование одного генератора шума для формирования двух опорных величин снижает погрешность измерений от изменения выходной мощности генератора и упрощает процесс калибровки при настройке радиометра на заданный диапазон измерений.

Ключевые слова: микроволновый радиометр, нулевой метод измерений.

The circuit of a microwave radiometer based on the modification of zero measurements method with high characteristics is described. The use of one noise generator for formation of two calibrating quantities reduces an error of measurements from change of generator output power and simplifies the calibration process at radiometer setup on the given measurement range.

Key words: microwave radiometer, zero method of measurement.

Как известно, в измерительных приборах для формирования передаточной функции используют две опорные величины, первая из которых определяет смещение характеристики преобразования (шумовой сигнал антенны — выходное напряжение), вторая — ее наклон [1]. В устройствах микроволновой радиометрии, построенных по модуляционным схемам с использованием метода дифференциальных измерений [2], смещение передаточной характеристики обеспечивает шумовой опорный источник, находящийся во входном узле перед модулятором. Наклон этой характеристики (ее крутизна) зависит от коэффициента передачи измерительного тракта модуляционного радиометра. То же отмечается и у других типов радиометров — компенсационных, корреляционных, балансных, в которых полный коэффициент передачи измерительного тракта выполняет роль опорной величины. В этом случае дрейф и флуктуации коэффициента усиления влияют на точность измерений.

Изменения коэффициента усиления — трудно контролируемый источник погрешности. Флуктуации усиления больше проявляются около нулевой частоты, и их спектральная плотность быстро убывает с ростом частоты f по закону, близкому к фликер-шуму [3], т. е. пропорционально $f^{-2,5}$. Для повышения точности с целью снижения влияния медленных флуктуаций коэффициента усиления, рационально увеличивать время накопления сигнала и, следовательно, время измерения. При достаточно больших интервалах времени измерения влияние медленных флуктуаций коэффициента усиления на интервале корреляции их суммарного воздействия на различных частотах существенно уменьшается. Поэтому в известных радиометрических схемах сокращение времени измерения значительно ослабляет флуктуационную чувствительность радиометров.

Развитие техники радиофизических исследований природных сред для задач спутникового мониторинга растительного покрова, исследований глобального изменения биосферы и т. д. стимулирует работы по созданию приемных систем, обладающих не только высокой абсолютной точностью измерений, но и быстродействием. В [4, 5] приведены

схемы радиометров на основе модификации метода нулевых измерений. Первое их достоинство состоит в том, что опорные источники шумового сигнала, определяющие смещение и наклон передаточной характеристики, сосредоточены в локальном объеме входного узла, в котором осуществляется их импульсная модуляция совместно с сигналом антенны. Опорные источники имеют малые размеры и их проще термостатировать. Из пассивных источников широко применяют согласованные нагрузки, из активных — лавинно-пролетные диоды, диоды Ганна, транзисторы. Второе достоинство нулевого метода измерений заключается в минимальном (теоретически равном нулю) влиянии на точность измерений дрейфа и медленных флуктуаций коэффициента передачи измерительного тракта. В результате появляется возможность выполнять измерения на коротких интервалах с меньшим временем накопления сигнала при сохранении достаточной чувствительности. В [6] рассмотрены методы и алгоритмы повышения динамических свойств нулевых модифицированных радиометров с цифровым выходом.

В данной статье описана схема модифицированного радиометра на основе метода нулевых измерений с высокими динамическими характеристиками по времени измерения, содержащая один активный генератор шума для формирования двух опорных величин. Это снижает погрешность измерений от изменения выходной мощности генератора и упрощает процесс калибровки при настройке радиометра на заданный диапазон измерений.

Структурная схема радиометра приведена на рис. 1. Она состоит из антенны 1, входного термостатированного блока, измерительного канала, микроконтроллера 13. Во входном блоке радиометра установлены модуляторы 2, 8, в которых по сигналам $t_{\text{ШИМ}}$ и $t_{\text{АИМ}}$ микроконтроллера выполняются два вида импульсных модуляций — широтная (ШИМ) и амплитудная (АИМ). Опорные сигналы $T_{\text{он1}}$, $T_{\text{он2}}$, определяющие смещение и наклон передаточной характеристики в радиометре, вырабатываются общим источником — полупроводниковым генератором шума 3 с применением лавинно-пролетного диода, через активную зону которого протекает элек-

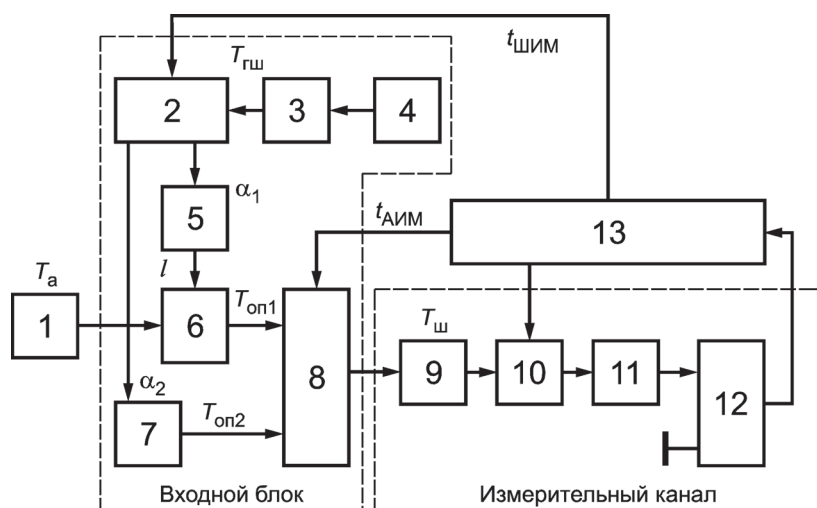


Рис. 1. Структурная схема модифицированного нулевого радиометра с использованием импульсных, амплитудной и широтной модуляций:

1 — антенна; 2, 8 — модуляторы; 3 — генератор шума; 4 — источник тока; 5, 7 — аттенуаторы; 6 — направленный ответвитель; 9 — радиометрический приемник; 10, 11 — фильтры низких и высоких частот, соответственно; 12 — компаратор; 13 — микроконтроллер

трический ток от источника 4. Шумовой сигнал $T_{оп1}$ поступает в тракт антенны через направленный ответвитель 6, регулируемый аттенуатор 5, и ослабляется:

$$T_{оп1} = T_{гш} \alpha_1 l, \quad (1)$$

где $T_{гш}$ — шумовая температура выходного сигнала генератора шума 3; α_1 — коэффициент пропускания аттенуатора 5, равный единице, если сигнал проходит через него без ослабления, и нулю в случае полного поглощения сигнала; l — коэффициент передачи направленного ответвителя 6.

Второй шумовой сигнал $T_{оп2}$ поступает на вход амплитудного модулятора 8 через регулируемый аттенуатор 7 с коэффициентом пропускания α_2 :

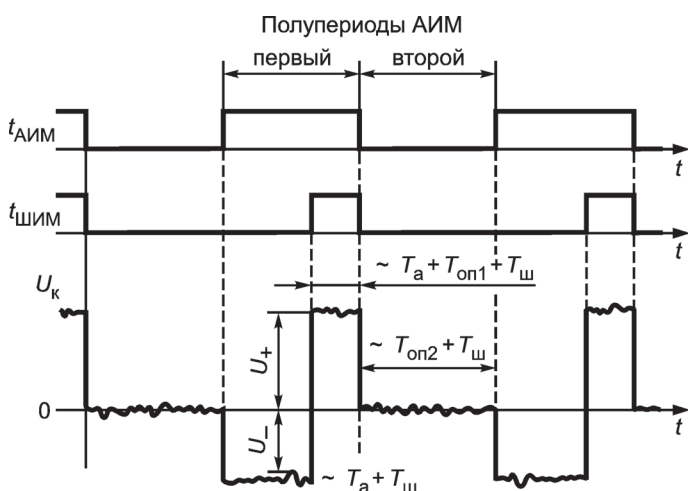


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы нулевого модифицированного радиометра

$$T_{оп2} = T_{гш} \alpha_2 + T_0, \quad (2)$$

где T_0 — термодинамическая температура аттенуатора, равная температуре входного блока.

Регулировка аттенуаторов 5, 7 осуществляется в процессе калибровки радиометра. С выхода модулятора 8 последовательность сигналов поступает на вход радиометрического приемника 9, собранного по схеме прямого усиления с квадратичным детектированием сигналов и усилением по высокой (ВЧ) и низкой (НЧ) частотам с полосой приема df . Далее сигналы проходят на управляемый от микроконтроллера синхронный фильтр НЧ 10, фильтр ВЧ 11 и компаратор 12, определяющий полярность входного напряжения.

Принцип работы радиометра поясняют временные диаграммы на рис. 2. Управляющие сигналы $t_{АИМ}$ представляют периодическую последовательность прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум, при этом полный период делится на два полупериода равной длительности. В первом полупериоде на вход измерительного канала поступает сигнал антенны T_a и дополнительно модулированный по сигналу $t_{ШИМ}$ опорный сигнал $T_{оп1}$, во втором — опорный сигнал $T_{оп2}$. На рис. 2 также приведена временная диаграмма сигналов U_k на входе компаратора радиометра для установленного нулевого баланса. В этом случае напряжение на входе компаратора во втором полупериоде модуляции равно нулю. Данное условие (индикатор баланса) достигается изменением длительности широтно-импульсного сигнала. Тогда для одного периода АИМ выполняется равенство вольт-секундных площадей положительного и отрицательного импульсов:

$$U_+ t_{ШИМ} = U_- (t_{АИМ} - t_{ШИМ}), \quad (3)$$

где U_+ , U_- — амплитуды положительного и отрицательного импульсов,

$$U_+ = Gkdf [(T_a + T_{оп1} + T_{ш}) - (T_{оп2} + T_{ш})] = Gkdf (T_a + T_{оп1} - T_{оп2}),$$

$$U_- = Gkdf [(T_{оп2} + T_{ш}) - (T_a + T_{ш})] = Gkdf (T_{оп2} - T_a);$$

G — коэффициент пропорциональности между входными сигналами T_a , $T_{оп1}$, $T_{оп2}$ и напряжениями на выходе фильтра ВЧ, в который входит произведение коэффициентов усиления по высокой и низкой частотам и коэффициента передачи квадратичного детектора; k — постоянная Больцмана; $T_{ш}$ — эффективная температура собственных шумов измерительного канала радиометра, приведенная к входу приемника. Подставив U_+ и U_- в (3) получим $Gkdf (T_a + T_{оп1} - T_{оп2}) t_{ШИМ} = Gkdf (T_{оп2} - T_a) (t_{АИМ} - t_{ШИМ})$. Откуда

$$t_{ШИМ} = (T_{оп2} - T_a) t_{АИМ} / T_{оп1}. \quad (4)$$

Из (4) следует линейная зависимость длительности $t_{ШИМ}$ и входного сигнала антенны T_a , т. е. можно косвенным образом определить сигнал антенны. Также из (4) следует, что на $t_{ШИМ}$ не влияют дрейф и медленные флуктуации собственных шумов $T_{ш}$ и коэффициента G передачи измерительного тракта радиометра. Устранение влияния этих двух основных дестабилизирующих факторов указывает на то, что радиометр работает по принципу нулевых измерений.

Из (4) определяем антенную шумовую температуру

$$T_a = T_{\text{он}2} - T_{\text{он}1} t_{\text{ШИМ}} / t_{\text{АИМ}}. \quad (5)$$

Подстановкой в (5) соответствующих длительностей $t_{\text{ШИМ}}$, $t_{\text{АИМ}}$ получаем границы диапазона измерений — максимальный и минимальный сигналы антенны:

$$T_{a \max} = T_{\text{он}2}, \quad T_{a \min} = T_{\text{он}2} - T_{\text{он}1}, \quad (6)$$

следовательно, диапазон измерений $T_a = T_{a \max} - T_{a \min} = T_{\text{он}1}$.

Границы измерений настраивают изменением поглощения сигналов в аттенуаторах 5, 7 в процессе калибровки. Калибровка осуществляется в два этапа. На первом этапе ко входу радиометра вместо антенны подключают эталон с шумовой температурой $T_{\text{эт} \max}$, определяющий верхнюю границу диапазона измерений; сигнал $T_{\text{он}1}$ не вырабатывается, $t_{\text{ШИМ}} = 0$. Сигнал $T_{\text{он}2}$ регулируют изменением коэффициента пропускания аттенуатора 7. Этап калибровки завершается, когда напряжение на входе компаратора во втором полупериоде АИМ становится равным нулю. При выполнении этого условия $T_{\text{эт} \max} = T_{a \max} = T_{\text{он}2}$.

Второй этап калибровки начинается с подключения на вход радиометра эталона с низкой шумовой температурой $T_{\text{эт} \min}$, определяющего нижнюю границу диапазона измерений: $t_{\text{ШИМ}} = t_{\text{АИМ}}$. Аттенуатором 5 регулируют сигнал $T_{\text{он}1}$. Как и на первом этапе, настройка радиометра на нижнюю границу происходит до момента установления нулевого напряжения на входе компаратора во втором полупериоде модуляции. В этом случае $T_{\text{эт} \min} = T_{a \min} = T_{\text{он}2} - T_{\text{он}1}$.

Чтобы изучить влияние изменений сигналов опорных источников входного узла на точность измерений, в (4) для ШИМ-сигнала подставим $T_{\text{он}1}$, $T_{\text{он}2}$ из (1), (2), тогда получим

$$t_{\text{ШИМ}} = (T_{\text{ГШ}} \alpha_2 + T_0 - T_a) t_{\text{АИМ}} / (T_{\text{ГШ}} \alpha_1 l). \quad (7)$$

Оценим влияние изменений T_0 , $T_{\text{ГШ}}$ на точность измерений. Для этого найдем, в каких пределах изменения выходного сигнала не превысят флуктуационную чувствительность радиометра.

Принимая во внимание только второй член разложения в ряд Тейлора и пренебрегая всеми членами более высокого порядка, запишем [7]:

$$\Delta t_{\text{ШИМ}} = \partial t_{\text{ШИМ}} / \partial T_0 \Delta T_0 + \partial t_{\text{ШИМ}} / \partial T_{\text{ГШ}} \Delta T_{\text{ГШ}}, \quad (8)$$

где ΔT_0 , $\Delta T_{\text{ГШ}}$ — абсолютные значения отклонений T_0 , $T_{\text{ГШ}}$ от номинальных значений.

Подставив (7) в (8) и продифференцировав, получим

$$\Delta t_{\text{ШИМ}} / t_{\text{АИМ}} = \Delta T_0 / (T_{\text{ГШ}} \alpha_1 l) - (T_0 - T_a) \Delta T_{\text{ГШ}} / (T_{\text{ГШ}}^2 \alpha_1 l). \quad (9)$$

Первый член в правой части (9) является аддитивной составляющей погрешности (не зависит от сигнала антенны), второй — мультипликативной составляющей (зависит от T_a). По определению погрешность $\Delta t_{\text{ШИМ}}$ не должна превышать флуктуационную чувствительность, которая в радиометрах с цифровым выходом зависит от разрешающей способности и равна дискретности Δt . В микроконтроллере этому соответствует младший разряд цифрового кода длительности ШИМ-сигнала. Длительность импульса $t_{\text{АИМ}}$ (ей соответствует

максимальная длительность $t_{\text{ШИМ}}$) в цифровом эквиваленте составляет $Z = 2^n$, где n — количество разрядов цифрового кода длительности $t_{\text{ШИМ}}$, хранящегося в микроконтроллере радиометра. С учетом данных пояснений (9) можно записать в виде

$$Z^{-1} = \Delta T_0 / (T_{\text{ГШ}} \alpha_1 l) - (T_0 - T_a) \Delta T_{\text{ГШ}} / (T_{\text{ГШ}}^2 \alpha_1 l).$$

Модуль аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности соответствует максимальной погрешности. Если принять, что погрешности распределены равномерно и каждая составляет половину полной погрешности, то получим окончательные выражения для оценки границ изменения величин T_0 , $T_{\text{ГШ}}$, в пределах которых изменения выходного сигнала не превысят флуктуационную чувствительность радиометра:

$$\Delta T_0 = T_{\text{ГШ}} \alpha_1 l / (2Z), \quad \Delta T_{\text{ГШ}} = T_{\text{ГШ}}^2 \alpha_1 l / (2Z |T_0 - T_a|). \quad (10)$$

Приведем пример расчета ΔT_0 , $\Delta T_{\text{ГШ}}$ для радиометра с диапазоном измерений 0—400 К (данный диапазон, как правило, применяется при исследовании природных сред). Тогда $T_{\text{он}1} = T_{\text{он}2} = 400$ К согласно (6). Физическая температура T_0 , при которой термостатируется входной узел, обычно равна 300 К. Предположим, что $t_{\text{ШИМ}}$ в микроконтроллере представлена одиннадцатиразрядным кодом ($n = 11$), что соответствует разрешающей способности в измерении сигнала антенны

$$\Delta T = (T_{a \max} - T_{a \min}) / Z = (T_{a \max} - T_{a \min}) / 2^n = 0,195 \text{ К}.$$

Данное соотношение также можно применить для определения количества значимых разрядов цифрового кода длительности ШИМ-сигнала при заданной чувствительности.

Чтобы снизить ответвление полезного сигнала антенны в канал подшумливания, коэффициент связи l между линиями в направленном ответвителе 6 (см. рис. 1) необходимо выбирать как можно меньшим. При $l = 0,003$ (−25,2 дБ) эффективную температуру генератора шума находим из условия

$$T_{\text{ГШ}} \geq T_{\text{он}2} / l + T_0$$

и получаем $T_{\text{ГШ}} = 1,5 \cdot 10^4$ К. Тогда с учетом (1), (2) коэффициенты пропускания аттенуаторов $\alpha_1 = 0,89$ и $\alpha_2 = 0,0067$. По (10) вычисляем изменения температур ΔT_0 , $\Delta T_{\text{ГШ}}$, которые не оказывают влияния на точность измерений: $\Delta T_0 = 0,098$ К, $\Delta T_{\text{ГШ}} = 4,88$ К при $T_a = 0$.

Из данных расчетов можно сделать следующие выводы. Во-первых, для обеспечения заданной

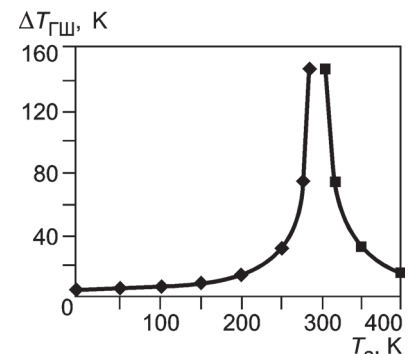


Рис. 3. Изменения выходного сигнала генератора шума, в пределах которых погрешность измерений не превышает флуктуационную чувствительность радиометра, в зависимости от шумового сигнала антенны

точности измерений входной блок радиометра необходимо термостатировать с погрешностью $\pm 0,049^\circ\text{C}$. Во-вторых, влияние нестабильности выходного сигнала генератора шума на точность измерений в значительной степени зависит от сигнала антенны. Для данного примера на рис. 3 приведен график изменения выходного сигнала генератора шума, в пределах которых погрешность измерений не превысит флуктуационную чувствительность радиометра. При $T_a = T_0$, как следует из (7), длительность ШИМ-сигнала не зависит от сигнала генератора шума и определяется из соотношения $t_{\text{ШИМ}} = \alpha_2 t_{\text{АИМ}} / (\alpha_1 I)$.

В ходе экспериментов была проверена чувствительность данного нулевого радиометра на интервале времени измерения 50 мс. Сравнение проведено с модуляционным режимом работы радиометра. В этом случае сигнал подшумливания через направленный ответвитель выключали. Флуктуационная чувствительность радиометра в нулевом режиме работы составила 0,23 К, в модуляционном — 0,81 К.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант 13-07-98009).

Л и т е р а т у р а

1. **Мирский Г. Я.** Электронные измерения: Монография. М.: Радио и связь, 1986.

2. **Грачев А. М.** Модуляционные радиометры (обзор) // Техника средств связи. Радиоизмерительная техника. 1991. № 3. С. 29—38.

3. **Фалин В. В.** Радиометрические системы СВЧ: Монография. М.: Луч, 1997.

4. **Филатов А. В.** Нулевой метод в радиометрических измерениях: монография. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2010.

5. **Филатов А. В.** Модифицированный метод нулевого приема в сверхвысокочастотном радиометре // Приборы и техника эксперимента. 1996. № 3. С. 87—92.

6. **Филатов А. В., Убайчин А. В.** Динамические свойства цифровой радиометрической системы и эффективность ее работы // Измерительная техника. 2011. № 10. С. 39—42; **Filatov A. V., Ubaichin A. V.** The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency // Measurement Techniques. 2011. V. 54. N. 10. P. 1160—1165.

7. **Клаассен К. Б.** Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике: Монография. М.: Постмаркет, 2000.

Дата принятия 07.03.2014 г.

АКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

534.6

Критерий качества реализации условий свободного поля при градуировке гидроакустического приемника в бассейне с отражающими границами

А. Е. ИСАЕВ

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Россия, e-mail: isaev@vniiftri.ru

Проанализированы методы реализации свободного поля при измерениях в бассейне с отражающими границами. Отмечено, что их разделение на традиционный метод измерений в свободном поле и способы пересчета данных к условиям свободного поля необоснованно. Показана возможность оценки качества условий свободного поля при градуировке акустического приемника по ширине полосы размытия частотной характеристики пары излучатель—приемник.

Ключевые слова: свободное звуковое поле, градуировка гидрофона, бассейн с отражающими границами, метод временной селекции, метод скользящего комплексного взвешенного усреднения.

The methods of the free-field realization at measurements in the pool with reflecting boundaries are considered. It is shown that the separation of these methods on the method of measurement in a free field «by definition» and recalculation to a free field conditions is unfounded. The possibility to evaluate the quality of free-field conditions during sound receiver calibration using the width of smearing on frequency of projector-receiver pair frequency response is shown.

Key words: free sound field, hydrophone calibration, reflecting water tank, reflection limited methods, method of complex moving weighted averaging.

До недавнего времени метод временной селекции прямого и отраженных сигналов не имел достойной альтернативы, и влияние отраженных сигналов при градуировке гидрофона в бассейне с отражающими границами исключали, применяя технику тонально-импульсного излучения и приема [1, 2]. Повсеместный переход к компьютерным техно-

рофона в бассейне с отражающими границами исключали, применяя технику тонально-импульсного излучения и приема [1, 2]. Повсеместный переход к компьютерным техно-