

УДК 621.37

А.В. Филатов, Н.Ю. Белов, С.Е. Тарасов, Н.А. Филатов, А.Г. Лоцилов

Две модели измерителя модуля коэффициента отражения в широкой полосе частот методами микроволновой радиометрии

Рассмотрены две модели широкополосного измерителя интегрального значения модуля коэффициента отражения с использованием шумовых сигналов низкой интенсивности, принцип работы которых основан на одной из модификаций нулевого метода измерений. В результате моделирования определено влияние на точность измерений неидеальности узлов во входном тракте и получены выражения для выбора параметров узлов с учетом заданной погрешности измерений. Показано, что основная погрешность возникает на краях диапазона измерения и имеет разные знаки для минимального и максимального значений. Предложена вторая модель измерителя с калибровкой в одной точке. Тогда погрешность в конце измерительной шкалы принимает нулевое значение, а в начале – связана со степенью развязки направленного ответвителя.

Ключевые слова: микроволновая радиометрия, коэффициент отражения.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-50-54

В современной медицинской практике начинают широко использоваться новые физические принципы построения биомедицинской аппаратуры, связанные с изучением физических полей и излучений человека (медицина будущего) [1]. Для дистанционного измерения глубинной температуры тела человека и животных используются микроволновые радиометрические системы [2, 3]. При неинвазивном восстановлении профиля глубинной температуры решением обратных задач требуются знания толщины слоев кожи и жира. В работах [4, 5] показано, что по измерениям модуля коэффициента отражения на нескольких частотах можно оценить параметры трехкомпонентной среды кожа–жир–мышцы биологической ткани. Знания о модуле коэффициента отражения в микроволновом диапазоне и широкой полосе частот требуются и в других сферах исследовательской деятельности. Например, при определении отражательных свойств искусственных и естественных покрытий и материалов различных конструкций [6], в ходе калибровки тепловых широкоапертурных излучателей для обеспечения единства измерений радиоярких температур космических и земных объектов [7, 8] и т.д.

В работах [9, 10] рассмотрен простой измеритель интегрального значения модуля коэффициента отражения в микроволновом диапазоне и широкой полосе частот с использованием шумового сигнала низкой интенсивности, принцип работы которого основан на одной из модификаций нулевого метода измерений (нулевого баланса) [11]. Применение данного принципа позволило, с одной стороны, повысить точность измерений, с другой – значительно упростить конструкцию измерителя и реализовать его в виде переносного, портативного прибора.

Во входной части измерителя, упрощенная схема которой представлена на рис. 1, сигнал опорного генератора шума (ГШ) с эффективной температурой шумов $T_{\text{ГШ}}$ подвергается двум видам импульсной модуляции – амплитудной и широтной. Автоматической регулировкой длительности широтного сигнала

в измерителе настраивается нулевой баланс на входе первого усилителя:

$$\beta k \Delta f T_{\text{ГШ}} t_{\text{ШИМ}} = \beta k \Delta f T_{\text{ГШ}} R t_{\text{АИМ}}, \quad (1)$$

где $t_{\text{АИМ}}$ и $t_{\text{ШИМ}}$ – длительности сигналов управления амплитудной и широтной импульсными модуляциями соответственно, $t_{\text{АИМ}}$ изменяется по закону меандр; $t_{\text{ШИМ}}$ – в пределах от 0 до $t_{\text{АИМ}}$; β – коэффициент переходного ослабления направленного ответвителя НО; R – коэффициент отражения по мощности в месте приложения антенны A к объекту исследования; k – постоянная Больцмана; Δf – полоса рабочих частот измерителя. В это равенство не входят сигналы, первый из которых поступает через антенну от объекта исследования, а второй формируется из собственных шумов измерителя. Они не подвергаются модуляции и в ходе дальнейшей последетекторной обработки исключаются.

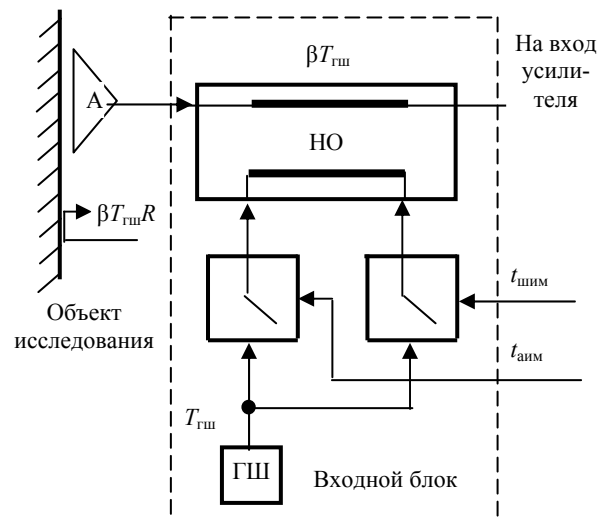


Рис. 1. Упрощенная структурная схема входного блока радиометрического измерителя модуля коэффициента отражения

Из (1) определяем модуль коэффициента отражения, который связан с длительностью широтно-

импульсного сигнала и, следовательно, через этот сигнал модуль определяется косвенным способом:

$$R = t_{\text{шим}} / t_{\text{аим}} \quad (2)$$

Как следует из (2), когда измеритель сбалансирован, его показания не зависят от дрейфа и низкочастотных флуктуаций сигнала опорного генератора шума. Основное требование к этому сигналу заключается в том, что он должен сохранять свои параметры на периоде амплитудно-импульсной модуляции.

При выводе (2) использовался метод абстрагирования, когда элементы, используемые во входном узле измерителя, такие как антенна, направленный ответвитель, считались идеальными и пренебрегались потери, возникающие в фидере и других линиях и соединениях.

Целью данной работы является рассмотрение влияния неидеальности узлов во входном тракте измерителя на точность измерения модуля коэффициента отражения, получение расчетных соотношений для выбора параметров этих узлов с учетом заданной погрешности измерений, анализ и разработка новой модели измерителя для достижения максимальной точности измерений.

На рис. 2 приведен фрагмент структурной схемы рассмотренного выше входного узла измерителя, в которой учтены конечная направленность ответви-

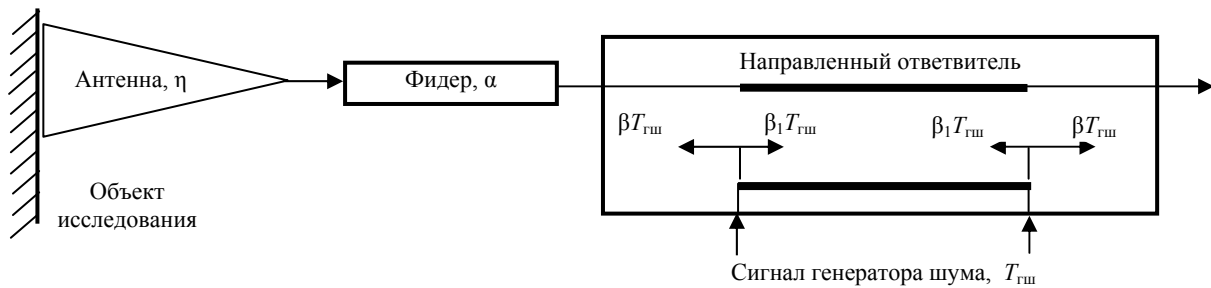


Рис. 2. Фрагмент структурной схемы входного узла измерителя

После простых преобразований балансного соотношения (3) относительно коэффициента отражения получим

$$R = \frac{\beta t_{\text{шим}} - \beta_1 t_{\text{аим}}}{\beta t_{\text{аим}} - \beta_1 t_{\text{шим}}} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)} \quad (4)$$

Если элементы входного тракта имеют идеальные характеристики, т.е. $\beta_1 = 0$, $\alpha = \eta = 1$, и если пренебречь потерями сигнала в результате его ответвления из вспомогательного канала ответвителя в основной, получим (2).

В балансном выражении (3) не учитываются интерференционные явления сигнала генератора шума, возникающие на входе усилителя при конечной развязке направленного ответвителя ($\beta_1 \neq 0$). Это связано малым значением эффективного времени автокорреляции, которое обратно пропорционально ширине полосы частот и для широкополосного сигнала составляет незначительную величину.

В ходе поискового эксперимента было установлено, что максимальные погрешности определения

теря, потери в антенне аппликаторного типа, расположенной непосредственно на объекте исследования и в фидере, соединяющем антенну с направленным ответвителем. Эти элементы вносят основную погрешность в измерения. Согласование антенны с фидером вносит меньшую погрешность, если КСВН не превышает 1,5, и не учитывалось при моделировании.

Математическая модель (балансное соотношение, устанавливаемое и поддерживаемое в радиометрическом измерителе петлей обратной связи) в этом случае будет иметь вид

$$[k \Delta f T_{\text{шш}} \beta_1 \alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1) R + k \Delta f T_{\text{шш}} \beta] t_{\text{шим}} = [k \Delta f T_{\text{шш}} \beta \alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1) R + k \Delta f T_{\text{шш}} \beta_1] t_{\text{аим}}, \quad (3)$$

где β и β_1 – коэффициенты переходного ослабления противонаправленного ответвителя при поступлении сигнала генератора шума $T_{\text{шш}}$ из основного канала во вспомогательный в прямом и обратном направлениях, $\beta > \beta_1$ (для идеального направленного ответвителя $\beta_1 = 0$); α – коэффициент затухания сигнала в фидере, равен единице в случае отсутствия потерь в линии и нулю при полном ослаблении сигнала; η – коэффициент полезного действия антенны, характеризующий возникающие в ней активные потери.

R возникают на краях диапазона измерения, когда длительность $t_{\text{шим}}$ принимает значение, равное нулю и $t_{\text{аим}}$, причем при $t_{\text{шим}} = 0$ погрешность имеет отрицательный знак, а при $t_{\text{шим}} = t_{\text{аим}}$ – положительный. Для этих двух значений длительности $t_{\text{шим}}$ коэффициент отражения равен

$$R_{(0)} = -\frac{\beta_1}{\beta} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)} \quad (5)$$

для $t_{\text{шим}} = 0$;

$$R_{(1)} = \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)} \quad (6)$$

для $t_{\text{шим}} = t_{\text{аим}}$.

Так как выполняется условие $\beta_1 < \beta$, наибольшая погрешность имеет место для $R_{(1)}$:

$$\Delta_{(1)} = R_{(1)} - 1 \quad (7)$$

После подстановки (7) в (6) для произведения $\alpha^2 \eta^2$ получим

$$\alpha^2 \eta^2 = \frac{1}{(1 - \beta - \beta_1)(\Delta_{(1)} + 1)} \quad (8)$$

Для (8) выполняется условие $\alpha^2\eta^2 < 1$, так как $(\Delta_{(1)}+1) > 1$, а $(1 - \beta - \beta_1) < 1$, тогда значение $(1 - \beta - \beta_1)$ должно находиться в интервале

$$\frac{1}{\Delta_{(1)}+1} < (1 - \beta - \beta_1) < 1. \quad (9)$$

При выборе $(1 - \beta - \beta_1)$ необходимо пользоваться правилом: чем ближе значение этого параметра к единице, тем большие потери могут иметь фидер и антенна, при которых выполняются требования к заданной погрешности измерений.

Рассмотрим пример расчета параметров узлов входного тракта с учетом полученных формул. Примем погрешность измерения коэффициента отражения равной $\Delta_{(1)} = 0,1$. Тогда согласно (9) значение $(1 - \beta - \beta_1)$ должно находиться в пределах от 0,909 до 1. Пусть $(1 - \beta - \beta_1) = 0,982$. Откуда $\beta + \beta_1 = 0,0182$. Принимаем коэффициенты переходного ослабления направленного ответвителя равными $\beta = 0,018$ (-17,45 дБ) и $\beta_1 = 0,0002$ (-36,99 дБ). Из (8) $\alpha^2\eta^2 = 0,926$. Если коэффициент полезного действия антенны принять равным $\eta = 0,98$, то $\alpha = 0,982$ (-0,081 дБ). Для приведенного примера погрешность коэффициента отражения в начале шкалы, рассчитываемая по формуле (5), равна -0,012 и не выходит за рамки заданной погрешности.

Полученные значения для развязки в направленном ответвителе, потерь в фидере, принятого значения коэффициента полезного действия широкополосной антенны предполагают применение прецизионных СВЧ-узлов с достаточно высокими показателями. Если заданную погрешность измерений продолжать уменьшать, тогда требования к названным узлам еще более возрастают.

Таким образом, к достоинству данной схемы можно отнести то, что после изготовления измерителя он не требует калибровки, а недостатком – использование во входном узле качественных элементов (ответвителя с высокой степенью направленности, соединение антенны с направленным ответвителем с низкими потерями, широкополосную антенну с высоким коэффициентом полезного действия). Снижение требований к узлам приведет к росту погрешности.

В ходе последующего анализа был сделан вывод, что основная погрешность в измерителе возникает из-за достаточно сильного ослабления сигнала генератора шума, распространяющегося после ответвителя в сторону антенны, и последующего его отражения от объекта исследования. Отсюда как раз и следуют специальные жесткие требования к используемым узлам, чтобы выполнить балансное соотношение (3).

На рис. 3 приведена схема измерителя модуля коэффициента отражения, свободная от данного недостатка. В схему добавлен аттенуатор, ослабляющий сигнал генератора шума в случае его распространения после направленного ответвителя в сторону усилителя.

С учетом ослабления сигнала генератора шума в аттенуаторе с коэффициентом γ балансное равенство (3) примет вид

$$\begin{aligned} & [k\Delta f T_{\Gamma\text{Ш}} \beta_1 \gamma \alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1) R + k\Delta f T_{\Gamma\text{Ш}} \beta \gamma] t_{\text{шмм}} = \\ & = [k\Delta f T_{\Gamma\text{Ш}} \beta \alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1) R + k\Delta f T_{\Gamma\text{Ш}} \beta_1] t_{\text{аим}}. \quad (10) \end{aligned}$$

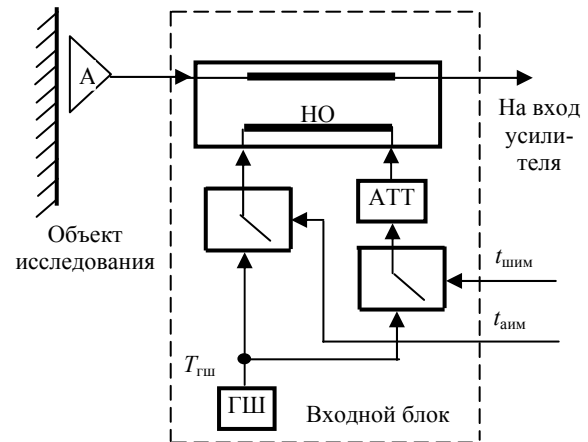


Рис. 3. Схема измерителя модуля коэффициента отражения с регулируемым аттенуатором

Откуда

$$R = \frac{\gamma \beta t_{\text{шмм}} - \beta_1 t_{\text{аим}}}{\beta t_{\text{аим}} - \gamma \beta_1 t_{\text{шмм}}} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)}. \quad (11)$$

Соответственно коэффициент отражения на границах шкалы измерений будет равен

$$R_{(0)} = -\frac{\beta_1}{\beta} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)} \quad (12)$$

для $t_{\text{шмм}} = 0$;

$$R_{(1)} = \frac{\gamma \beta - \beta_1}{\beta - \gamma \beta_1} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)} \quad (13)$$

для $t_{\text{шмм}} = t_{\text{аим}}$.

Коэффициент затухания аттенуатора входит в (13) для $R_{(1)}$. Следовательно, настройкой γ (в процессе калибровки) можно получить $R_{(1)} = 1$, т.е. устранить погрешность измерений для максимальной границы шкалы. Подставляя в (13) вместо $R_{(1)}$ единицу и решая равенство относительно коэффициента ослабления сигнала аттенуатором, получим

$$\gamma = \frac{\beta[\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)] + \beta_1}{\beta + \beta_1[\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)]}. \quad (14)$$

Для примера, задаваясь значениями $\alpha = 0,891$ (-0,5 дБ), $\eta = 0,95$, $\beta = 0,1$, $\beta_1 = 0,005$, получим $\gamma = 0,694$. Таким образом, настроив аттенуатор на полученное значение коэффициента ослабления сигнала генератора шума, устраним погрешность в конце шкалы преобразования. Регулировка аттенуатора осуществляется в процессе калибровки. Для этого к антенне прикладывается идеальный отражатель (гладкий металлический лист) и длительность широтно-импульсного сигнала устанавливается равной длительности импульса амплитудно-импульсной модуляции, $t_{\text{шмм}} = t_{\text{аим}}$. Регулировку производят до установления нулевого баланса (10), который фиксируется на выходе измерителя.

Погрешность в начале шкалы преобразования не зависит от γ и, как следует из (12), определяется только отношением коэффициентов переходного ослабления ответвителя в прямом и обратном направлениях:

$$\frac{\beta}{\beta_1} = \frac{1}{R_{(0)}\alpha^2\eta^2(1-\beta-\beta_1)}. \quad (15)$$

Решая (15) относительно β_1 и учитывая, что $\beta^2 \ll \beta \ll D$, где $D = 1/R_{(0)}\alpha^2\eta^2$, получим

$$\beta_1 \cong \frac{\beta}{D}. \quad (16)$$

Если принять погрешность в начале измерительной шкалы равной 0,1, тогда для двух значений β , равных 0,1 (–10 дБ) и 0,05 (–13 дБ), из (13) получим $\beta_1 = 0,0072$ (–21,43 дБ) и 0,0036 (–24,45 дБ). Для другого значения погрешности, например 0,05, при тех же значениях коэффициента переходного ослабления β получим для β_1 0,0036 и 0,0018, что соответственно составляет –24,43 и –27,47 дБ. Отсюда следует, что погрешность в начале шкалы преобразования определяется величиной развязки в направленном ответвителе и при ее увеличении (уменьшении β_1) снижается.

Таким образом, рассмотрено влияние на точность измерений неидеальности узлов во входном тракте измерителя интегрального значения модуля коэффициента отражения в микроволновом диапазоне и широкой полосе частот с использованием шумового сигнала низкой интенсивности, принцип работы которого основан на одной из модификаций нулевого метода измерений. Получены выражения для выбора параметров узлов с учетом заданной погрешности измерений. Проведен анализ и разработана новая модель измерителя для достижения максимальной точности измерений.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 15-07-04971).

Литература

1. Годик Э.Э. Человек «глазами радиофизики» / Э.Э. Годик, Ю.В. Гуляев // Радиотехника. – 1991. – № 8. – С. 51–62.
2. Вайсблат А.В. Медицинский радиотермометр РТМ-01-РЭС // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2001. – № 8. – С. 3–9.
3. Asimakis N.P. Non-invasive microwave radiometric system for intracranial applications. A study using the conformal L-notch microstrip patch antenna / N.P. Asimakis, I.S. Karanasiou, N.K. Uzunoglu // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 117. – P. 83–101.
4. Маречек С.В. Возможности оценки приповерхностной структуры биологической ткани по измерению коэффициента отражения на отдельных частотах СВЧ-диапазона / С.В. Маречек, В.М. Поляков // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2005. – № 11–12. – С. 4–11.
5. Маречек С.В. Оценка толщины приповерхностных слоев биологической ткани по измерению комплексного коэффициента отражения на одной частоте СВЧ-диапа-

зона / С.В. Маречек, В.М. Поляков, Ю.Г. Тищенко // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2009. – № 1. – С. 16–19.

6. Мироньев А.С. Широкополосные измерения отражательных свойств искусственных и естественных радиоматериалов / А.С. Мироньев, А.В. Клоков, А.В. Горст // 24-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2014). Севастополь, 7–13 сентября 2014 г.: матер. конф. – Севастополь: Вебер, 2014. – Т. 2. – С. 702–703.

7. Арсаев И.Е. Метод и аппаратура для прецизионных измерений коэффициента поглощения микроволновых широкоапертурных излучателей в свободном пространстве / И.Е. Арсаев, Э.Ф. Юрчук // Измерительная техника. – 2011. – № 3. – С. 62–66.

8. Бутакова С.В. Апертурные шумовые излучатели в микроволновой радиометрии // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1997. – № 4. – С. 3–26.

9. Filatov A.V. A Radiometer of the Reflection Coefficient Magnitude // Instruments and Experimental Techniques. – 2016. – Vol. 59, No. 1. – P. 100–103.

10. Пат. 2 439 595 РФ, МПК G 01 R 29/08. Радиометрический измеритель коэффициента отражения / А.В. Филатов (РФ), – № 2 010 132 764 / 28; заявл. 04.08.10; опубл. 10.01.12. Бюл. № 1. – 4 с.

11. Filatov A.V. Application Concept of Zero Method Measurement in Microwave Radiometers // Modern Instrumentation. – 2015. – Vol. 4, No. 3. – P. 19–31.

Филатов Александр Владимирович

Д-р техн. наук, профессор каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа
Тел.: +7-952-899-96-41
Эл. почта: filsash@mail.ru

Белов Никита Юрьевич

Магистрант каф. ТОР ТУСУРа
Тел.: +7-929-370-99-96
Эл. почта: nikitabelov1988@mail.ru

Тарасов Сергей Евгеньевич

Студент каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: +7-23-427-21-54
Эл. почта: sergey-tarasov1996@mail.ru

Филатов Николай Александрович

Программист Института физики
Национального исследовательского
Томского политехнического университета
Тел.: +7-952-804-66-64
Эл. почта: infrombox@yandex.ru

Лоцилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, зав.каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) ТУСУРа, начальник СКБ «Смена»
Тел.: +7-906-947-69-20
Эл. почта: yogl@mail.ru

Filatov A.V., Belov N.Ju., Tarasov S.E.,
Filatov N.A., Loshchilov A.G.

Two models of the reflection coefficient modulus meter in a wide frequency band using microwave radiometry

Two models of a broadband meter of the integral value of the reflection coefficient modulus using low-intensity noise signals are considered, which operation principle is based on one of the modifications of the zero measurement method. As a result of the simulation, the effect on the accuracy of measurements of the non-ideality of nodes in the input path is

determined and expressions are obtained for selecting the parameters of the nodes with allowance for a given measurement error. It is shown that the main error occurs at the edges of the measuring range and has different signs for the minimum and maximum values. A second model of a meter with a calibration at one point is proposed. Then, the error at the end of the measuring scale assumes a zero value, and at the beginning it is related to the degree of isolation of the directional coupler.

Keywords: microwave radiometry, reflection coefficient.