УДК 621.37

А.В. Филатов

Модель входного устройства радиометрического приемника для измерения профиля глубинных температур биологических сред методом неинвазивной радиотермометрии

Рассмотрена модель входного блока микроволнового радиометрического приемника для дистанционных измерений температуры в глубине биологической среды неинвазивным способом, в которой применен ответвитель на связанных линиях передачи. Ответвление части высокочастотного сигнала генератора шума происходит из основного канала в оба рабочих плеча вторичного канала с различными значениями коэффициентов переходного ослабления, разность которых определяет размах диапазона измерения. Это позволяет на стадии моделирования параметров ответвителя создавать радиотермометры с заданными диапазонами измерений. Использование в основе функционирования модели модифицированного метода нулевого приема позволяет снизить влияние на измерения коэффициента отражения в месте приложения аппликаторной антенны к телу и повысить динамические характеристики при картировании биологического объекта.

Ключевые слова: неинвазивный метод радиотермометрии, микроволновая радиотермометрия, измерение глубинных температур биологических сред.

doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-21-27

В медицинской диагностике при дистанционных измерениях глубинной температуры биологических объектов неинвазивным способом применение микроволновых радиометров имеет неоспоримые преимущества перед инвазивными методами, заключающимися в непосредственном введении в тело объекта миниатюрных термодатчиков, например термодатчиков. К достоинствам радиоволнового метода можно отнести бескровность, раннюю диагностику заболеваний; контроль за ходом лечения (метод безвреден для пациентов, измерения могут повторяться неоднократно), уникальную способность обнаруживать быстрорастущие опухоли (удельное тепловыделение в опухоли прямо пропорционально скорости ее роста).

В настоящее время применяемые в медицинских измерениях радиотермометры [1–7], в основе функционирования которых используется нулевой метод, имеют основной недостаток – низкое быстродействие (измерение в одной точке составляет около 20 с), что значительно снижает возможности радиометрического метода, например по сканированию объекта в ходе его радиотеплового картирования. В таких радиотермометрах состояние нулевого приема достигается в ходе нагрева–охлаждения опорной согласованной нагрузки, шумовая температура которой выравнивается с шумовой температурой антенны. Тепловая инерция снижает динамические свойства приемной радиометрической системы. Во входных блоках известных радиотермометров установлен циркулятор, работающий в режиме вентили. Ферритовые вентили относятся к дорогостоящим изделиям сверхвысокочастотной (СВЧ) техники. Кроме того, имеют достаточно узкую полосу частот, что для радиометрических измерений является крайне нежелательным, а возникающие в них потери при прохождении сигнала дополнительно ухудшают точность.

В данной работе рассмотрена модель входного блока радиотермометра для дистанционного определения температуры в глубине биологического объекта радиометрическим методом без использования в нем вентильного устройства, содержащая канал формирования подшумливающего объекта сигнала для реализации нулевого метода измерений. Подшумливание объекта осуществляется импульсами, длительность которых зависит от величины сигнала от объекта. Для этого во входном устройстве осуществляется дополнительно к амплитудно-импульсной модуляции широтно-импульсная. Достоинством такой схемы перед известными является более высокое быстродействие. Регулировка нулевого баланса осуществляется по модифицированному методу нулевого приема [8, 9] и заключается не в изменении опорного шумового сигнала до совпадения с входным сигналом, а в изменении времени поступления этого сигнала в измерительный тракт. Электромагнитный сигнал от объекта, непосредственно несущий информацию о глубинной температуре, определяется косвенным образом через длительность широтно-импульсного сигнала, и на этот сигнал не влияет коэффициент отражения в месте приложения аппликаторной антенны к объекту.

В составе модели входного блока используется ответвитель, представляющий собой две линии передачи с распределенной электромагнитной связью и с различными значениями переходного ослабления при ответвлении сигнала из основного (первичного) канала во вспомогательный (вторичный) канал в прямом и противоположном направлениях, т.е., когда возбуждаются оба выходных плеча вторичного канала ответвителя.

На рис. 1 приведена структурная схема модели входного блока, включающего антенну аппликаторного типа А, сверхвысокочастотный ключ Кл, ответвитель, в основной канал которого через переключатель ПК поступает сигнал генератора шума ГШ для

подшумливания объекта исследования. В канале формирования подшумливающего сигнала также установлены две согласованные нагрузки CH_1 и

CH_2 . Сигнал с выхода ответвителя поступает на радиометрический приемник, собственная шумовая температура которого равна $T_{ш}$.

Рис. 1. Структурная схема входного блока

Рис. 2. Схемы направлений распространения сигналов во вспомогательном канале ответвителя:
а – при поступлении сигнала генератора шума на различные входы основного канала;
б – при ответвлении части полезного сигнала антенны в основной канал

Возникающее в толще объекта электромагнитное излучение характеризуется эффективной шумовой температурой T , которая непосредственно определяет его интегральную по глубине термодинамическую температуру. В месте приложения аппликаторной антенны часть этого излучения, равная TR , отражается обратно в объект, где R – коэффициент отражения по мощности на границе антенны с объектом. Другая часть, $T(1-R)$, принимается антенной и является для радиометрического приемника входным сигналом.

Во входном блоке осуществляются два вида импульсных модуляций: амплитудная и широтная. Амплитудно-импульсная модуляция сигнала антенны выполняется в СВЧ-ключе по меандровому сигналу. Для этого поступающие на вход управления ключом импульсы длительностью $t_{АИМ}$ следуют со скважностью 2. Широтно-импульсной моду-

ляции подвергается сигнал генератора в канале подшумливания. Модуляция осуществляется по управляющему сигналу длительностью $t_{ШИМ}$ и заключается в переключении входных плеч основного канала ответвителя. На рис. 2, а показана схема направлений распространения сигналов во вспомогательном канале ответвителя при поступлении высокочастотного сигнала генератора шума с эффективной температурой шумов $T_{гш}$ на различные входы основного канала. При питании входного плеча 1 основного канала, поступающая во вспомогательный канал часть сигнала генератора шума, равная $\beta T_{гш}$, распространяется в сторону антенны, другая часть, $\beta_1 T_{гш}$, – в сторону входа приемника, где β и β_1 – значения переходного ослабления связанных линий, для которых во всей полосе принимаемых частот выполняется условие $\beta_1 < \beta < 1$. Аналогичным образом, если сигнал генератора шума поступает во входное плечо 2 основного канала ответвителя, то его часть, равная $\beta T_{гш}$, распространяется в сторону радиометрического приемника, а другая часть, $\beta_1 T_{гш}$, – в сторону антенны.

Принцип работы заключается в следующем. Во входном блоке по управляющему сигналу $t_{АИМ}$ замыкается высокочастотный ключ и сигнал антенны поступает на вход приемника (рис. 3). При замкнутом ключе синхронно с амплитудно-импульсной модуляцией осуществляется широтно-импульсная по сигналу $t_{ШИМ}$. В первом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, в начале импульса длительностью $t_{АИМ}$, до появления сигнала управления широтной модуляцией, в переключателе выход генератора шума скоммутирован на первый вход основного канала ответвителя. В результате большая часть этого сигнала ($\beta T_{гш}$) через СВЧ-ключ поступает в антенну, и отражаясь на границе с объектом, возвращается на вход приемника. Меньшая часть сигнала генератора шума ($\beta_1 T_{гш}$), поступая во вторичный канал ответвителя, непосредственно распространяется в сторону при-

емника. При появлении импульса $t_{\text{ШИМ}}$ происходит переключение входов основного канала ответвителя, они меняются местами. От генератора запитывается вход 2, соответственно, большая часть сигнала генератора шума поступает на вход приемника, меньшая – передается в сторону антенны.

Рис. 3. Временные диаграммы управляющих сигналов амплитудно-импульсной и широтно-импульсной модуляций

Во втором полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, когда импульсный сигнал $t_{\text{АИМ}}$ отсутствует, ключ во входном блоке размыкается. В этом полупериоде импульсный сигнал управления широтной модуляцией не вырабатывается и сигнал генератора шума в течение всего полупериода поступает во входное плечо 1 основного канала ответвителя.

Таким образом, в зависимости от комбинации управляющих модуляциями сигналов на входе линейного приемника имеют место три сигнала, пропорциональных соответствующим шумовым температурам:

– сигнал А:

$$T(1 - R) + T_{\text{гш}}\beta + T_{\text{гш}}\beta_1 R + T_{\text{ш}}R + T_{\text{ш}}, \quad (1)$$

– сигнал В:

$$T(1 - R) + T_{\text{гш}}\beta R + T_{\text{гш}}\beta_1 + T_{\text{ш}}R + T_{\text{ш}}, \quad (2)$$

– сигнал С:

$$T_{\text{гш}}\beta + T_{\text{гш}}\beta_1 + T_{\text{ш}} + T_{\text{ш}} = T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1) + 2T_{\text{ш}}. \quad (3)$$

Входящие в формулы (1)–(3) эффективные температуры принадлежат различным шумовым источникам, являются некоррелированными и их мощности складываются (шумовая температура является энергетическим параметром поступающего в антенну электромагнитного излучения). В формулах не представлен интерференционный член от взаимодействия собственных шумов приемника и этих же шумов, прошедших через измерительный тракт входного блока и отраженных от антенны. Условием его отсутствия является выполнение требования для минимальной длины волн волноведущих линий, которая находится из следующего равенства: $s_{\text{мин}} = c/(2\Delta f\sqrt{\epsilon})$, где c – скорость света в вакууме, ϵ – диэлектрическая проницаемость подложки, на которой размещаются пассивные элементы входного узла, Δf – полоса принимаемых частот.

В основе функционирования радиотермометра используется модифицированный нулевой метод [9]. Как следует из [10, 11], для данной модификации математическая модель, через которую косвенно определяется измеряемый сигнал антенны через длительность импульса, управляющего широтно-импульсной модуляцией, имеет вид

$$t_{\text{ШИМ}} = \frac{C - B}{A - B} t_{\text{АИМ}}, \quad (4)$$

где A , B , C – значения сигналов из (1)–(3). После подстановки этих значений в (4) и простых преобразований получим

$$t_{\text{ШИМ}} = \frac{T_{\text{ш}} + T_{\text{гш}}\beta - T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1)}{T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1)} t_{\text{АИМ}}. \quad (5)$$

Из (5) выразим определяемый сигнал объекта исследований

$$T = T_{\text{ш}} + T_{\text{гш}}\beta - T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1) \frac{t_{\text{ШИМ}}}{t_{\text{АИМ}}}. \quad (6)$$

Для крайних значений длительности $t_{\text{ШИМ}}$ определяем границы диапазона измерений

$$T_{\text{макс}} = T_{\text{ш}} + T_{\text{гш}}\beta \quad (t_{\text{ШИМ}} = 0), \quad (7)$$

$$T_{\text{мин}} = T_{\text{ш}} + T_{\text{гш}}\beta_1 \quad (t_{\text{ШИМ}} = t_{\text{АИМ}}). \quad (8)$$

Размах диапазона измерений соответственно составляет величину

$$dT = T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}} = T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1). \quad (9)$$

Из (7)–(9) следует, что необходимый диапазон измерений можно устанавливать не соответствующим изменением эффективных температур опорных источников шума, в частности, согласованной нагрузки вентилля, как это выполнено в [6], а изменением параметров ответвителя, изменяя значения переходного ослабления при передаче сигнала генератора шума из основного канала в выходные плечи вторичного канала. То есть, задача изменения границ диапазона измерений является параметрической и заключается в изменении геометрических размеров ответвителя, обеспечивающих в заданной полосе частот необходимые значения переходного ослабления. На рис. 4 приведена диаграмма диапазона измерения, из которой наглядно следует возможность настройки диапазона на выбранные границы изменением значений коэффициентов переходного ослабления β и β_1 в процессе проектирования ответвителя. При увеличении β_1 диапазон измерений сужается и при $\beta = \beta_1$, когда равные мощности сигнала генератора шума ответвляются в различных направлениях, сольется в точку.

Рис. 4. Диаграмма диапазона измерения

Изменения значений переходного ослабления β и β_1 ответвителя можно выполнить варьированием длины области связи линий передачи и изменением зазора между ними. На рис. 5 приведен график изменения переходного ослабления β^* в связанных полосковых линиях передачи, расположенных на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью 10, при изменении зазора между ними от 1 до 3 мм. График получен для частоты 3 ГГц в результате моделирования ответвителя в программной среде Microwave Office. На этом графике значения β^* были получены для таких длин связанных линий, при которых поступающие сигналы в оба плеча вспомогательного канала одинаковы, т.е. когда выполняется условие равенства значений переходного ослабления $\beta = \beta_1$.

Рис. 5. Изменение переходного ослабления в связанных линиях передачи от зазора между ними (микрополосковые линии с лицевой связью, расположенные на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью 10)

При исследовании биологических сред наибольший интерес представляют температуры, находящиеся, как правило, в границах $\sim 20\text{--}50^\circ\text{C}$, что в термодинамических температурах составляет $\sim 295\text{--}325\text{ K}$ [12–15]. С позиции радиометрических измерительных систем данный диапазон можно классифицировать как узкий. С учетом этого рассмотрим последовательность определения геометрических характеристик ответвителя для заданных минимальной $T_{\min}$ и максимальной $T_{\max}$ границ измерительного диапазона.

В качестве исходной информации для моделирования вначале выбирается значение переходного ослабления β^* ответвителя в диапазоне от -20 до -35 дБ. Предпочтение следует отдавать более слабой связи между линиями, чтобы минимизировать ответвление сигнала из вспомогательного канала в основной и тем самым минимизировать потери полезного антенного сигнала при его прохождении через ответвитель (влияние величины переходного ослабления на точность измерений будет рассмотрено ниже). Для выбранного β^* определяется зазор между линиями. Например, для частоты 3 ГГц можно воспользоваться графиком на рис. 5 (аналогичные графики можно построить и для других частот).

После выбора зазора между связанными линиями, дальнейшее моделирование параметров

ответвителя производится изменением размеров области связи линий передачи с использованием метода подбора. Для узкого диапазона измерений параметры β и β_1 имеют близкие значения, поэтому определение размеров начинается от длины, которая соответствует выбранному значению β^* , когда выполняется равенство $\beta = \beta_1$ (в этой точке осуществляется смена режима работы ответвителя, когда он переходит из противонаправленного режима в сонаправленный). Уменьшение длины связанных линий выполняется с шагом 0,01 мм. На каждом шаге с использованием программной среды моделирования определяется пара значений переходного ослабления β и β_1 . На этом же шаге для известной эффективной температуры $T_{\text{ш}}$ собственных шумов приемника в ходе расчета находится значение $\beta_{1,\text{расч}}$ по формуле, полученной из совместного решения уравнений (7) и (8):

$$\beta_{1,\text{расч}} = \frac{T_{\min} - T_{\text{ш}}}{T_{\max} - T_{\text{ш}}} \beta. \quad (10)$$

Подстановкой в (10) полученного из программы значения β определяется $\beta_{1,\text{расч}}$ и сравнивается с полученным в программе значением β_1 . Если $\beta_1 > \beta_{1,\text{расч}}$, переходят к следующему шагу изменения длины связанных линий, и выше приведенные операции повторяются. Если $\beta_1 \approx \beta_{1,\text{расч}}$, на этом процесс моделирования ответвителя завершается.

По данному алгоритму был смоделирован ответвитель на частоту 3 ГГц для согласованного основного канала. Ответвитель проектировался для диапазона измеряемых температур $295\text{--}325\text{ K}$ и собственных шумов с эффективной температурой 70 К. Для полученных значений переходного ослабления $\beta = -26,05$ дБ, $\beta_1 = -26,68$ дБ, длина связанных линий составила 13,42 мм при зазоре между ними 2,04 мм.

Ответвитель относится к взаимному реактивному устройству, поэтому в нем происходит не только передача электромагнитной энергии из основного канала во вспомогательный, но и отбор некоторой части распространяющегося во вспомогательном канале высокочастотного сигнала в основной. На рис. 2, б приведена схема направлений ответвления сигнала антенны из вспомогательного канала в основной. На входе приемника измеряемый сигнал уменьшается на величину, пропорциональную $1 - \beta - \beta_1$. То же самое имеет место и для других сигналов, распространяющихся в обоих направлениях. В этом случае уровни сформированных во входном блоке сигналов будут отличаться от (1)–(3) и соответственно равны:

– сигнал А:

$$T(1-R)(1-\beta-\beta_1) + T_{\text{ш}}\beta + T_{\text{ш}}\beta_1 R(1-\beta-\beta_1) + T_{\text{ш}}R(1-\beta-\beta_1)^2 + T_{\text{ш}},$$

– сигнал В:

$$T(1-R)(1-\beta-\beta_1) + T_{\text{ш}}\beta R(1-\beta-\beta_1) + T_{\text{ш}}\beta_1 + T_{\text{ш}}R(1-\beta-\beta_1)^2 + T_{\text{ш}},$$

– сигнал С:

$$T_{\text{гш}}\beta(1-\beta-\beta_1) + T_{\text{гш}}\beta_1 + T_{\text{УВЧ}}(1-\beta-\beta_1)^2 + T_{\text{ш}}.$$

Проведя аналогичные выше приведенным преобразования, получим выражения для определения длительности широтно-импульсного сигнала и входного сигнала:

$$t_{\text{ШИМ}} = (1-R)\gamma \frac{T_{\text{ш}}\gamma + T_{\text{гш}}\beta - T}{T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1)(1-R\gamma)} t_{\text{АИМ}}, \quad (11)$$

$$T = T_{\text{ш}}\gamma + T_{\text{гш}}\beta - T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1) \frac{1-R\gamma}{(1-R)\gamma} \frac{t_{\text{ШИМ}}}{t_{\text{АИМ}}}, \quad (12)$$

где $\gamma = 1 - \beta - \beta_1$.

Максимальная $T_{\text{макс}}$ и минимальная $T_{\text{мин}}$ границы диапазона измерений соответственно определяются из (12) для $t_{\text{ШИМ}} = 0$ и $t_{\text{ШИМ}} = t_{\text{АИМ}}$:

$$T_{\text{макс}} = T_{\text{ш}}\gamma + T_{\text{гш}}\beta, \quad (13)$$

$$T_{\text{мин}} = T_{\text{ш}}\gamma + T_{\text{гш}}\beta - T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1) \frac{1-R\gamma}{(1-R)\gamma}. \quad (14)$$

В соотношениях (13), (14) конечное значение ответвления части сигнала из вторичного канала в первичный непосредственно связано с величиной $1 - \beta - \beta_1$. Если данным ответвлением сигналов пренебречь, т.е. $1 - \beta - \beta_1 \approx 1$, то в этом случае получим (7) и (8).

Рассмотрим влияние вторичного канала ответвителя на первичный и возникающие при этом погрешности. Для этого вычитанием (12) из (6) определим величину абсолютной погрешности:

$$\delta T = T_{\text{ш}}(\beta + \beta_1) + T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1) \frac{\beta + \beta_1}{(1-R)\gamma} \frac{t_{\text{ШИМ}}}{t_{\text{АИМ}}}. \quad (15)$$

Из полученной формулы (15) следует, что абсолютная погрешность зависит от длительности $t_{\text{ШИМ}}$ и при $t_{\text{ШИМ}} = t_{\text{АИМ}}$ принимает максимальное значение, соответствующее нижней границе диапазона измерений:

$$\delta T_{\text{макс}} = (\beta + \beta_1) \left(T_{\text{ш}} + \frac{T_{\text{гш}}(\beta - \beta_1)}{(1-R)\gamma} \right). \quad (16)$$

По формуле (16) можно оценить погрешность для известных значений шумовых температур радиометрического приемника, генератора шума, учитывая коэффициенты переходного ослабления сигналов в ответвителе и отражения на границе антенны с объектом. С другой стороны, из этой формулы можно найти такие значения переходного ослабления между связанными линиями, для которых погрешность не выходила бы за заданный предел, определяемый $\Delta T_{\text{макс}}$. Для этого решим равенство (16) относительно коэффициентов переходного ослабления, принимая во внимание, что различия между их значениями имеют небольшую величину и можно считать, что $\beta = \beta_1 = \beta^*$. Учитывая выражение (9), получим, что значение переходного ослабления должно удовлетворять следующему неравенству:

$$\beta^* \leq \frac{\delta T_{\text{макс}}}{2(\delta T_{\text{макс}} + T_{\text{ш}} + \frac{T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}}}{1-R})}. \quad (17)$$

В (17) входит коэффициент отражения R на границе антенны с объектом. При измерениях значение коэффициента зависит от многих факторов, таких как диэлектрическая проницаемость биологического объекта в месте приложения аппликаторной антенны, качество контакта и т.д., т.е. относится к трудно учитываемым параметрам. Его величина может варьироваться в широких пределах и при каждом измерении может принимать различные значения. В частности, при исследовании биологических сред R , как правило, изменяется в диапазоне от 0,1 до 0,5. Из (17) следует, что чем больше коэффициент отражения, тем меньшее значение β^* необходимо выбирать, чтобы обеспечить заданную точность. После подстановки в (17) $R = 0,5$ получим окончательное выражение для определения переходного ослабления β^* , которое задается в качестве исходной информации в начале моделирования ответвителя:

$$\beta^* \leq \frac{\delta T_{\text{макс}}}{2(\delta T_{\text{макс}} + T_{\text{ш}}) + 4(T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}})}. \quad (18)$$

Если β^* будет удовлетворять неравенству (18), тогда влиянием погрешности, возникающей в результате передачи сигналов из вспомогательного канала в основной, можно пренебречь.

При моделировании данного блока номинальная выходная мощность генератора шума, выраженная в значениях эффективной шумовой температуры, определяется по формуле, полученной из совместного решения выражений (7), (8):

$$T_{\text{гш}} = \frac{T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}}}{\beta - \beta_1}. \quad (19)$$

После подстановки в (19) полученных выше значений переходного ослабления ответвителя выходной сигнал генератора шума составил величину 10^5 К.

Таким образом, если в радиотермометре с установленным на входе вентильным устройством границы диапазона измерений определяет термодинамическая температура согласованной нагрузки и изменения границ можно осуществить только ее нагревом или охлаждением, что требует времени и определенных энергетических затрат, в радиотермометре с данным входным блоком этот недостаток отсутствует, так как изменение нижней и верхней границ можно выполнить соответствующим изменением характеристик ответвителя.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 15-07-04971)

Литература

1. Barrett A. Detection of breast cancer by microwave radiometre / A. Barrett, P.C. Myers, N.L. Sadowsky // RadioSci. – 1977. – Vol. 12, № 68. – P. 167–171.
2. О возможности диагностики рака молочной железы путем измерения собственного электромагнитного излучения тканей (радиотермометрии) / Л.М. Бурдина, А.В. Вайсблат, С.Г. Веснин, Н.Н. Тихомирова // Маммология. – 1997. – № 2. – С. 17–22.

3. Klemetsen Q. Design of medical radiometer front-end for improved performance / Q. Klemetsen, Y. Birkelund, S.K. Jacobsen, P.F. Maccarini, P.R. Stauffer // *Progress In Electromagnetics Research B*. – 2011. – Vol. 27. – P. 289–306.

4. 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.

5. Годик Э.Э. Человек «глазами радиофизики» / Э.Э. Годик, Ю.В. Гуляев // *Радиотехника*. – 1991. – № 8. – С. 51–62.

6. Вайсблат А.В. Медицинский радиотермометр РТМ-01-РЭС // *Биомедицинские технологии и радиоэлектроника*. – 2001. – № 8. – С. 3–9.

7. Маречек С.В. Влияние структуры биоткани на результаты СВЧ-термометрических измерений / С.В. Маречек, В.М. Поляков // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2001. – № 11. – С. 21–30.

8. Filatov A.V. Application Concept of Zero Method Measurement in Microwave Radiometers // *Modern Instrumentation*. – 2015. – Vol. 4, No. 3. – P. 19–31. – doi: 10.4236/mi.2015.43003

9. Филатов А.В. Нулевой метод в радиометрических измерениях. – Томск: ТУСУР, 2010. – 206 с.

10. Филатов А.В. Новый подход к построению радиотехнических СВЧ-устройств пассивной локации на принципе синхронного совмещения двух видов импульсной модуляции // *Доклады ТУСУР*. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 20–26.

11. Filatov A.V. A Microwave Radio Thermometer for Measuring the Depth Temperatures of Biological Objects by a Noninvasive Method / A.V. Filatov, A.G. Lekhanov // *Measurement Techniques*. – 2015. – Vol. 58, No. 4. – P. 438–445. – doi: 10.1007/s11018-015-0731-1

12. Филатов А.В. Приемный блок нулевого модифицированного микроволнового радиометра для исследования объектов в ближней зоне антенны // *Приборы и техника эксперимента*. – 2015. – № 1. – С. 82–86.

13. Filatov A.V. A New Principle for Construction of Microwave Multireceiver Radiometers Using a Modified Method of Zero Measurement // *Radiophysics and Quantum Electronics*. – 2016. – Vol. 59, No. 5. – P. 382–392. – DOI: 10.1007/s11141-016-9707-5

14. Filatov A.V. A Microwave Radiometer for Deep Noninvasive Diagnostics of Thermal Fields Inside a Biological Object / A.V. Filatov, B.V. Utkin, S.E. Tarasov, S.R. Gazitov, M.N. Anishin // *Instruments and Experimental Techniques*. – 2017. – Vol. 60, No. 3. – P. 367–371. – doi: 10.1134/S002044121703006X

15. Филатов А.В. Новый принцип построения высокочувствительных микроволновых радиометров по многоприемниковой схеме с применением нулевого метода измерений // *Физические основы приборостроения*. – 2017. – Т. 6, № 2 (24). – С. 67–75.

Filatov A.V.

Model of the input device of the radiometric receiver for measuring the profile of the deep temperatures of biological media by non-invasive radio thermometry

A model of the input unit of a microwave radiometric receiver is considered for remote temperature measurements in the depth of the biological environment in a non-invasive way, in which a coupler is used on connected transmission lines. The branch of a part of the high-frequency signal of the noise generator comes from the main channel to both working arms of the secondary channel with different values of the transient attenuation coefficients, the difference of which determines the span of the measurement range. This allows to create radio thermometers with specified measurement ranges at the stage of modeling the parameters of the coupler. Using the model of the modified zero-reception method at the basis of the functioning allows reducing the influence on the measurements of the reflection coefficient at the place of application of the applicator antenna to the body and increasing the dynamic characteristics when mapping a biological object.

Keywords: non-invasive method of radio thermometry, microwave radiothermometry, measurement of deep temperatures of biological media.

Doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-21-27

References

1. Barrett A., Myers P.C., Sadowsky N.L. Detection of breast cancer by microwave radiometre. *RadioSci*, 1977, vol. 12, no. 68, pp. 167–171.

2. Byrdina L.M., Vaisblat A.V., Vesnin S.G., Tixomirova N.N. On the possibility of diagnosing breast cancer by measuring the tissue's own electromagnetic radiation (radio thermometry). *Mammalogy*, 1997, no. 2, pp. 17–22 (in Russ.).

3. Klemetsen Q., Birkelund Y., Jacobsen S.K., Maccarini P.F., Stauffer P.R. Design of medical radiometer front-end for improved performance. *Progress In Electromagnetics Research B*, 2011, vol. 27, pp. 289–306.

4. Asimakis N.P., Karanasiou I.S., Uzunoglu N.K. Non-invasive microwave radiometric system for intracranial applications. A study using the conformal L-notch microstrip patch antenna. *Progress In Electromagnetics Research*, 2011, vol. 117, pp. 83–101.

5. Godik J.J., Gilyev Y.V. Man "through the eyes of radiophysics". *Radioengineering*, 1991, no. 8, pp. 51–62 (in Russ.).

6. Vaisblat A.V. Medical radiometer RTM-01-RES. *Biomedical technology and electronics*, 2001, no. 8, pp. 3–9 (in Russ.).

7. Marechek S.V. Polykov V.M. The influence of the structure of biological tissue on the results of microwave thermometric measurements. *Successes of modern radio electronics*, 2001, no. 11, pp. 21–30 (in Russ.).

8. Filatov A.V. Application Concept of Zero Method Measurement in Microwave Radiometers. *Modern Instrumentation*, 2015, vol. 4, no. 3, pp. 19–31.

9. Filatov A.V. *Zero method in radiometric measurements* [Zero method in radiometric measurements]. Tomsk, TUSUR Publ., 2010. 206 p.

10. Filatov A.V. A new approach to the construction of radio microwave devices, passive location on the principle of synchronous combination of two types of pulse modulation. *TUSUR reports*, 2011, no. 2(24), ch. 3, pp. 20–26 (in Russ.).

Филатов Александр Владимирович

Д-р техн. наук, профессор каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-899-96-41
Эл. почта: filsash@mail.ru

11. Filatov A.V., Lekhanov A.G. A Microwave Radio Thermometer for Measuring the Depth Temperatures of Biological Objects by a Noninvasive Method. *Measurement Techniques*, 2015, vol. 58, no. 4, pp. 438–445.

12. Filatov A.V. Receiving unit of zero modified microwave radiometer for examining objects in the near zone of the antenna. *Instruments and Experimental Technique*, 2015, no. 1, pp. 82–86 (in Russ.).

13. Filatov A.V. A New Principle for Construction of Microwave Multireceiver Radiometers Using a Modified Method of Zero Measurement. *Radiophysics and Quantum Electronics*, 2016, vol. 59, no. 5, pp. 382–392.

14. Filatov A.V., Utkin B.V., Tarasov S.E., Gazitov S.R., Anishin M.N. A Microwave Radiometer for Deep Noninvasive Diagnostics of Thermal Fields Inside a Biological Object // *Instruments and Experimental Techniques*, 2017, vol. 60, no. 3, pp. 367–371.

15. Filatov A.V. A new principle of building highly sensitive microwave radiometers using a multi-receiver circuit using the zero measurement method. *Physical Foundations of Instrument Engineering*, 2017, no. 2 (24), pp. 67–75.

Alexander V. Filatov

Doctor of Technical Sciences, Professor,
Department of Telecommunications
and Basic Principles of Radio Engineering,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 51-05-30
Email: filsash@mail.ru