

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

2011

№10 октябрь

Ежемесячный
научно-технический
журнал
основан в 1939 г.

УЧРЕДИТЕЛИ

Федеральное агентство
по техническому регулированию
и метрологии

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт метрологии
им. Д.И.Менделеева»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт оптико-физических
измерений»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт физико-технических
и радиотехнических измерений»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт метрологической
службы»

ФГУП «Уральский
научно-исследовательский
институт метрологии»

ФГУП «Российский
научно-технический центр
информации по стандартизации,
метрологии и оценке соответствия»

Метрологическая академия

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ МЕТРОЛОГИИ

- В. В. Хрущев.** Об оптимальном наборе фундаментальных физических констант с фиксированными значениями для переопределения единиц СИ 3
- В. Д. Юшкин, А. Н. Сапунов, Ю. Ф. Стусь, Е. Н. Калиш, И. А. Бунин, Д. А. Носов.** Измерения новым полевым баллистическим гравиметром ГАБЛ-М в условиях тундры 9

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

- С. В. Маринко.** Законы термодинамики в измерениях 12

ОПТИКО-ФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- А. Б. Берлизов, Ю. М. Золотаревский, В. С. Иванов, В. Н. Крутиков, В. Б. Лебедев, Г. Г. Фельдман.** Установка для комплексной настройки и калибровки средств измерений временных характеристик оптических импульсов 17

ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- Н. А. Курбатова, Г. В. Симонова, В. Я. Черепанов.** Анализ возможности экспериментального уточнения постоянной Больцмана радиационно-калориметрическим методом 21
- М. Н. Сурду, А. Л. Ламеко.** О вариации режима эталонной меры для расширения предела в аппаратуре измерения сопротивления платиновых термометров 24
- А. Г. Черевко.** Метод противопоставления в шумовой термометрии как развитие идей П. Г. Стрелкова 28
- Д. Ю. Демежко, В. В. Дергачев, Е. Н. Рыбаков.** Контактный метод определения тепловой активности твердых материалов 34
- С. З. Сапожников, В. Ю. Митяков, А. В. Митяков, А. И. Походун, Н. А. Соколов, М. С. Матвеев.** Градуировка градиентных датчиков теплового потока 36

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- А. В. Филатов, А. В. Убайчин.** Динамические свойства цифровой радиометрической системы и эффективность ее работы 39
- В. А. Тищенко, В. И. Токачлы, В. И. Лукьянов, Н. Р. Баженов.** Исследование поля тонкой биконической антенны в режиме генерации 43

ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- В. В. Казанцев, А. С. Васильев.** Государственный первичный специальный эталон и стандартные образцы в обеспечении единства измерений поверхностной плотности покрытий 48
- В. В. Толмачев.** Оценка качества стандартных образцов наноматериалов на основе анализа рисков несоответствия 51
- А. Д. Левин, Ю. М. Садагов, Л. Л. Короли.** Определение размеров наночастиц в коллоидных растворах при элементном анализе на электротермическом атомно-абсорбционном спектрометре 55
- А. И. Крылов, Л. А. Конопелько, Е. М. Лопушанская, О. Г. Попов, Ю. С. Грушко.** Метрологическое обеспечение измерений при производстве фуллеренов 58
- В. И. Коряков**, **М. Ю. Медведевских, С. В. Медведевских, Е. Г. Парфенова, Е. П. Собина.** Разработка стандартных образцов массовых долей влаги и белка в зерне и зернопродуктах 62
- М. А. Карабегов.** О некоторых информационных возможностях аналитических приборов 65

Динамические свойства цифровой радиометрической системы и эффективность ее работы

А. В. ФИЛАТОВ, А. В. УБАЙЧИН

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

Рассмотрен цифровой радиометр модуляционного типа, основанный на нулевом методе измерений. При оптимальном выборе чувствительности и разрешающей способности измерений возможно повышение быстродействия радиометра по сравнению с аналоговой схемой модуляционного приемника.

Ключевые слова: дистанционное зондирование, микроволновый радиометр.

At optimal choice of sensitivity and measurement resolution the increase of instrument speed comparing with the analog scheme of modulation receiver becomes possible.

Key words: remote sensing, microwave radiometer.

В последние годы усилилось внимание к дистанционным исследованиям Земли и различных природных сред. Не секрет, что быстрое развитие цивилизации привело к ухудшению экологической обстановки [1]. На третьем саммите по наблюдению Земли (Брюссель, 2005 г.) принят план реализации Глобальной системы наблюдения Земли (GEOSS) в широком диапазоне электромагнитных волн, включая методы активной и пассивной локации. Установка систем на малые космические аппараты выдвигает требования не только высокой стабильности и надежности работы, но и быстродействия при построении радиотепловых портретов в реальном масштабе времени [2].

В статье рассмотрен цифровой радиометр модуляционного типа, в котором при обеспечении одинакового быстродействия с аналоговой схемой модуляционного приемника

и оптимальном выборе шага квантования измеряемой величины можно получить более высокие метрологические характеристики по чувствительности.

На рис. 1 представлена схема входного блока цифровой радиометрической системы [3, 4], в котором дополнительный опорный шумовой сигнал T_d вводится в канал антенны 1 через направленный ответвитель 5. Канал формирования сигнала T_d включает дополнительный опорный генератор шума 3 и сверхвысокочастотный ключ 4, в котором осуществляется широтно-импульсная модуляция по управляющему сигналу $t_{\text{ШИМ}}$. В модуляторе 6 по управляющему сигналу $t_{\text{АИМ}}$, следующему со скважностью два, выполняется амплитудно-импульсная модуляция сигналов T_a антенны 1 и $T_{\text{оп}}$ основного опорного генератора шума 2 путем их попеременной подачи на вход радиометрического приемника 7.

Для данной схемы входного блока нулевого радиометра сигнал антенны определяется через длительность сигнала $t_{\text{ШИМ}}$, которая связана с T_a по линейному закону и не зависит от коэффициента передачи измерительного тракта радиометра:

$$t_{\text{ШИМ}} = (T_{\text{оп}} - T_a) t_{\text{АИМ}} / T_d \quad (1)$$

Из (1) находим измеряемый сигнал антенны

$$T_a = T_{\text{оп}} - T_d t_{\text{ШИМ}} / t_{\text{АИМ}} \quad (2)$$

Минимальную и максимальную границы диапазона измеряемых сигналов получаем подстановкой в (2) двух крайних значений длительности $t_{\text{ШИМ}}$, равных $t_{\text{АИМ}}$ и 0:

$$T_{a, \text{min}} = T_{\text{оп}} - T_d; \quad T_{a, \text{max}} = T_{\text{оп}} \quad (3)$$

Откуда динамический диапазон измерений определяется дополнительным опорным сигналом T_d :

$$dT_a = T_{a, \text{max}} - T_{a, \text{min}} = T_d$$

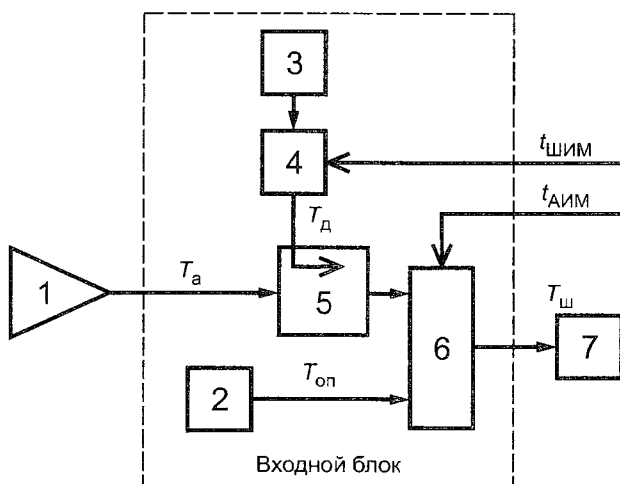


Рис. 1. Структурная схема входного блока нулевого радиометра: 1 — антенна; 2, 3 — основной и дополнительный опорные генераторы шума; 4 — сверхвысокочастотный ключ; 5 — направленный ответвитель; 6 — модулятор; 7 — радиометрический приемник

Чувствительность радиометра зависит от сигнала T_a [5], имеет наихудшее значение при $T_a = T_{оп} - T_d / 2$ и выражается как

$$\Delta T_a = \sqrt{2(T_{оп} + T_{ш})^2 + T_d^2 / 4} / \sqrt{2df\tau R}, \quad (4)$$

где $T_{ш}$ — приведенные к входу приемника собственные шумы радиометра; df — полоса принимаемых частот; τ — постоянная времени синхронного фильтра низких частот, установленного в измерительном канале радиометра после квадратичного детектора; R — число накопленных цифровых кодов за время $t_{и}$ одного измерения.

В схеме радиометра (см. рис. 1) в каждом периоде амплитудно-импульсной модуляции, равном $2t_{АИМ}$, в процессе регулирования и поддержания нулевого равновесия происходит изменение цифрового кода — эквивалента длительности сигнала $t_{ШИМ}$ на единицу младшего разряда. За время одного измерения $t_{и}$ накапливается R кодов, которые затем усредняются. В процессе нахождения среднего значения накопленных цифровых кодов формируется один результат измерения.

В (4) опорные шумовые сигналы, собственные шумы, полоса частот и постоянная времени синхронного фильтра определяются в ходе проектирования радиометра и затем не изменяются. Следовательно, чувствительность радиометра можно изменить увеличением или уменьшением параметра R . В соответствии с этим (4) можно записать в виде

$$\Delta T_a = A / \sqrt{R}, \quad (5)$$

$$\text{где } A = \sqrt{2(T_{оп} + T_{ш})^2 + T_d^2 / 4} / \sqrt{2df\tau}.$$

Разрешающая способность измерений цифровой системой, использующей данный метод, зависит от диапазона измерений dT_a и шага дискретизации Δt по времени. Для выбранной линейной дискретизации количество N ее шагов определяется длительностью половины периода симметричной амплитудно-импульсной модуляции: $N = t_{АИМ} / \Delta t$. С таким же шагом происходит изменение длительности широтно-импульсного сигнала при регулировании. Величина Δt эквивалентна младшему разряду выходного цифрового кода. Таким образом, шаг квантования антенного сигнала по уровню, характеризующий разрешение измерений радиометра, вычисляется по формуле

$$\Delta T_p = dT_a / N = dT_a / 2^n, \quad (6)$$

где n — число разрядов цифрового кода.

Из изложенного следует, что параметр R непосредственно определяет чувствительность радиометра, а от n зависит разрешение измерений. Вместе эти параметры задают время одного измерения $t_{и}$, которое, как было отмечено выше, зависит от длительности периода амплитудно-импульсной модуляции $2t_{АИМ}$ и количества R накопленных цифровых кодов для последующего усреднения:

$$t_{и} = 2t_{АИМ} R = 2N\Delta t R = 2^{n+1} \Delta t R. \quad (7)$$

Динамические свойства радиометра характеризуются количеством измерений в единицу времени. Быстродействие

D обратно пропорционально времени измерения. С уменьшением времени одного отсчета быстродействие системы возрастает. Как следует из (7), $t_{и}$ можно уменьшить тремя параметрами: R , n и Δt , что приводит к улучшению динамических свойств системы. Но уменьшение параметра R согласно (5) снижает чувствительность радиометра, а сокращение количества значимых разрядов n , как следует из (6), влияет на разрешающую способность измерений. Таким образом, увеличение быстродействия системы при сохранении чувствительности и разрешения измерений можно обеспечить пропорциональным уменьшением шага дискретизации Δt . Оптимальным будет его минимальное значение.

Минимум Δt определяется скоростью нарастания сигнала в измерительном тракте при работе ключей импульсных модуляторов во входном узле радиометра. Задержка обусловлена быстродействием квадратичного детектора и усилителей низких и высоких частот. Для усилителей длительность фронтов импульсов на выходе связана с верхней $f_{в}$ граничной частотой приближенной формулой $t_{ф} \approx 0,35 / f_{в}$. Так как верхняя граничная частота высокочастотных усилителей много выше аналогичной частоты низкочастотных, основная задержка сигнала происходит в усилителях низкочастотного тракта. Минимальный шаг дискретизации находят из равенства $\Delta t = 2t_{ф}$, где $t_{ф}$ — длительность фронта импульсного сигнала на выходе измерительного тракта радиометра. Поэтому для минимизации Δt выбирают усилители не только с минимальными собственными шумами, но и с достаточно высокой верхней частотой усиления сигналов.

После нахождения минимума Δt дальнейшую оптимизацию для заданного времени измерения $t_{и}$ обеспечивают соответствующим выбором чувствительности и шага квантования, т. е. определением R и n . Вначале вводят ограничения на минимальные и максимальные значения параметра R . Минимум соответствует накоплению 20—30 цифровых кодов, необходимых для оценки среднего значения шумового сигнала. Максимальное число кодов не ограничено. В соответствии с R выбирают число n значимых разрядов цифрового кода по правилу, приведенному ниже.

Настройку радиометра начинают с определения исходных значений параметров R и n . Начальными данными являются динамический диапазон измерений dT_a , шумовая температура приемника $T_{ш}$ и его полоса приема df . В этом диапазоне необходимо достичь минимального порога обнаружения сигнала ΔT_a .

Используя полученные соотношения (3), находят уровни опорных сигналов $T_{оп}$ и T_d : $T_{оп} = T_{a, \max}$; $T_d = T_{оп} - T_{a, \max}$. Далее из (4) получают

$$R = \left[(T_{оп} + T_{ш})^2 + T_d^2 / 8 \right] / (df\tau \Delta T_a^2),$$

где постоянную времени синхронного фильтра τ выбирают согласно равенству $\tau = (40 \dots 60)t_{АИМ}$.

Затем определяют требуемую разрядность выходного цифрового кода радиометра для обеспечения необходимой чувствительности. Количество шагов квантования сигнала антенны, которые укладываются в диапазоне измерения, находят по формуле $N = dT_a / \Delta T_a$. Тогда количество разрядов выходного цифрового кода радиометра будет $n = \log_2 N$. Округлением до целого в большую сторону получают разрядность кода n .

Характеристики цифрового радиометра

m	$t_n / 2^m$	$2^m D$	$m_{\text{опт}}$	$R / 2^{m_{\text{опт}}}$	$n - (m - m_{\text{опт}})$	Чувствительность	Разрешение	Эффективность
0	t	D	0	R	n	ΔT_a	ΔT_p	Q
1	$t/2$	$2D$	1	$R/2$	n	$\sqrt{2} \Delta T_a$	ΔT_p	$2/\sqrt{2} Q$
2	$t/4$	$4D$	1	$R/2$	$n - 1$	$\sqrt{2} \Delta T_a$	$2\Delta T_p$	$2Q$
3	$t/8$	$8D$	2	$R/4$	$n - 1$	$2\Delta T_a$	$2\Delta T_p$	$4Q$
4	$t/16$	$16D$	3	$R/8$	$n - 1$	$2\sqrt{2} \Delta T_a$	$2\Delta T_p$	$8/\sqrt{2} Q$
5	$t/32$	$32D$	3	$R/8$	$n - 2$	$2\sqrt{2} \Delta T_a$	$4\Delta T_p$	$8Q$
6	$t/64$	$64D$	4	$R/16$	$n - 2$	$4\Delta T_a$	$4\Delta T_p$	$16Q$
7	$t/128$	$128D$	5	$R/32$	$n - 2$	$4\sqrt{2} \Delta T_a$	$4\Delta T_p$	$32/\sqrt{2} Q$
8	$t/256$	$256D$	5	$R/32$	$n - 3$	$4\sqrt{2} \Delta T_a$	$8\Delta T_p$	$32Q$
9	$t/512$	$512D$	6	$R/64$	$n - 3$	$8\Delta T_a$	$8\Delta T_p$	$64Q$
10	$t/1024$	$1024D$	7	$R/128$	$n - 3$	$8\sqrt{2} \Delta T_a$	$8\Delta T_p$	$128/\sqrt{2} Q$
11	$t/2048$	$2048D$	7	$R/128$	$n - 4$	$8\sqrt{2} \Delta T_a$	$16\Delta T_p$	$128Q$
12	$t/4096$	$4096D$	8	$R/256$	$n - 4$	$16\Delta T_a$	$16\Delta T_p$	$256Q$

После определения начальных значений R и n для повышения быстродействия радиометрической системы уменьшают время измерения t_n . В цифровой системе для этой цели удобно использовать двоичный закон. Уменьшение времени измерения в 2^m раз, где m — целое число, приведет к увеличению быстродействия D во столько же раз. При этом надо уменьшить либо количество накапливаемых кодов R в 2^m раз, либо количество двоичных разрядов n в цифровом коде на m значений.

Введем параметр Q — эффективность работы радиометрической системы как отношение быстродействия к чувствительности радиометра или к его разрешающей способности:

$$Q = D / (\Delta T_a \vee \Delta T_p).$$

В этой формуле выбирается больший из параметров ΔT_a или ΔT_p .

Если время измерения t_n уменьшать изменением количества R цифровых кодов, накапливаемых в процессе измерения, то согласно (5) чувствительность приемной системы

снижается в $\sqrt{2^m}$ раз, а эффективность Q возрастает во столько же раз. В другом случае, если t_n уменьшать сокращением количества n двоичных разрядов в цифровом коде, то это приведет к увеличению шага квантования и, следовательно, ухудшению разрешающей способности измерений в 2^m раз с учетом (6). При этом эффективность работы системы будет оставаться на том же уровне.

При одновременном изменении R и n их следует уменьшать на оптимальную величину $m_{\text{опт}} < m$. Значение $m_{\text{опт}}$ находим из равенства $m_{\text{опт}} = (2/3)m$ и округляем до целого. При

изменении параметров R и n необходимо выполнять условие согласования цифровой шкалы с чувствительностью системы, которое следует из равенства $\Delta T_a = \Delta T_p$. Это условие

Таблица 2

Сравнение характеристик по чувствительности и эффективности работы аналогового и цифрового радиометров

m	$2^m D$	Чувствительность радиометра		Эффективность радиометра	
		аналогового	цифрового	аналогового	цифрового
0	D	ΔT_a	ΔT_a	Q	Q
1	$2D$	$\sqrt{2} \Delta T_a$	$\sqrt{2} \Delta T_a$	$\sqrt{2} Q$	$\sqrt{2} Q$
2	$4D$	$2\Delta T_a$	$\sqrt{2} \Delta T_a$	$2Q$	$2Q$
3	$8D$	$2\sqrt{2} \Delta T_a$	$2\Delta T_a$	$2\sqrt{2} Q$	$4Q$
4	$16D$	$4\Delta T_a$	$2\sqrt{2} \Delta T_a$	$4Q$	$4\sqrt{2} Q$
5	$32D$	$4\sqrt{2} \Delta T_a$	$\sqrt{2} \Delta T_a$	$4\sqrt{2} Q$	$8Q$
6	$64D$	$8\Delta T_a$	$4\Delta T_a$	$8Q$	$16Q$
7	$128D$	$8\sqrt{2} \Delta T_a$	$4\sqrt{2} \Delta T_a$	$8\sqrt{2} Q$	$16\sqrt{2} Q$
8	$256D$	$16\Delta T_a$	$4\sqrt{2} \Delta T_a$	$16Q$	$32Q$
9	$512D$	$16\sqrt{2} \Delta T_a$	$8\Delta T_a$	$16\sqrt{2} Q$	$64Q$
10	$1024D$	$32\Delta T_a$	$8\sqrt{2} \Delta T_a$	$32Q$	$64\sqrt{2} Q$
11	$2048D$	$32\sqrt{2} \Delta T_a$	$8\sqrt{2} \Delta T_a$	$32\sqrt{2} Q$	$128Q$
12	$4096D$	$64\Delta T_a$	$16\Delta T_a$	$64Q$	$256Q$

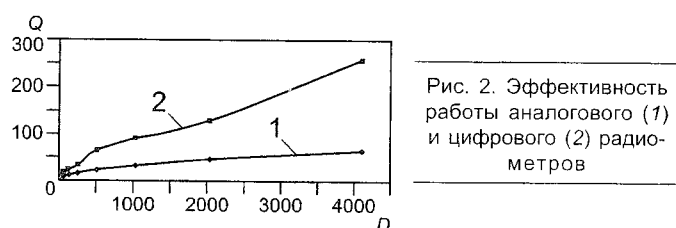


Рис. 2. Эффективность работы аналогового (1) и цифрового (2) радиометров

сохраняется при числе накоплений $R/2^{m_{\text{опт}}}$ и количестве цифровых разрядов $n - (m - m_{\text{опт}})$.

Рассмотрим примеры оптимального выбора R и n .

Для $m = 1$ время измерения $t_{\text{и}}$ уменьшается в два раза, что соответствует удвоению быстродействия ($2D$). Находим $m_{\text{опт}}$ и округлением до целого получаем $m_{\text{опт}} = 1$. Следовательно, число накоплений уменьшается в два раза ($R/2$); количество двоичных разрядов n цифрового кода остается прежним. Эти изменения приведут к тому, что чувствительность радиометра ухудшится в $\sqrt{2}$ раз ($\sqrt{2} \Delta T_a$), а разрешение не изменится. Эффективность системы возрастет в $\sqrt{2}$ раз ($\sqrt{2} Q$) от своего первоначального значения, когда $m = 0$.

Для $m = 2$ время измерения равно $t_{\text{и}}/2^2$, быстродействие $4D$, $m_{\text{опт}} = (2/3)2 = 1,33$. Округлением $m_{\text{опт}}$ до целого получаем $R/2$; $n - (2 - 1) = n - 1$. Таким образом, количество накапливаемых цифровых кодов сохраняется, как и в первом случае, но количество значимых разрядов цифрового кода уменьшается на 1. Это приведет к тому, что чувствительность уменьшится в $\sqrt{2}$ раз, как и в предыдущем случае ($\sqrt{2} \Delta T_a$), а разрешение — в 2 раза ($2\Delta T_p$). При этом эффективность функционирования системы увеличится в два раза ($2Q$).

В табл. 1 сведены вычисленные значения перечисленных величин для $m = 0, \dots, 12$.

Для модуляционных радиометров аналогового типа чувствительность определяется известным соотношением [6]:

$$\Delta T_a = 2\sqrt{2} T_{\text{ш}} / \sqrt{df t_{\text{и}}}$$

Сигнал накапливается в процессе одного измерения в течение времени $t_{\text{и}}$.

В табл. 2 приведены сравнительные данные по чувствительности и эффективности работы радиометров цифрового и аналогового типов. На рис. 2 показаны графики зависимостей эффективности работы системы от быстродействия для аналогового (1) и цифрового (2) радиометров.

Таким образом, из рис. 2 и табл. 1, 2 следует, что в цифровой системе при изменении времени измерения коррективировка числа значимых двоичных разрядов выходного кода приводит к увеличению быстродействия и, как следствие, повышению эффективности работы радиометра. Так, если для аналогового и цифрового радиометров обеспечить одинаковую чувствительность $16\Delta T_a$, то эффективность аналоговой схемы составит $16Q$, а цифровой — $256Q$.

Таким образом, на основе результатов оптимального поиска числа накопленных кодов R и цифровых значимых разрядов n можно существенно повысить эффективность работы радиометрической системы.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты № 06-08-96922 и 09-08-99106).

Л и т е р а т у р а

1. Кондратьев К. Я. Глобальные изменения климата: данные наблюдений и результаты численного моделирования // Исследование Земли из космоса. 2004. № 2. С. 61—69.
2. Арманд Н. А. и др. Перспективные космические проекты с СВЧ-радиометрическими системами L-диапазона // Исследование Земли из космоса. 2010. № 1. С. 20—26.
3. Филатов А. В., Каратаева Н. А., Дмитриев В. Д. Микроволновый нулевой радиометр с комбинированной импульсной модуляцией // Измерительная техника. 2007. № 3. С. 65—69; A. V. Filatov, N. A. Karataeva, V. D. Dmitriev. A microwave zero radiometer with combined pulse modulation // Measurement Techniques. 2007. V. 50. N 3. P. 337—343.
4. Филатов А. В. Нулевой метод в радиометрических измерениях: монография. Томск: Изд-во Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2010.
5. Ворсин Н. Н. и др. Реализация предельной чувствительности модуляционных СВЧ-радиометров // Изв. высш. учеб. заведений. Радиофизика. 1987. Т. 30. № 8. С. 931—938.

Дата принятия 16.05.2011 г.