

ISSN 1993-8985

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

4'2011

Санкт-Петербург
2011



К 125-летию
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

россии

4

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

2011

Редакционный совет журнала

Председатель совета

В. М. Кутузов

Заместитель председателя

М. Ю. Шестопапов

Члены совета

*В. М. Балашов, Р. Е. Быков,
Е. Б. Соловьев, Д. И. Воскресенский,
А. Г. Вострецов, А. Д. Григорьев,
Ю. В. Гуляев, В. П. Ипатов,
Т. А. Исмаилов, Ю. М. Казаринов,
В. Н. Кулешов, И. Г. Мироненко,
В. А. Обуховец, Б. А. Панченко,
В. А. Пахотин, А. Д. Плужников,
В. В. Попов, Ю. М. Таиров,
В. Н. Ушаков, И. Б. Федоров,
И. А. Цикин, Ю. А. Чаплыгин*

Ответственный секретарь

А. М. Мончак

Региональные секции редакционного совета

Восточная

Председатель – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.

Заместитель председателя – А. А. Спектор, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета.

630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 40.

Новосибирский государственный
технический университет.

Тел.: (383)3464852. Факс: (383)3460209.

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры радиопрофики Балтийского федерального университета им. И. Канта.

236041, г. Калининград обл., ул. А. Невского, 14.
Балтийский федеральный университет им. И. Канта.

Тел.: (4012)465917. Факс: (4012)465813.

E-mail: VPakhotin@kantiana.ru

197376, С.-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5
СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

Тел.: (812) 346-47-84, 234-02-23

СОДЕРЖАНИЕ

Теория сигналов

Червинский Е. Н. Передаточные функции фильтров нижних частот с равноволновыми на отрезке амплитудно-частотными характеристиками 3

Бычков Ю. А., Щербаков С. В., Шумаков А. А. Анализ уравнений динамики нелинейных электрических цепей с неравномерно распределенными нестационарными параметрами при помощи функционально-степенных рядов 13

Системы телекоммуникации, устройства передачи, приема и обработки сигналов

Пархоменко Н. Г., Семашко П. Г., Охрименко А. Е. Алгоритмы корреляционной обработки сигналов в радиолокаторе с цифровым телевизионным подсветом 22

Коновалов А. А. Исследование статистических свойств потока данных на входе системы траекторной обработки многопозиционного радиолокационного комплекса с асинхронным объединением отметок 30

Гергес М. С. Анализ загрузки буфера повторного упорядочения пакетов в сети IPTV 37

Филатов А. В., Убайчин А. В., Параев Д. Е. Применение концепции нулевого метода измерений в микроволновых радиометрах 41

Пахотин В. А., Бессонов В. А., Власова К. В. Метод обработки ионосферных сигналов 55

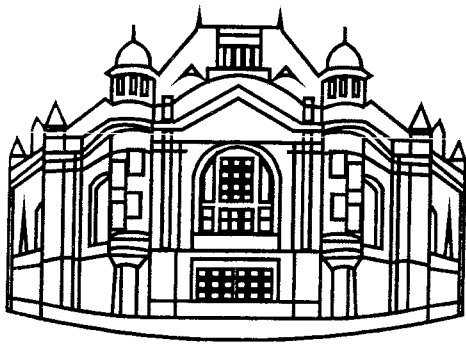
Телевидение и обработка изображений

Кустов Д. А. Системная доступность цифрового транспортного потока в зоне неуверенного приема цифрового наземного телевидения 61

Радиолокация и радионавигация

Кашин В. А., Маврычев Е. А. Оценка угловых координат целей в РЛС с разнесенными передающими позициями 67

Бархатов А. В., Кутузов В. М., Михайлов В. Н. Метод обработки радиолокационных сигналов с пропусками 71



Региональные секции редакционного совета

Поволжская

Председатель – А. Д. Плужников, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

Заместитель председателя – Е. Н. Приблудова, канд. техн. наук, доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

603950, г. Нижний Новгород,
ул. К. Минина, 24.

Нижегородский государственный
технический университет.

Тел.: (831)4367880. Факс: (831)4367880, (831)4362311.
E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru

Северокавказская

Председатель – Т. А. Исмаилов, д-р техн. наук, профессор, ректор Дагестанского государственного технического университета.

Заместитель председателя – О. В. Евдулов, канд. техн. наук, доцент, проректор по научной работе Дагестанского государственного технического университета.

367015, Республика Дагестан, г. Махачкала,
пр. Имама Шамиля, 70.

Дагестанский государственный
технический университет.

Тел.: (8722)623761, (8722)623715.
E-mail: dstu@dstu.ru

Уральская

Председатель – Б. А. Панченко, д-р техн. наук, профессор кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19.

Уральский федеральный университет

им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

Тел.: (343)3754886. E-mail: Shab@ieee.org

Южная

Председатель – В. А. Обуховец, первый заместитель руководителя Технологического института Южного федерального университета.

347928, г. Таганрог, ГСП-17А, Некрасовский пр., 44.

Таганрогский политехнический институт

Южного федерального университета.

Тел.: (8634)310599. Факс: (8634)310598.

E-mail: vao@tsure.ru

Редактор

И. Б. Синишева

Компьютерная верстка

Е. Н. Паздниковой

Подписано в печать 06.10.11.

Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.

Печать офсетная.

Гарнитура "Times New Roman". Печ. л. 14,75.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.).

Заказ 90.

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

Факс: 812 346-28-56

Кордеро Л. Характеристики излучения антенн с теплозащитой 78

Гадзиковский В. И., Калмыков А. А. Сигналоподобные помехи в нелинейной радиолокации 85

Полупроводниковая электроника, вакуумная и плазменная электроника

Баранов А. В., Моругин С. Л. Нагрузочные импедансы транзисторных ключей в усилителях мощности класса E 94

Электроника СВЧ

Антонов В. В., Царев В. П. СВЧ-Интерференционные быстродействующие измерительные системы параметров оптического излучения на основе эффектов взаимодействия микроволнового излучения с фотовозбужденным намагниченным полупроводником 104

Редакционный отдел

Наши авторы 112

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия вузов России. Радиоэлектроника" 117

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

Учредитель: Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)»

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818 ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ "ПРЕССА РОССИИ". ТОМ 1 "ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ"

Подписка производится в любом почтовом отделении России

Журнал входит в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (решение Президиума Высшей аттестационной комиссии Минобрнауки России от 19 февраля 2010 года № 6/6)

Список литературы

1. Harte L. IPTV testing: service quality monitoring, analyzing, and diagnostics for IP television systems and services. Varina, USA: Althos publishing, 2008. 120 p.
2. Nebat Y., Sidi M. Resequencing considerations in parallel downloads // Twenty-first annual joint conf. of the IEEE computer and communications societies (INFOCOM 2002). Proc. IEEE. 2002. Vol. 3. P. 1326–1335.
3. Lane J., Nakao A. Best-effort network layer packet reordering in support of multipath overlay packet dispersion // Global telecommunications IEEE conference (Globecom08), 30 Nov. 2008, New Orleans, LA, USA. Proc. IEEE. 2008. Vol. 9, № 12. P. 2457–2462.
4. Improving the reliability of internet paths with one-hop source routing // K. Gummadi, H. Madhyastha, S. Gribble et al. // Proc. OSDI'04, San Francisco, Ca, USA), Dec. 2004. P. 183–198.

S. Gerges

Saint-Petersburg state university of telecommunications n. a. M. A. Bonch-Bruевич

Estimation of productivity of packages sequence support algorithm in IPTV network

Results of modeling process of the data multipath packet forwarding in IP-television networks are resulted. Influence of parameters allocations of separate ways time delay and possibilities of intra travelling data packets rescheduling on the receiving buffer loading of an initiating sequence recovery of packets is estimated.

IP-television, data packet, propagation path, packets rescheduling

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2011 г.

УДК 621.396.9

А. В. Филатов, А. В. Убайчин, Д. Е. Параев

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Применение концепции нулевого метода измерений в микроволновых радиометрах*

Рассмотрен алгоритм функционирования микроволнового радиометра с синхронным использованием двух видов импульсных модуляций – амплитудной и широтной. Это позволяет реализовать в радиометре нулевой метод измерений, минимизирующий влияние флуктуаций коэффициента усиления приемника и изменений его собственных шумов. В радиометре автоматически поддерживается нулевой баланс, а шумовая (эффективная) температура антенны определяется косвенным образом через длительность сигнала, управляющего широтно-импульсной модуляцией. Получено общее аналитическое выражение для флуктуационной чувствительности, из анализа которого определены условия выигрыша в чувствительности в результате оптимизации построения входного узла радиометра. Исследованы три модификации входных узлов радиометра, и для каждой определена флуктуационная чувствительность при заданных диапазонах измерения.

Микроволновый радиометр, нулевой метод измерений, флуктуационная чувствительность

Изучение микроволновых образов объектов земной поверхности обеспечивает принципиально иную физическую информативность, чем использование оптического и инфракрасного диапазонов дистанционного зондирования Земли [1]. Это обстоятельство стимулирует непрерывное развитие измерительных систем, направленное на повышение точно-

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, гранты № 06-08-96922, № 09-08-99106.

сти и увеличение информативной насыщенности зондирования. Разработка микроволновых систем дистанционного зондирования с малым энергопотреблением для работы в натурных условиях, в частности бортовых, достаточно затруднительна. Традиционные подходы нередко приводят к взаимоисключающим решениям, поэтому выполнение жестких требований, предъявляемых к микроволновым радиометрам, невозможно без поиска новых подходов, методов и способов решения.

Стабилизация или учет изменений технических параметров радиометров возможны при совмещении различных методов измерений. Среди реализующих указанный подход схем широкое распространение получили модуляционные радиометры, в основу работы которых положен метод дифференциальных измерений (рис. 1) [2]. На входе модуляционного радиометра установлены модулятор и опорный источник – генератор шума, играющий роль имитатора антенны. Вход радиометрического приемника попеременно подключается либо к антенне, либо к опорному генератору, вырабатывающему шумовой сигнал неизменной мощности. Используется принцип периодического сравнения мощностей этих сигналов. В подавляющем большинстве в таком типе радиометров применяется амплитудная импульсная модуляция симметричным сигналом меандра.

Поскольку изменения выходного сигнала радиометра, обусловленные собственными шумами и флуктуациями нестабильности усиления, статистически независимы, их влияние на выходной сигнал модуляционного радиометра рассматривается отдельно.

В радиометре собственные шумы не подвергаются модуляции и после вычитания постоянная составляющая собственных шумов радиометра $T_{ш}$ на выходе исключается. Влияние изменения коэффициента усиления радиометрического тракта можно устранить в случае, если регулировать опорный сигнал $T_{оп}$ до совпадения с антенным сигналом T_a . Радиометр, в котором реализован этот принцип, называется нулевым радиометром (в иностранной литературе данный радиометр известен как радиометр с добавлением шума). В результате влияние изменений коэффициента усиления на точность измерений снижается.

Широкое применение модуляционных радиометров связано с удовлетворительной точностью измерений, которая достигается относительно простыми приемами (модуляция на входе и демодуляция – синхронное детектирование – на выходе) и простой схемной реализацией. Модуляционные радиометры привлекательны простотой конструкции, обеспечивающей тиражирование приборов, что проявляется в массовом их использовании. Однако полной компенсации влияния изменений коэффициентов усиления усилителей и собственных шумов приемника в модуляционной схеме не происходит.

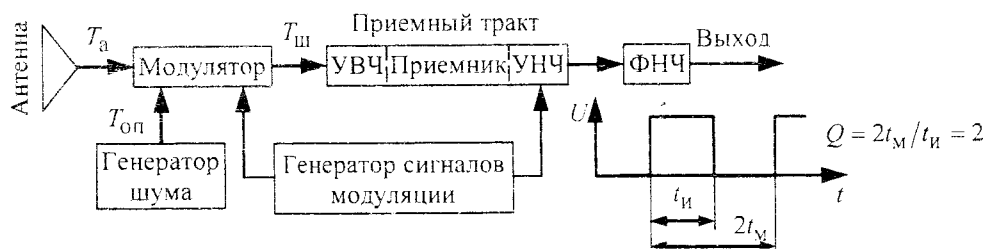


Рис. 1

Дальнейшее снижение влияния этих изменений возможно при применении в модуляционном радиометре нулевого метода измерений. Указанный метод имеет самые высокие потенциальные возможности по созданию прецизионных радиометров. Разработка принципа применения нулевого метода в радиометрах принадлежит М. Ryle [3] и В. С. Троицкому [4]. С созданием нулевых радиометров связан ряд успешных исследований: доказательство справедливости формулы Найквиста для спектральной плотности флуктуационных шумов сопротивлений различных материалов; открытие рекомбинационных радиолиний, излучаемых высоковозбужденными атомами, при радиоастрономических наблюдениях; измерение глубинной температуры биологических объектов и т. д.

В нулевом радиометре выходная мощность опорного генератора шума регулируется для достижения нулевого баланса в измерительном тракте, который считается установленным, если по этому тракту в разные полупериоды симметричной импульсной модуляции проходят сигналы одинаковой мощности*. Регулировка производится контуром следящей обратной связи. Первые нулевые радиометры имели аналоговый принцип регулирования нулевого баланса, для чего в их входных узлах применялись прецизионные управляемые СВЧ-устройства – регулируемые аттенуаторы или генераторы шума с регулируемой выходной мощностью. Регулируемые устройства должны были обладать регулировочной характеристикой с высокой линейностью, большим динамическим диапазоном, повышенным быстродействием регулирования для приведения измерительной системы в режим нулевого баланса. Погрешности, возникающие от применения данных элементов во входных блоках, не позволяли полностью реализовать достоинства нулевого метода измерений, в результате чего нулевые радиометры не получили широкого распространения.

Успешным развитием применения нулевого метода явилось создание в радиометре режима импульсного "подшумливания", осуществляемого по широтно-импульсному закону [5]. В этом случае средняя за полупериод модуляции мощность неизменного опорного сигнала генератора шума регулируется изменением его длительности. Это привело к упрощению схемы входного приемного блока (СВЧ-ключ и генератор шума) и к повышению линейности калибровочной характеристики радиометра при упрощении регулировки опорного сигнала.

Смещение опорного и измеряемого сигналов, импульсно модулированных различным образом, хотя и упростило конструкцию входного блока, но вместе с тем усложнило преобразование модулированных сигналов после квадратичного детектора, что увеличило погрешность измерений. В результате схемы нулевых радиометров с импульсным "подшумливанием" оказались сложнее, чем схемы обычных модуляционных радиометров, и они не получили широкого распространения.

В настоящей статье рассмотрена новая модификация нулевого принципа функционирования микроволновых радиометров по измерению слабых сигналов и проанализированы флуктуационная чувствительность и стабильность данной модификации.

Модификация нулевого метода приема сигналов. На рис. 2 показаны временные диаграммы, поясняющие принцип комбинированной модуляции в радиометре. Изменени-

* Что означает равенство эффективных (шумовых) температур, измеряемых радиометрами.

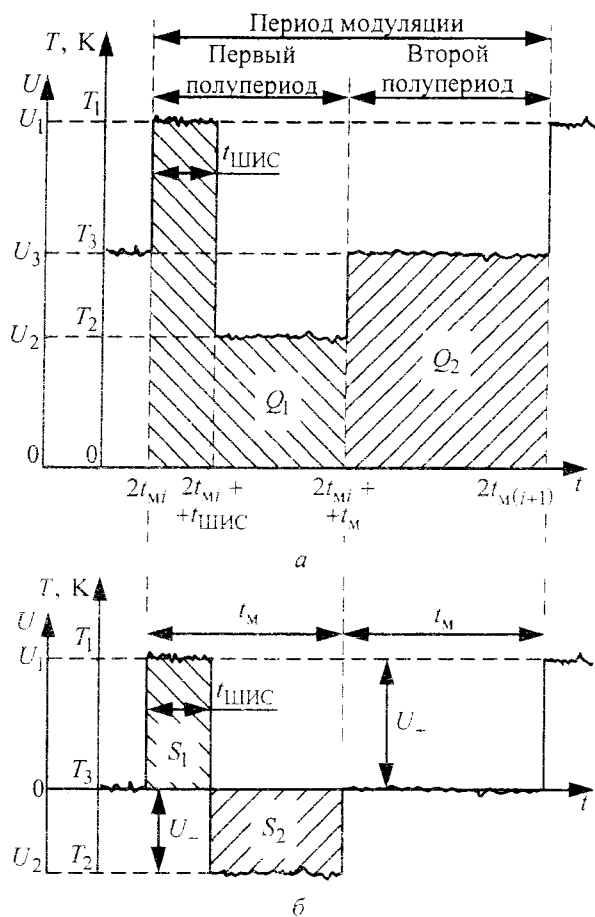


Рис. 2

ем длительности импульса, управляющего вводом дополнительного шумового сигнала в опорный или в антенный тракт модуляционного радиометра, достигается равенство малых энергий сигналов на входе радиометрического приемника в разные полупериоды симметричной импульсной модуляции. Длительность управляющего широтно-импульсного сигнала $t_{\text{ШИС}}$ изменяется от нуля до длительности полупериода работы основного модулятора t_M .

Условием установленного в радиометре баланса является равенство энергий сигналов, поступающих на вход приемника в разные полупериоды симметричной модуляции. Эти энергии пропорциональны заштрихованным на рис. 2, а областям Q_1 и Q_2 . Равенство энергий сигналов непрерывно поддерживается регулирующей системой радиометра автоматическим изменением длительности широтно-импульсного сигнала $t_{\text{ШИС}}$. На рис. 2, а отмечены амплитуды напряжений импульсов на выходе приемника U_1, U_2, U_3 , связанные с эффективными шумовыми температурами T_1, T_2, T_3 сигналов на входе через полный коэффициент передачи измерительного тракта радиометра G , учитывающий усиление по высокой и по низкой частотам и коэффициент преобразования квадратичного детектора.

Введем параметр $\Delta Q(t)$, учитывающий различие между $Q_1(t)$ и $Q_2(t)$, и выделим в нем постоянную составляющую ΔQ_0 и флуктуирующую часть $\Delta q(t)$:

$$\begin{aligned} \Delta Q(t) = Q_1(t) - Q_2(t) = & \sum_{i=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}}^{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}} [T_1 G(t-\theta) + n_1(t-\theta)] H_1(\theta) d\theta + \\ & + \sum_{i=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}}^{2t_{Mi}+t_M} [T_2 G(t-\theta) + n_2(t-\theta)] H_2(\theta) d\theta - \\ & - \sum_{i=0}^{\infty} \int_{2t_{M(i+1)}}^{2t_{M(i+1)}+t_M} [T_3 G(t-\theta) + n_3(t-\theta)] H_3(\theta) d\theta, \end{aligned}$$

где $G(t) = G_0 + g(t)$ (G_0 и $g(t)$ – постоянная составляющая и флуктуации коэффициента передачи соответственно); $n_1(t), n_2(t), n_3(t)$ – шумовые компоненты сигналов (шум

ных температур) T_1, T_2, T_3 соответственно; $H_1(\theta), H_2(\theta), H_3(\theta)$ – импульсные характеристики накопительных фильтров приемника для каждого сигнала).

Накопление сигналов происходит с применением трех интегрирующих RC -цепей первого порядка, импульсные характеристики которых определяются известным соотношением $H_\xi(\theta) = (1/\tau_\xi) \exp(-\theta/\tau_\xi)$, где $\tau_\xi = R_\xi C_\xi$, $\xi = 1, 2, 3$ – постоянные времени цепей. При определении среднего значения $\overline{t_{\text{ШИС}}}$ на длительном промежутке времени, учитывая, что шумовые сигналы представляют нормальные стационарные эргодические процессы, можно считать $\overline{n_1(t)} = \overline{n_2(t)} = \overline{n_3(t)} = 0$. Аналогично, флуктуирующую составляющую коэффициента передачи $G(t)$ с учетом ее стационарности и подчиненности симметричному относительно нуля распределению на протяженном временном интервале можно считать равной нулю.

Используя (1), с учетом распределений для постоянной составляющей параметра $Q(t)$ получим:

$$\begin{aligned} \Delta Q_0 = & \sum_{i=0}^{\infty} \int_{2t_M}^{2t_M + \overline{t_{\text{ШИС}}}} T_1 G_0 \frac{\exp(-\theta/\tau_1)}{\tau_1} d\theta + \sum_{i=0}^{\infty} \int_{2t_M - \overline{t_{\text{ШИС}}}}^{2t_M + t_M} T_2 G_0 \frac{\exp(-\theta/\tau_2)}{\tau_2} d\theta - \\ & - \sum_{i=0}^{\infty} \int_{2t_M + t_M}^{2t_M(i+1)} T_3 G_0 \frac{\exp(-\theta/\tau_3)}{\tau_3} d\theta. \end{aligned} \quad (2)$$

Так как длительности импульсов $t_{\text{ШИС}}$ и t_M много меньше времени накопления сигналов, определяемых постоянными низкочастотных фильтров τ_1, τ_2, τ_3 , разложим экспоненциальные функции в ряд Маклорена с приближением до двух членов и из (2) получим

$$\Delta Q_0 = G_0 \frac{T_1 \overline{t_{\text{ШИС}}} + T_2 (t_M - \overline{t_{\text{ШИС}}}) - T_3 t_M}{2t_M}. \quad (3)$$

Из-за влияния шумов в сигналах и флуктуаций коэффициентов усиления усилителей приемника в каждом конкретном периоде модуляции $Q_1 \neq Q_2$. Однако для большого интервала времени усреднения, включающего множество периодов модуляции, благодаря работе автоматической системы слежения за энергиями сигналов по непрерывному выравниванию можно считать $\Delta Q_0 = 0$. Тогда из (3) следует $T_1 \overline{t_{\text{ШИС}}} + T_2 (t_M - \overline{t_{\text{ШИС}}}) - T_3 t_M = 0$.

Решив это уравнение относительно $\overline{t_{\text{ШИС}}}$, получим

$$\overline{t_{\text{ШИС}}} = [(T_3 - T_2)/(T_1 - T_2)] t_M. \quad (4)$$

Формула (4) является математической моделью реализации предлагаемой модификации метода нулевого приема. Из нее следует, что сигнал антенны можно определить косвенным образом через длительность импульсного "подшумливания" без преобразования сигналов в низкочастотном тракте. В формулу (4) не входит коэффициент передачи измерительного тракта, что свидетельствует о нулевом методе работы радиометра.

Реализация нулевого метода в микроволновых радиометрах. Техническая реализация модифицированного метода нулевых измерений состоит в том, что сравнение Q_1 и Q_2 заменяется эквивалентным сравнением изображенных на рис. 2, б вольт-секундных площадей положительного S_1 и отрицательного S_2 импульсов на выходе приемника, амплитуды которых пропорциональны разностям температур $T_1 - T_3$ и $T_3 - T_2$ на входе приемника. Если напряжение во втором полупериоде модуляции равно нулю (ось времени проходит через сигнал с уровнем T_3), вольт-секундные площади импульсов в первом полупериоде модуляции равны: $S_1 = S_2$. Так как $S_1 = U_+ \overline{t_{\text{ШИС}}}$ и $S_2 = U_- (t_m - \overline{t_{\text{ШИС}}})$, где $U_+ = G_0 kdf (T_1 - T_3)$; $U_- = G_0 kdf (T_3 - T_2)$ (k – постоянная Больцмана; df – полоса принимаемых частот), то $G_0 kdf (T_1 - T_3) \overline{t_{\text{ШИС}}} = G_0 kdf (T_3 - T_2) (t_m - \overline{t_{\text{ШИС}}})$. Разрешив последнее равенство относительно $\overline{t_{\text{ШИС}}}$, получим (4).

Из проведенного рассмотрения следует последовательность действий, которые необходимо выполнить при преобразовании сигналов после квадратичного детектора и низкочастотного усиления: исключение в сигналах постоянной составляющей и определение полярности напряжения во втором полупериоде модуляции. Исключение постоянной составляющей приводит привязке вершины импульсного сигнала U_3 к нулю регулировкой длительности $t_{\text{ШИС}}$. Таким образом, слежение за сигналом антенны осуществляется изменением длительности $t_{\text{ШИС}}$, что приводит к сдвигу периодической последовательности сигналов относительно нулевой оси времени.

Анализ флуктуационной чувствительности. Хаотические изменения $\Delta Q(t)$ в (1) связаны с флуктуациями $\Delta q(t)$ и $g(t)$, а также с шумовыми компонентами $n_1(t)$, $n_2(t)$ и $n_3(t)$.

Определим дисперсию параметра $\Delta q(t)$ методом корреляционных функций. При этом учтем статистическую независимость флуктуаций коэффициента передачи измерительного тракта радиометра $g(t)$ и шумовых компонентов $n_1(t)$, $n_2(t)$, $n_3(t)$ сигналов T_1 , T_2 , T_3 . Полная дисперсия является суммой двух дисперсий, из которых первая $(\overline{\Delta q_g^2})$ учитывает флуктуации коэффициента передачи приемника, а вторая $(\overline{\Delta q_n^2})$ вызвана шумовой природой сигналов.

Интервал корреляции шумов определяется полосой приема сигналов df и для радиометров существенно меньше периода модуляции $2t_m$. Вследствие этого шумовые компоненты $n_1(t)$, $n_2(t)$, $n_3(t)$ сигналов T_1 , T_2 , T_3 некоррелированы между собой. Тогда из (1) дисперсия $\overline{\Delta q_n^2}$ определится следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta q_n^2 = & \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}}^{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}} \int_{2t_{Mj}}^{2t_{Mj}+t_{\text{ШИС}}} \frac{1}{n_1(t-\theta)n_1(t-\theta')H_1(\theta)H_1(\theta')} d\theta d\theta' + \\ & + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}}^{2t_{Mi}+t_M} \int_{2t_{Mj}+t_{\text{ШИС}}}^{2t_{Mj}+t_M} \frac{1}{n_2(t-\theta)n_2(t-\theta')H_2(\theta)H_2(\theta')} d\theta d\theta' + \\ & + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}+t_M}^{2t_{M(i+1)}} \int_{2t_{Mj}+t_M}^{2t_{M(j+1)}} \frac{1}{n_3(t-\theta)n_3(t-\theta')H_3(\theta)H_3(\theta')} d\theta d\theta'. \end{aligned} \quad (5)$$

Автокорреляционные функции шумовых компонентов $n_1(t)$, $n_2(t)$, $n_3(t)$ в сравнении с импульсными характеристиками фильтров $H_1(\theta)$, $H_2(\theta)$, $H_3(\theta)$ и периодом модуляции $2t_M$ можно считать дельта-функциями $\delta(t)$ с интегральными значениями $2G_0^2T_1^2$, $2G_0^2T_2^2$, $2G_0^2T_3^2$ соответственно и интервалом корреляции $1/df$. Отсюда

$$\overline{n_1^2} = 2G_0^2T_1^2/df; \quad \overline{n_2^2} = 2G_0^2T_2^2/df; \quad \overline{n_3^2} = 2G_0^2T_3^2/df. \quad (6)$$

С учетом (6) из (5) получим

$$\overline{\Delta q_n^2} = (G_0^2/2t_M df) [T_1^2 \overline{t_{\text{ШИС}}}/\tau_1 + T_2^2 (t_M - \overline{t_{\text{ШИС}}})/\tau_2 + T_3^2 t_M/\tau_3]. \quad (7)$$

После подстановки (4) в (7) окончательно имеем

$$\overline{\Delta q_n^2} = (G_0^2/2df) [(T_1^2/\tau_1) [(T_3 - T_2)/(T_1 - T_2)] + (T_2^2/\tau_2) \{1 - [(T_3 - T_2)/(T_1 - T_2)]\} + T_3^2/\tau_3]. \quad (8)$$

В случае одинаковых низкочастотных фильтров $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau$ выражение (8) преобразуется к виду

$$\overline{\Delta q_n^2} = (G_0^2/2df \tau) [T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2]. \quad (9)$$

Определим дисперсию, вызванную флуктуациями коэффициента передачи измерительного тракта радиометра $\overline{\Delta q_g^2}$, на основании (1):

$$\overline{\Delta q_g^2} = J_{1g} + J_{2g} + J_{3g} + J_{4g} - J_{5g} - J_{6g}, \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} J_{1g} = & \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}}^{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}} \int_{2t_{Mj}}^{2t_{Mj}+t_{\text{ШИС}}} T_1^2 \overline{g(t-\theta)g(t-\theta')H_1(\theta)H_1(\theta')} d\theta d\theta'; \\ J_{2g} = & \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}}^{2t_{Mi}+t_M} \int_{2t_{Mj}+t_{\text{ШИС}}}^{2t_{Mj}+t_M} T_2^2 \overline{g(t-\theta)g(t-\theta')H_2(\theta)H_2(\theta')} d\theta d\theta'; \\ J_{3g} = & \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}+t_M}^{2t_{M(i+1)}} \int_{2t_{Mj}+t_M}^{2t_{M(j+1)}} T_3^2 \overline{g(t-\theta)g(t-\theta')H_3(\theta)H_3(\theta')} d\theta d\theta'; \end{aligned}$$

$$J_{4g} = 2 \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}}^{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}} \int_{2t_{Mj}}^{2t_{Mj}+t_M} T_1 T_2 g(t-\theta) g(t-\theta') H_1(\theta) H_2(\theta') d\theta d\theta';$$

$$J_{5g} = 2 \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}}^{2t_{Mi}+t_{\text{ШИС}}} \int_{2t_{Mj}}^{2t_{M(j+1)}} T_1 T_3 g(t-\theta) g(t-\theta') H_1(\theta) H_3(\theta') d\theta d\theta';$$

$$J_{6g} = 2 \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}}^{2t_{Mi}+t_M} \int_{2t_{Mj}}^{2t_{M(j+1)}} T_2 T_3 g(t-\theta) g(t-\theta') H_2(\theta) H_3(\theta') d\theta d\theta'.$$

Положим $g(t)$ стационарной нормально распределенной случайной величиной с экспоненциальной автокорреляционной функцией:

$$\overline{g(t-\theta)g(t-\theta')} = \sigma_g^2 \exp(-|\theta-\theta'|/\tau_0), \quad (11)$$

где σ_g^2 – дисперсия флуктуаций коэффициента передачи измерительного тракта; τ_0 – эффективная постоянная времени корреляции флуктуаций коэффициента передачи. Как правило, $\tau_0 \gg \tau_{\xi}$, $\xi = 1, 2, 3$. Определим обобщенный интеграл, через который может быть выражен любой из шести интегралов в выражении (10). Для переменных, определяющих пределы интегрирования, примем условия: $0 \leq x, y \leq 2t_M$; $0 \leq z, v \leq 2t_M$; $k, r \gg 2t_M$. Тогда

$$I(x, y, z, v, c, r) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{2t_{Mi}+x}^{2t_{Mi}+y} \int_{2t_{Mj}+z}^{2t_{Mj}+v} \exp\left(-\frac{|\theta-\theta'|}{\tau_0}\right) \frac{1}{cr} \exp\left(-\frac{\theta}{c} - \frac{\theta'}{r}\right) d\theta d\theta' \cong$$

$$\cong \frac{(y-x)(v-z)}{4t_M^2 cr} \int_0^{\theta} \int_0^{\theta'} \exp\left(-\frac{\theta-\theta'}{\tau_0}\right) \exp\left(-\frac{\theta}{c} - \frac{\theta'}{r}\right) d\theta' + \int_{\theta}^{\infty} \exp\left(-\frac{\theta'-\theta}{\tau_0}\right) \exp\left(-\frac{\theta}{c} - \frac{\theta'}{r}\right) d\theta' d\theta =$$

$$= \frac{(y-x)(v-z)\tau_0}{4t_M^2} \frac{2rc + c\tau_0 + r\tau_0}{(r+c)(c+\tau_0)(r+\tau_0)}. \quad (12)$$

Используя (12), вычислим интегралы $J_{1g} - J_{6g}$ в (10) и получим выражение для определения дисперсии флуктуаций коэффициента передачи:

$$\overline{\Delta q_g^2} = \frac{\sigma_g^2 \tau_0}{4} \left[\left(\frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} \right)^2 \left(\frac{T_1^2}{\tau_1 + \tau_0} + \frac{T_2^2}{\tau_2 + \tau_0} \right) + \frac{T_2^2}{\tau_2 + \tau_0} \frac{T_1 + T_2 - 2T_3}{T_1 - T_2} + \frac{T_3^2}{\tau_3 + \tau_0} + \right.$$

$$+ 2T_1 T_2 \frac{(T_3 - T_2)(T_1 - T_3)}{(T_1 - T_2)^2} \frac{2\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_0 + \tau_2 \tau_0}{(\tau_1 + \tau_2)(\tau_1 + \tau_0)(\tau_2 + \tau_0)} - 2T_1 T_3 \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} \times$$

$$\times \frac{2\tau_1 \tau_3 + \tau_1 \tau_0 + \tau_3 \tau_0}{(\tau_1 + \tau_3)(\tau_1 + \tau_0)(\tau_3 + \tau_0)} - 2T_2 T_3 \frac{T_1 - T_3}{T_1 - T_2} \frac{2\tau_2 \tau_3 + \tau_2 \tau_0 + \tau_3 \tau_0}{(\tau_2 + \tau_3)(\tau_2 + \tau_0)(\tau_3 + \tau_0)} \left. \right]$$

При одинаковых импульсных характеристиках фильтров $\overline{\Delta q_g^2} = 0$. Можно ожидать, что даже при неточном выполнении данного условия она будет значительно меньше, чем дисперсия, вызванная шумовым характером сигналов. С учетом этого дисперсией флуктуаций ко-

эфициента передачи можно пренебречь*. Полученный результат согласуется с выводами других работ (например, [6]), в которых показано, что применение нулевого метода позволяет минимизировать влияние флуктуаций усиления приемников на результаты измерения.

Если на длительности первого полупериода t_M (см. рис. 2, а) укладывается N дискретов изменения длительности широтно-импульсного сигнала $t_{ШИС}$, изменение этого полупериода на один дискрет приведет к изменению Q_1 на величину

$$\Delta Q_{1д} = G_0 (T_1 - T_2) (1/N). \quad (13)$$

Величина N характеризует разрешающую способность измерений.

Для определения чувствительности используем традиционный порядок [7], который в случае предложенного метода нулевых измерений можно сформулировать следующим образом: регулирование длительности широтно-импульсного сигнала будет значимым, если изменение этой длительности на один дискрет и связанное с этим изменение вольт-секундных площадей импульсных сигналов на выходе приемника в первом полупериоде модуляции равно среднеквадратическому отклонению от равенства указанных вольт-секундных площадей, вызванному флуктуациями и шумовой природой измеряемых сигналов. В соответствии с этим можно записать:

$$\Delta Q_{1д} / \sqrt{\Delta q^2} = 1/\sqrt{R}, \quad (14)$$

где R – накопленное значение цифровых кодов длительности широтно-импульсного сигнала.

В радиометрах, использующих рассмотренную модификацию метода нулевого приема, происходит два этапа усреднения сигнала. Сначала выполняется низкочастотная аналоговая фильтрация сигналов на выходе приемника. Далее в системе автоматического управления длительностью сигнала "подшумливания" кроме регулировочного цикла происходит накопление цифровых кодов этой длительности с последующим усреднением.

Как известно из теории ошибок, дисперсия сигнала при этом снижается в $(\sqrt{R})^{-1}$ раз.

После подстановки в (14) выражений (9) и (13) получим

$$2df\tau(T_1 - T_2)^2 R = N^2 [T_3 (T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2]. \quad (15)$$

При изменении сигнала антенны от минимального до максимального значения длительность широтно-импульсного сигнала изменяется от 0 до t_M . Поэтому минимальный обнаруживаемый сигнал антенны ΔT_a , характеризующий чувствительность радиометра, может быть определен из пропорции

$$dT_a/N = \Delta T_a \sim \Delta t = t_M/N, \quad (16)$$

где dT_a – диапазон измерения сигнала антенны; Δt – временной дискрет, на который меняется длительность $t_{ШИС}$ при регулировке.

* Ошибка в определении данной дисперсии может возникнуть в результате несоответствия автокорреляционной функции $g(t)$ экспоненциальной функции (11).

Как правило, ΔT_a и dT_a задаются при разработке прибора. Исходя из этих параметров с использованием (16) вычисляется N , определяющая число n разрядов выходного цифрового кода радиометра. Формула для расчета флуктуационной чувствительности радиометра определяется из (15) с учетом (16):

$$\Delta T_a = \frac{dT_a}{\sqrt{2df\tau R}} \frac{\sqrt{T_3(T_1+T_2+T_3)-T_1T_2}}{T_1-T_2} \quad (17)$$

Для известного радиометрического приемника необходимая чувствительность достигается выбором τ и $R = t_n/2t_m$, где t_n – время измерения.

Структурное моделирование входных приемных блоков радиометра. Во входном блоке радиометра (рис. 3) сигналы модулируются перед их поступлением на приемник за счет коммутации коммутатором М. Модуляции подвергаются три сигнала, два из которых – опорные $T_{оп}$ и $T_{доп}$, вырабатываемые опорным генератором шума ОГШ и дополнительным опорным генератором шума ДОГШ соответственно, а третий T_a является измеряемым сигналом антенны А (рис. 3). Комбинации указанных сигналов образуют сигналы T_1 , T_2 , T_3 (см. рис. 2). Возможные комбинации сигналов $T_{оп}$, $T_{доп}$, T_a для формирования T_1 , T_2 , T_3 сведены в таблицу, в которой также учтена эффективная температура собственных шумов приемника и входного блока радиометра, приведенная к входу приемника $T_{ш}$. Модулятор М попеременно коммутирует на вход приемника сигнал антенны T_a либо сигнал ОГШ $T_{оп}$. Дополнительный опорный сигнал $T_{доп}$ вводится через сверхвысокочастотный

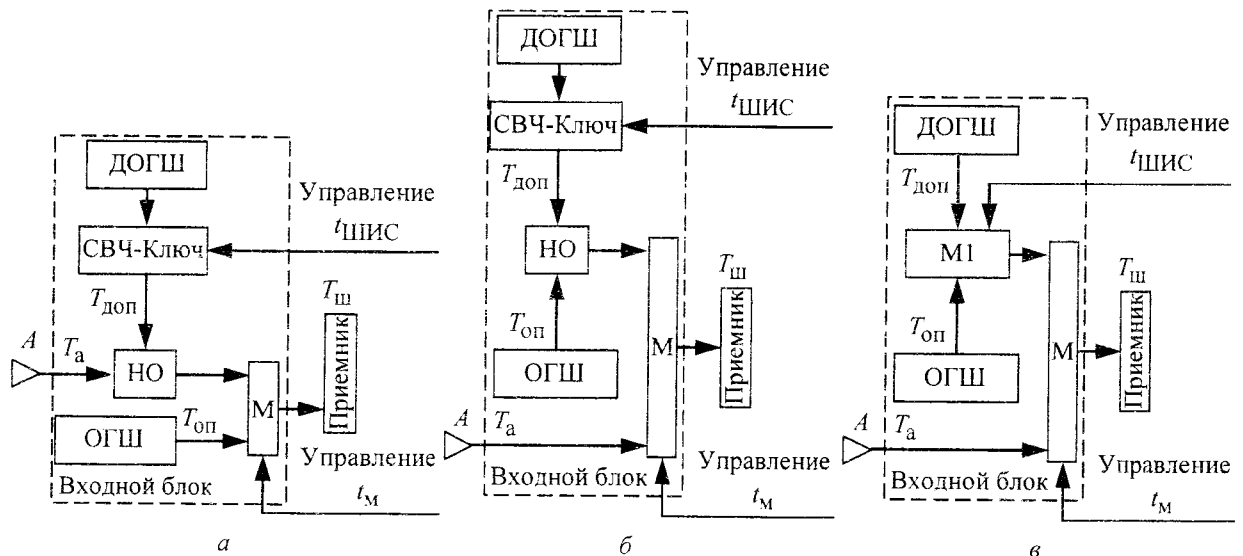


Рис. 3

Схема	T_1	T_2	T_3	Примечание
Рис. 3, а	$T_a + T_{доп} + T_{ш}$	$T_a + T_{ш}$	$T_{оп} + T_{ш}$	$T_a < T_{оп}$
Рис. 3, б	$T_{оп} + T_{доп} + T_{ш}$	$T_{оп} + T_{ш}$	$T_a + T_{ш}$	$T_a > T_{оп}$
Рис. 3, в	$T_{доп} + T_{ш}$	$T_{оп} + T_{ш}$	$T_a + T_{ш}$	$T_{оп} < T_a < T_{доп}$

СВЧ-ключ в антенный (рис. 3, а) или в опорный (рис. 3, б) тракт через направленный ответвитель НО. В схему на рис. 3, в для этой цели введен дополнительный модулятор М1.

Определим передаточную характеристику радиометра для схемы на рис. 3, а, подставив в формулу (4) значения эффективных температур первой строки таблицы:

$$\overline{t_{\text{ШИС}}} = [(T_{\text{оп}} - T_{\text{а}}) / T_{\text{доп}}] t_{\text{м}}. \quad (18)$$

Отсюда следует, что величину сигнала антенны можно определить через длительность широтно-импульсного сигнала, управляющего модуляцией ДОГШ, не привлекая результаты преобразований в низкочастотной части радиометра. Длительность $\overline{t_{\text{ШИС}}}$ связана с сигналом антенны $T_{\text{а}}$ линейным законом и не зависит от коэффициента передачи радиометра.

Из (18) найдем сигнал антенны: $T_{\text{а}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} \overline{t_{\text{ШИС}}} / t_{\text{м}}$. Подставив в последнее равенство два крайних значения длительности $\overline{t_{\text{ШИС}}}$: $t_{\text{м}}$ и 0, определим границы диапазона измеряемого сигнала антенны: $T_{\text{а min}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$; $T_{\text{а max}} = T_{\text{оп}}$ и динамический диапазон измерений: $dT_{\text{а}} = T_{\text{а max}} - T_{\text{а min}} = T_{\text{доп}}$, равный величине сигнала ДОГШ.

Выражение для определения порога чувствительности радиометра с входным блоком по схеме на рис. 3, а находится из (17) подстановкой сигналов T_1 , T_2 , T_3 из первой строки таблицы:

$$\Delta T_{\text{а}} = \frac{\sqrt{T_{\text{оп}}(T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{а}}(T_{\text{а}} + T_{\text{доп}} - 2T_{\text{оп}})}}{\sqrt{2df\tau R}}, \quad (19)$$

где учтен диапазон измерений радиометра $dT_{\text{а}} = T_{\text{доп}}$.

Из (19) следует, что чувствительность зависит от величины сигнала антенны и в диапазоне измерения изменяется. На зависимость флуктуационной чувствительности от сигнала антенны обращалось внимание в фундаментальной работе [8], но в ней рассматривался случай большого антенного сигнала. Благодаря созданию сверхмалозумящих усилителей с уровнями собственных шумов в десятки кельвинов, значительно снизились собственные шумы всей радиометрической системы, которые стали сравнимы с измеряемыми сигналами. Представленное рассмотрение относится именно к этой ситуации.

Порог чувствительности становится максимальным (наихудшая чувствительность) для сигнала антенны $T_{\text{а}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}/2$ в середине диапазона измерения:

$$\Delta T_{\text{а max}} = \frac{\sqrt{2(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + T_{\text{доп}}^2/4}}{\sqrt{2df\tau R}}. \quad (20)$$

Для достижения необходимого порога чувствительности при проектировании радиометра с рассмотренным входным блоком из (20) получим соотношение для расчета произведения

$$\tau R = \frac{(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + T_{\text{доп}}^2/8}{df \Delta T_{\text{а max}}^2}. \quad (21)$$

Пример. Рассмотрим методику определения τ и R . Пусть требуется обеспечить динамический диапазон измерений $0 \dots 300$ К для приемника с шумовой температурой $T_{ш} = 200$ К и полосой приема $df = 100$ МГц. В этом диапазоне требуется обеспечить минимальный порог обнаружения сигнала $\Delta T_{a \max} = 0.05$ К. Частота модуляции в радиометре 1 кГц ($t_M = 500$ мкс).

Определим уровни опорных сигналов: $T_{оп} = T_{a \max} = 300$ К; $T_{доп} = T_{a \min} = 300$ К. Используя (21), найдем: $\tau R = 1.045$ с. Для обеспечения необходимых динамических свойств системы регулирования выберем $\tau = 30t_M = 15$ мс. Тогда $R = 1.045/\tau = 69$ и при периоде модуляции 1 мс время измерения будет составлять 69 мс.

Дальнейшими вычислениями определяется требуемая разрядность выходного цифрового кода радиометра для обеспечения необходимой чувствительности. Найдем количество минимальных значений сигнала антенны, которые укладываются на диапазоне измерения: $N = dT_a / \Delta T_{a \max} = 6000$ (учитывая, что для рассматриваемой структуры входного блока диапазон измерений $dT_a = T_{доп}$), откуда число разрядов выходного цифрового кода радиометра $n = \lfloor \log_2 N \rfloor = \lfloor \log_2 6000 \rfloor = 13$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ – символ округления в большую сторону).

Для рассмотренного примера определим входящую в знаменатель формулы (20) величину $\sqrt{2df\tau R}$, характеризующую приемник радиометра и обработку сигнала на низкой частоте. Выберем наиболее типичные параметры радиометра: $df = 100$ МГц, частоту модуляции 1 кГц, постоянную времени низкочастотного фильтра $\tau = 30$ мс, $R = 1000$, что соответствует одной секунде накопления сигнала. Тогда $\sqrt{2df\tau R} = 78\,383.7$.

На рис. 4 приведены вычисленные по формуле (19) зависимости пороговой чувствительности модифицированного радиометра для наиболее типичных в дистанционном зондировании диапазонов измерения для приемника с шумовой температурой $T_{ш} = 50$ К. Из них следует, что чувствительность в пределах диапазона измерения остается почти неизменной. На краях диапазона измерения чувствительность принимает одинаковое минимальное значение и несколько возрастает в середине диапазона. "Пучки" кривых при одной и той же $T_{a \max}$ соответствуют различным диапазонам измерений. Чувствительность с ростом верхней границы

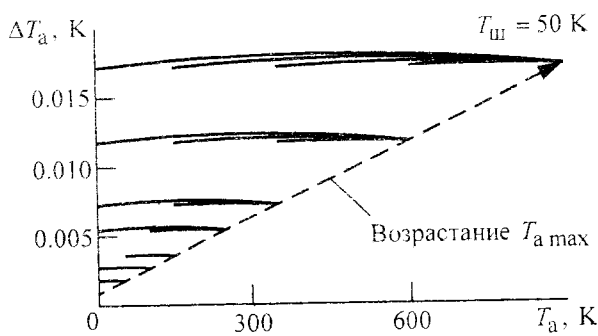


Рис. 4

измеряемого диапазона температур ухудшается. В случае расширения диапазона в сторону измерения более высоких эффективных температур антенны возрастает и минимальный порог $\Delta T_{a \min}$.

Подобными вычислениями для входных блоков по схемам на рис. 3, б, в можно получить данные для проектирования модифицированного нулевого радиометра:

- для входного блока по схеме на рис. 3, б:

$$\overline{t_{\text{ШИС}}} = [(T_a - T_{\text{оп}})/T_{\text{доп}}] t_M, \quad T_a = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} \overline{t_{\text{ШИС}}}/t_M, \quad T_{a \text{ min}} = T_{\text{оп}} \quad (\overline{t_{\text{ШИС}}} = 0)$$

$$T_{a \text{ max}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} \quad (\overline{t_{\text{ШИС}}} = t_M), \quad dT_a = T_{a \text{ max}} - T_{a \text{ min}} = T_{\text{доп}},$$

$$\Delta T_a = \frac{\sqrt{T_a (2T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} + T_a + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{оп}} (T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}})}}{\sqrt{2df\tau R}},$$

$$\Delta T_{a \text{ max}} = \frac{\sqrt{2(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + 2T_{\text{доп}}^2 + 4T_{\text{доп}}(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})}}{\sqrt{2df\tau R}},$$

$$\tau R = \frac{(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + T_{\text{доп}}^2 + 2T_{\text{доп}}(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})}{df \Delta T_{a \text{ max}}^2},$$

- для входного блока по схеме на рис. 3, в:

$$\overline{t_{\text{ШИС}}} = [(T_a - T_{\text{оп}})/(T_{\text{доп}} - T_{\text{оп}})] t_M,$$

$$T_a = T_{\text{оп}} + (T_{\text{доп}} - T_{\text{оп}}) (\overline{t_{\text{ШИС}}}/t_M), \quad T_{a \text{ min}} = T_{\text{оп}}, \quad T_{a \text{ max}} = T_{\text{доп}}, \quad dT_a = T_{\text{доп}} - T_{\text{оп}},$$

$$\Delta T_a = \frac{\sqrt{T_a (T_{\text{доп}} + T_{\text{оп}} + T_a + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{доп}} T_{\text{оп}}}}{\sqrt{2df\tau R}},$$

$$\Delta T_{a \text{ max}} = \frac{T_{\text{доп}} + T_{\text{ш}}}{\sqrt{df\tau R}}, \quad \tau R = \frac{(T_{\text{доп}} + T_{\text{ш}})^2}{df \Delta T_{a \text{ max}}^2}.$$

Расчет минимального обнаружимого сигнала для обоих блоков дает одинаковые результаты при совпадающих диапазонах измерения.

На рис. 5 представлены зависимости порога различимости от сигнала антенны для различных измерительных диапазонов и приемников с различными шумовыми температурами*. Чувствительность не остается одинаковой на диапазоне измерения и изменяется при изменении сигнала антенны почти по линейному закону. ΔT_a достигает максимума при максимальном и минимума при минимальном сигналах антенны в пределах диапазона измерения.

Для всех рассмотренных входных узлов рост $T_{\text{ш}}$ приводит к пропорциональному росту минимального обнаружимого сигнала антенны. Ухудшение чувствительности с ростом температуры шумов приемника и входного тракта происходит по линейному закону.

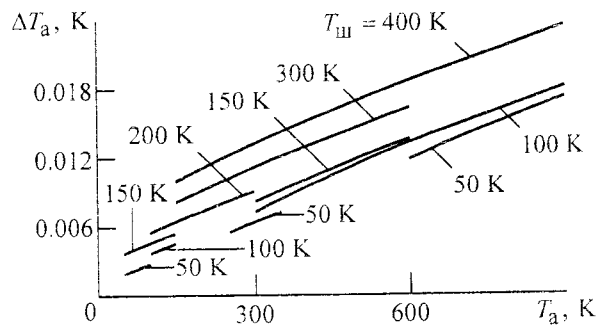


Рис. 5

* Наличие нескольких кривых для одной и той же шумовой температуры приемника определяется различными диапазонами измерений.

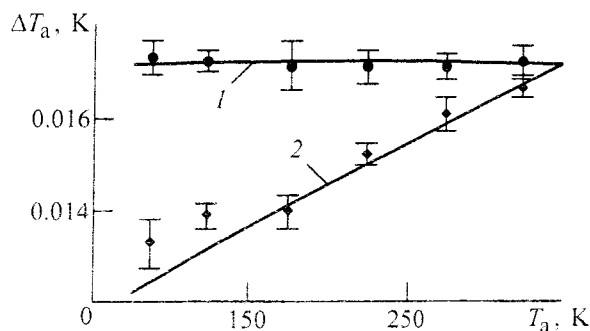


Рис. 6

Экспериментальные исследования.

Полученные формулы для расчета чувствительности проверены в ходе экспериментальных исследований. Эксперименты по определению чувствительности выполнялись для рассмотренных схем входных блоков (см. рис. 3), установленных в радиометре на длину волны 6.5 см. Полная шумовая температура всей системы составляла 600 К,

полоса равнялась 100 МГц, частота модуляции 1 кГц). Сигнал антенны изменялся изменением угла наклона оси антенны к горизонту. Диаграмма направленности охватывала область, в которой отсутствовали источники искусственного электромагнитного излучения. Для различных сигналов антенны определялась флуктуационная чувствительность.

Радиометр перестраивался и в каждом случае выполнялось восемь серий из 16 измерений с интервалом 5 м. Время накопления устанавливалось равным 1 с. Для каждой серии вычислялись средние значения, которые наносились на график (рис. 6). Кривые 1 и 2 построены по полученным аналитическим зависимостям расчета чувствительности радиометра с входными блоками со схемами по рис. 3, а и 3, в соответственно. Экспериментально полученные значения чувствительности обозначены маркерами с интервалами разброса измеренных значений чувствительности через стандартные промежутки времени при неизменном сигнале антенны. Максимальный разброс данных, полученных теоретически и экспериментально, составил около 12 % при стандартном отклонении 6...8 %.

В настоящей статье на базе комбинированной импульсной модуляции и оригинального принципа обработки сигналов разработаны принципы и проведен математический анализ функционирования следящей системы, который показал, что изменением длительности широтно-импульсного сигнала можно осуществлять авторегулирование нулевого баланса в радиометре. В соответствии с этим алгоритмом на выходе радиометра в первом полупериоде прямоугольной симметричной модуляции производится выравнивание вольт-секундных площадей импульсов периодической последовательности модулированных сигналов после исключения из них постоянной составляющей, что эквивалентно выравниванию энергий сигналов на входе приемника радиометра в разные полупериоды модуляции. Индикатором равенства вольт-секундных площадей импульсов является нулевое напряжение во втором полупериоде модуляции. Найдена математическая модель, устанавливающая линейную связь эффективной температуры антенны с длительностью модулированного по широтно-импульсному закону опорного шумового сигнала.

Проведенный анализ флуктуационной чувствительности рассмотренного метода измерений указал на переменный ее характер, а также на зависимость от измеряемого сигнала антенны. Для предложенных трех схем входных блоков модифицированного радиометра, отличающихся диапазоном измеряемых сигналов, получены формулы расчета флуктуационной чувствительности и выполнена экспериментальная их проверка.

Список литературы

1. Астафьева Н. М., Раев М. Д., Шарков Е. А. Портрет Земли из космоса. Глобальное радиотепловое поле // Природа. 2006. № 9. С. 75–86.
2. Dicke R. H. The measurement of thermal radiation at microwave frequencies // Rev. Sci. Instrum. 1946. Vol. 17, № 7. P. 268–275.
3. Ryle M., Vonberg D. D. An investigation of radio-frequency radiation from the sun // Proc. of the royal society. 1948. Vol. 193, № 1032. P. 98–119.
4. Тронцкий В. С., Любина А. Г., Золотов А. В. Сравнение тепловых шумов некоторых материалов нулевым методом // Докл. АН СССР. 1951. № 4. С. 583–586.
5. Hardy W. N., Gray K. W., Love A. W. An S-band radiometer design with high absolute precision // IEEE Trans. on microwave theory and techniques. 1974. Vol. MTT-22, № 4. P. 382–391.
6. Vlaby F. T., Moore R. K., Fung A. K. Microwave remote sensing. Norwood, MA: Artech house, 1981. 456 p.
7. Evaluation of small signals with a differential radiometer (with application to radio observations at 2.5 GHz) G. Sironi, P. Inzani, M. Limon, C. Marchioni // Meas. sci. technol. 1990. Vol. 1, № 10. P. 1119–1121.
8. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 415 с.

A. V. Filatov, A. V. Ubaychin, D. E. Paraev
Tomsk state university of control systems and radio engineering

Application concept of zero method measurement in microwave radiometers

The algorithm of microwave radiometer functioning with synchronous using of two kinds of pulse modulations: pulse amplitude and pulse width modulation is considered. This allows to realize a zero measurements method when the fluctuation effect of the receiver gain and the influence of its own noise changes are minimized. Zero balance is automatically supported in radiometer, and the antenna signal is defined indirectly through duration of the signal that operates pulse-width modulation. The general analytical expression for fluctuation sensitivity is obtained from analysis of which benefit requirements in sensitivity as a result of optimization of construction of radiometer input devices are defined. Three modifications of radiometer input devices are investigated and for everyone fluctuation sensitivity at given measurement ranges is defined.

Microwave radiometer, null method of measurement, fluctuation sensitivity

Статья поступила в редакцию 16 сентября 2010 г.

БДК 621.391, 621.396, 621.369

В. А. Пахотин, В. А. Бессонов

Российский государственный университет им. И. Канта

К. В. Власова

Балтийская государственная академия РФ

Метод обработки ионосферных сигналов

Исследовано многолучевое распространение радиоволн на трассе Москва–Калининград. Анализ данных выполнен на основе теории оптимального приема. Показано, что при этом можно выделить лучевую структуру сигнала и определить параметры отдельных его составляющих. В результате может быть получена новая уточненная информация о пути распространения радиоволн и о состоянии ионосферы.

Ионосферное распространение, многолучевое распространение, теория оптимального приема

Эффект многолучевого распространения, характерный для ионосферного прохождения радиоволн, существенно снижает эффективность комплексов аппаратуры, использующих ионосферные сигналы. В связи с этим одной из наиболее важных в области приема и обработки ионосферных сигналов является задача разделения его составляющих, ко-

Пахотин В. А., Бессонов В. А., Власова К. В., 2011