

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
"Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники" (ТУСУР)**

Убайчин Антон Викторович

**ПЕРСПЕКТИВНЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА
НУЛЕВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ**

Томск – 2017

УДК 621.3.083.491

ББК 32.84

У17 **Убайчин А.В.** Перспективные микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений: монография. – Томск: ТУСУР, 2017. – 155 с.

В книге приводится обзор современных радиометрических систем, систематизированных по количеству приемников. Описан процесс адаптации концепции многоприемниковости в задачах микроволновой радиометрии для усовершенствования модификации нулевого метода измерений. Созданы и приведены математические модели для оценки основных технических параметров многоприемниковых модифицированных нулевых радиометров. Освящены вопросы практической реализации многоприемниковых радиометров СВЧ диапазона. Приведены разработанные методики оперативной калибровки, оценки флуктуационной чувствительности, долговременной и температурной стабильности применительно к многоприемниковым радиометрам. Дана интерпретация результатов экспериментальных исследований разработанного радиометра с шестью приемниками на длину волны 11 см в типовых задачах дистанционно зондирования.

Книга предназначена для студентов, бакалавров, магистров, аспирантов, обучающихся по направлению "радиотехнические системы", научных сотрудников и специалистов, занимающихся вопросами разработки микроволновых радиометров.

УДК 621.3.083.491

ББК 32.84

© А.В. Убайчин, 2017

© ТУСУР, 2017

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	5
1. Микроволновые радиометры. Современный уровень и тенденции развития	9
1.1. Общие сведения.....	9
1.2. Одноприемниковые схемы радиометров.....	11
1.2.1. Компенсационные радиометры (радиометры полной мощности).....	11
1.2.2. Модуляционные радиометры (радиометры Дикке)	16
1.2.3. Нулевые радиометры	19
1.3. Двухприемниковые схемы радиометров	28
1.3.1. Модуляционные радиометры (схема Грахама).....	28
1.3.2. Корреляционные радиометры.....	29
1.3.3. Балансные радиометры.....	30
1.4. Многоприемниковые схемы радиометров	32
1.5. Выводы по главе. Постановка задачи исследований	35
2. 2. Многоприемниковый нулевой радиометр на основе модифицированного метода нулевых измерений.....	38
2.1. Требования к алгоритму функционирования многоприемникового нулевого радиометра.....	38
2.2. Структурная схема многоприемникового нулевого радиометра.....	40
2.3. Модификация нулевого метода, положенная в основу функционирования многоприемникового радиометра. Алгоритм выполнения	44
2.4. Анализ флуктуационной чувствительности одного приемника	47
2.5. Флуктуационная чувствительность многоприемникового нулевого радиометра	52
2.6. Динамические характеристики радиометра	57
2.7. Способ повышения линейности передаточной характеристики.....	59
2.8. Калибровка многоприемникового радиометра.....	66
2.9. Влияние неидеальности входного тракта на точность измерений	67
Выводы	77

3.	3. Аспекты практической реализации нулевого многоприемникового СВЧ-радиометра	78
3.1.	Входной СВЧ-блок.....	78
3.1.1.	СВЧ-узлы входного блока.....	78
3.1.2.	Схема управления генератором шума	80
3.1.3.	Термостат входного блока	84
3.1.4.	Локальные нагреватели согласованных нагрузок циркуляторов	86
3.2.	Радиометрические приемники	90
3.3.	Цифровой блок управления на базе микроконтроллера	96
3.4.	Расчет шумовой температуры приемников и флуктуационной чувствительности радиометра	107
	Выводы	109
4.	4. Экспериментальные исследования характеристик многоприемниковых нулевых радиометров.....	110
4.1.	Калибровка радиометра.....	110
4.2.	Режимы работы радиометра.....	115
4.3.	Определение флуктуационной чувствительности.....	116
4.4.	Линейность передаточной характеристики.....	120
4.5.	Влияние изменений коэффициента передачи приемников в статике на точность измерений	122
4.5.1.	Изменение усиления в низкочастотном тракте передачи сигналов	123
4.5.2.	Изменение усиления в высокочастотном тракте передачи сигналов....	126
4.6.	Температурная и долговременная стабильность измерений.....	128
	Выводы	130
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	131
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	133

Введение

В любых средствах массовой информации можно найти сообщение, касающееся изменения климата, глобального потепления, изменения уровня океанов и общего состояния окружающей среды. Человек в большей степени несет ответственность за изменения, которые происходят вокруг нас. В мониторинге изменений и в обеспечении надежных данных для моделей, прогнозирующих скорость изменения климата, огромную роль играют измерения. Многие измерения для решения экологических проблем являются особенно трудными. Их особенностью является то, что они должны фиксировать малые изменения в течение больших промежутков времени (режимные измерения). Это обстоятельство требует создания систем с высокой стабильностью измерений, как по времени (долговременная стабильность), так и при изменении условий рабочей среды, в первую очередь температуры.

Современные радиолокационные средства, устанавливаемые на самолетах и космических аппаратах, в настоящее время представляют один из наиболее интенсивно развивающихся сегментов радиоэлектронной техники. Всемирная метеорологическая организация "Международное бюро мер и весов" уделяет большое внимание микроволновым радиометрам вследствие особого интереса к дистанционным исследованиям. Дистанционное зондирование Земли, одно из основных направлений космических исследований, позволяет решать задачи природопользования, контроля загрязнения окружающей среды, оперативного контроля чрезвычайных ситуаций антропогенного и природного характера [1–5]. Измерение и анализ колебаний радиотеплового излучения, являющегося гауссовым случайным процессом, в различных спектральных диапазонах позволяет решить много важнейших задач, связанных с изучением природных ресурсов Земли, ее экологическим мониторингом, и другие задачи, как, например, определение местоположения подповерхностных вод в засушливых регионах, определение вертикальных профилей влажности и т.п. [6–14].

В области дистанционного зондирования Земли наблюдается неуклонный рост качественных показателей аппаратных радиосредств получения информации о земных покровах [15–19]. Миниатюризация аппаратных средств, снижение энергопотребления, повышение чувствительности приемной аппаратуры позволяют оснащать спутники комплексом датчиков, способных вести непрерывный синхронный мониторинг окружающей среды. В научных исследованиях природных сред на очереди изучение

более тонких эффектов и сложных состояний, что требует качественно нового уровня приборных средств и методов измерений повышенной точности.

Прикладные работы по созданию специализированной приемной аппаратуры (радиометров) для приема собственного электромагнитного излучения в радиодиапазоне длин волн берут свое начало в радиоастрономии [20–22]. С этого времени и по сегодняшний день возникает потребность в совершенствовании приемной аппаратуры, увеличении чувствительности, долговременной стабильности результатов измерений, снижении массогабаритных параметров и потребляемой мощности [23–35]. Стабильность (с латинского – устойчивость), как способность измерительного прибора сохранять абсолютную точность измерений при изменении температуры рабочей среды прибора и во времени (с долговременной стабильностью связана другая характеристика – повторяемость результатов измерений), применительно к радиометрическим системам можно трактовать, как сохранение абсолютной точности измерений и обеспечение повторяемости результатов в течении времени и при изменении внешних условий эксплуатации прибора (в основном изменений температуры). В радиометрах влияние температурных перепадов, других внешних воздействий проявляет себя через изменения собственных шумов радиометра и коэффициента усиления измерительного тракта, которые называются дестабилизирующими факторами.

В последнее время особые требования предъявляются к помехоустойчивости радиометров ввиду многократного увеличения спектральной плотности побочного электромагнитного излучения.

Улучшение технических характеристик радиометров продвигается двумя путями. Первый путь, который условно можно назвать технологическим, обусловлен прогрессом радиоэлектроники, существенным повышением качества изготовления СВЧ-элементов и узлов нового поколения, постоянно ведущейся модернизацией известных СВЧ-элементов и узлов [36–39]. Второй путь связан с созданием новых схемотехнических решений построения радиометрических систем, новых принципов работы, алгоритмов обработки сигналов, позволяющих повысить характеристики точности измерений, увеличить чувствительность и надежность [40–50]. Разработка новых технических решений, выбор наиболее эффективных для достижения заданных функций является актуальной задачей микроволновой радиометрии.

Процесс совершенствования технических характеристик радиометров привел к созданию большого количества схемотехнических решений. Среди них выделяются несколько основных типов радиометров: широко известные компенсационные радиометры, которые впервые использовали в своих экспериментах Янсий и Ребер [51–55], модуляционные радиометры, в основу работы которых положен метод дифференциальных измерений [56–60], предложенный Дикке, первые работы в области применения нулевого метода измерений в радиометрии, заложенные Райлом [61], академиком В.С. Троицким [62], корреляционные и балансные радиометры [63–67], радиометры, использующие в своем составе два независимых приемника, работающие в одной полосе принимаемых частот с одной приемной антенной – двухприемниковые модуляционные радиометры Грахама [68] и т.д.. Совершенствованию радиометрических систем посвящено много работ как отечественных, так и зарубежных исследователей, среди которых можно выделить академиков Гуляева Ю.В. и Троицкого В.С., а также Аблязова В.С., Башаринова А.Е., Бородзич Э.В., Вайсблата А.В., Волохова С.А., Есепкину Н.А., Ипатову А.В., Карлова Н.В., Кислякова А.Г., Королькова Д.В., Кубланова В.С., Маречка С.В., Носова В.И., Парийского Ю.Н., Полякова В.М., Рахлина В.Л., Соломонова С.В., Сороченко Р.Л., Струкова И.А., Эткина В.С., Крауса Д.Д., Hardy W.N. Tiuri M.E., Nach J.P., Wilson W.J. и др.

В монографии рассмотрен вопрос возможности создания микроволнового переносного радиометра многоприемникового типа, функционирующего согласно модификации нулевого метода измерений, основанной на синхронном выполнении двух видов импульсных модуляций – амплитудной и широтной, с авторегулированием нулевого баланса, обладающего флуктуационной чувствительностью, превосходящей чувствительность идеального компенсационного радиометра, высокой температурной и долговременной стабильностью измерений (высокой абсолютной точностью), надежностью работы.

В ходе описания разработки многоприемникового нулевого микроволнового радиометра ставились и решались следующие задачи:

1. Анализ принципов работы, методов и алгоритмов функционирования одно-, двух- и много- приемниковых схем микроволновых радиометров.

2. Создание схемы нулевого многоприемникового радиометра, способа и алгоритмов его функционирования, определение передаточной характеристики и ее связь с опорными шумовыми сигналами.

3. Анализ флуктуационной чувствительности, вывод формул для ее оценки.

4. Разработка способов улучшения динамических характеристик радиометра.

5. Разработка методов и алгоритмов повышения линейности передаточной характеристики многоприемникового нулевого радиометра.

6. Определение степени влияния неидеальностей входного узла радиометра на точность абсолютных измерений.

7. Решение вопросов по алгоритму калибровки радиометра.

8. Разработка и изготовление многоприемникового нулевого радиометра.

9. Калибровка и экспериментальные исследования характеристик нулевого многоприемникового радиометра на временную и температурную стабильность, флуктуационную чувствительность, линейность передаточной характеристики, сравнение с модуляционной и компенсационной схемами. Оценка полученных результатов.

На основе новых схемотехнических решений и модификации метода нулевого приема создан многоприемниковый микроволновый радиометр нового типа с улучшенными характеристиками по чувствительности и стабильности измерений, обладающий высокой надежностью и имеющий патентную защиту в России, для систем дистанционного исследования природных сред в натуральных условиях, в том числе бортового (воздушного, морского, космического) назначения.

Новизна предложенных технических решений подтверждается патентами РФ на изобретения. Практическая значимость работы также подтверждается актами внедрения.

1. Микроволновые радиометры. Современный уровень и тенденции развития

1.1. Общие сведения

Область радиоэлектроники, занимающаяся приемом естественного электромагнитного излучения материальных объектов, называется радиотеплолокацией [6, 69]. Любое материальное тело, нагретое выше нуля термодинамической шкалы Кельвина, излучает очень слабые электромагнитные сигналы. Это собственное, естественное излучение тел связано со случайными микротоками, протекающими в физических телах, и случайными перемещениями в телах микрозарядов (по аналогии с броуновским движением), то есть имеет шумовую природу [70]. Физическая сущность радиотеплового излучения заключается в преобразовании внутренней тепловой энергии тела в энергию электромагнитного поля, распространяющуюся за пределы этого тела. Радиоприемные устройства, предназначенные для измерения теплового шумового радиоизлучения тел, называются СВЧ-радиометрами (микроволновыми радиометрами).

Спектральные плотности мощности шумового излучения материальных тел обычно находятся в пределах $10^{-20} - 10^{-25}$ Вт/Гц. Из-за неудобства использования таких величин измеряемый сигнал антенны радиометра характеризуют эквивалентной шумовой температурой T_a , которая согласно закона Релея – Джинса (приближения закона Планка [20, 21] излучения абсолютно черного тела для радиодиапазона) связана со спектральной мощностью флуктуаций формулой [71]

$$T_a(f) = \frac{P_a(f)}{k}, \quad (1.1)$$

где $P_a(f)$ – спектральная плотность мощности шумового сигнала антенны, k – постоянная Больцмана.

Антенная система принимает и преобразует поток лучистой энергии в антенную температуру, которую измеряет радиометр.

Радиометры измеряют сигналы в определенной, конечной области частот Δf . Тогда полная шумовая (эффективная) температура антенны будет равна

$$T_a = \frac{P_a}{k\Delta f}, \quad (1.2)$$

где P_a – полная мощность шумового сигнала антенны в полосе частот Δf .

Таким образом, сигналом для радиометра является шумовая эффективная температура антенны (сопротивления излучения антенны), которая с учетом омических потерь связана с радиояркой температурой электромагнитного излучения (мерой интенсивности энергетического потока в заданном направлении), поступающего от объекта исследования, следующим выражением [72, 73]

$$T_a = (1 - \beta)\eta T_{я,об} + \beta\eta T_{я,фон} + (1 - \eta)T_{ф,а}, \quad (1.3)$$

где β – коэффициент рассеяния вне главного лепестка антенны, η – коэффициент полезного действия антенны, $T_{я,об}$ – радиояркая температура объекта, $T_{я,фон}$ – радиояркая температура фона, $T_{ф,а}$ – физическая температура антенны, выраженная в термодинамических единицах шкалы Кельвина.

Обработка результатов измерений базируется на предположении, что измеряемая величина распределена по нормальному закону. В этом случае исчерпывающей информацией о измеряемой величине является определение математического ожидания и дисперсии по результатам наблюдений.

В работе рассмотрены многоканальные (многоприемниковые) радиометры, принцип работы которых основан на методе нулевых измерений (в иностранной литературе известный как балансный метод). Под принципом многоканальных измерений для радиометрических систем в литературе чаще всего понимают мультиспектральные измерения, когда каналы принимают сигналы антенны в различных спектральных диапазонах (радиоспектрометрия), то есть разделение каналов выполняется по полосам принимаемых частот [50, 74]. Это осуществляется либо построением измерительной системы с полностью автономными каналами, использующими для приема отдельные антенны [23, 24], либо с использованием широкополосной антенны и временным разделением работы приемных каналов, когда каждый из приемников подключается на определенный интервал времени к антенне и измеряет сигнал в своем заданном диапазоне частот [75–78].

В данной работе многоканальность рассматривается с позиции многоприемниковости, когда все приемные каналы работают в одном спектральном диапазоне частот на общую антенну с временным разделением каналов при подключении к антенне. Это позволяет повысить флуктуационную чувствительность всей измерительной системы и надежность ее работы. Флуктуационная

чувствительность, как важнейшая характеристика любых приемных радиотехнических систем, в многоприемниковой схеме возрастает пропорционально корню квадратному из числа приемников [20]. Другая характеристика радиотехнических систем, которая является особенно важной для бортового (воздушного, морского, космического) использования – надежность – в многоприемниковом радиометре значительно повышается. При отказе в работе одного из приемников работоспособность всей системы сохраняется при незначительном снижении чувствительности.

С этой позиции (позиции многоприемниковости) в данной главе рассмотрены известные схемы построения радиометров, которые классифицированы на группы одноприемниковых, двухприемниковых и многоприемниковых (с числом приемников три и более) схем.

Согласно предложенного деления радиометров по числу приемников, к первой группе относятся радиометры, созданные по компенсационным (радиометры полной мощности) и модуляционным (радиометры Дикке) схемам и нулевые радиометры; ко второй группе – двухприемниковые радиометры, к которым относятся корреляционный, балансный радиометры и модуляционная схема Грахами; к третьей группе – радиометры с многими приемниками, которые чаще всего реализуются по модуляционным схемам.

1.2. Одноприемниковые схемы радиометров.

1.2.1. Компенсационные радиометры (радиометры полной мощности)

Компенсационные радиометры относятся к радиометрам полной мощности и обладают самой высокой потенциальной флуктуационной чувствительностью, превышающей чувствительность модуляционных схем и схем, построенных по нулевому методу измерений [21]. На рисунке 1.1 в общем виде приведена структурная схема компенсационного радиометра. Она включает антенну *A*, усилитель высоких частот *УВЧ*, квадратичный детектор *КД*, усилитель постоянного тока *УПТ*, интегратор *И*, компенсатор *Кмп*, регулируемый источник опорного напряжения *ИОН*, регистратор *P*. В качестве последнего узла, если представление измеряемых сигналов выполняется в цифровом формате, используются аналого-цифровые преобразователи. С последующей обработкой полученных цифровых значений вычислительными

средствами происходит накопление результатов измерений, определение среднего значения, дисперсии и т.д.

В отсутствии сигнала собственные шумы радиометра и шумы антенны, когда она направлена в сторону от источника, создают на первом входе компенсатора напряжение, равное

$$U = G\beta K_u k \Delta f (T_{ш} + T_a), \quad (1.4)$$

где G – коэффициент усиления УВЧ по мощности, β – коэффициент преобразования квадратичным детектором входной мощности в напряжение, K_u – коэффициент усиления УПТ, k – постоянная Больцмана, Δf – полоса частот принимаемых сигналов, $T_{ш}$ – собственная, приведенная к входу шумовая температура радиометра, T_a – эффективная температура шумов антенны.

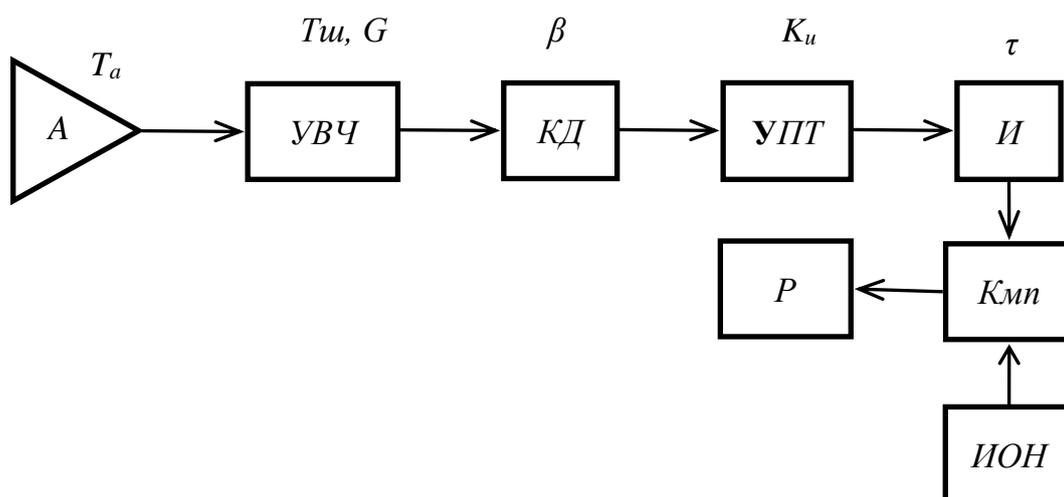


Рисунок 1.1 Структурная схема компенсационного радиометра

На второй вход компенсатора подается напряжение $ИОН$.

Регулировкой выходного напряжения $ИОН$ на входе регистратора устанавливается нулевое напряжение (компенсируется напряжение, вызванное собственными шумами радиометрического приемника и шумами антенны).

При появлении сигнала шумовая температура антенны получает приращение, равное ΔT_a , и выходное напряжение компенсатора станет равным

$$U = G\beta K_u k \Delta f \Delta T_a. \quad (1.5)$$

Данная схема среди известных радиометрических схем обладает самой высокой флукуационной чувствительностью, так как накопление сигнала антенны происходит

непрерывно и между антенной и входом *УВЧ* нет дополнительных узлов с потерями. Но в данной схеме совсем не учитывается влияние двух основных дестабилизирующих факторов, изменений коэффициента передачи всего измерительного тракта и его собственных шумов, которые в формулах (1.4), (1.5) представлены соответственно произведением коэффициентов $G\beta K_u$ и T_w . Изменения G являются одними из трудно контролируемых источников погрешности измерений. Изменения коэффициента усиления на 0,1 дБ вызывают отклонения выходного напряжения радиометра на величину ΔU , что эквивалентно появлению на входе ложного сигнала ΔT_a , численно равного 6 К, если шумы всей измерительной системы радиометра $T_a + T_w$ равны 300 К, или равного 3 К, если $T_a + T_w = 150$ К. То есть, погрешность измерений будет составлять 2 %.

Аналогичное влияние на точность измерений компенсационного радиометра оказывают изменения его собственных шумов, шумовой температуры T_w , второго основного дестабилизирующего фактора. Кроме собственных шумов усилительных каскадов радиометра, сюда также относятся шумы, возникающие в волноведущих линиях передачи сигналов, в элементах и соединителях (разъемах), если они вносят потери в передаваемые сигналы. Например, если потери в соединении составляют 0,1 дБ, это эквивалентно увеличению полного собственного шума радиометра на 6 К, если соединитель находится при физической температуре 300К. Изменение физической температуры на 50 К эквивалентно изменению шумовой температуры радиометра на 1 К, что в целом влияет на выходное напряжение радиометра, как появление ложного сигнала. Следовательно, для исключения погрешности измерений все узлы радиометра, соединения и соединители, должны быть тщательно термостатированы, что увеличивает потребляемую мощность, габариты и вес.

С учетом изменений коэффициента усиления измерительного тракта формула для флуктуационной чувствительности компенсационного радиометра имеет вид [53]

$$\Delta T = (T_w + T_a) \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}, \quad (1.6)$$

где τ – постоянная времени интегратора радиометра, равная $1/2\Delta F$, ΔF – полоса частот пропускания низкочастотной части измерительного тракта, ΔG – изменения коэффициента усиления приемника по мощности. Если в подкоренном выражении второе слагаемое равно нулю (абсолютно идеальный измерительный тракт, $\Delta G = 0$) и

шумы всей системы неизменные ($T_a + T_u = \text{const}$), тогда получаем формулу для вычисления чувствительности идеального компенсационного радиометра [21].

В процессе внутренней калибровки радиометра (двухточечный метод), при подключении эталонных источников шума на вход приемника вместо антенны происходит настройка радиометра на выбранный диапазон измерений. При подключении эталона с выходной шумовой мощностью, определяющей минимальную границу измерений, на выходе радиометра устанавливается ноль регулировкой выходного напряжения опорного источника напряжения. Затем регулировкой коэффициента усиления измерительного тракта устанавливается верхняя граница диапазона измерения при подключении на вход радиометра второго эталонного источника с максимальной шумовой температурой. Таким образом, процесс внутренней калибровки заключается в "переносе" эталонных сигналов во внутрь прибора, на опорные величины, такие, как выходное напряжение опорного источника и коэффициент усиления измерительного тракта радиометра. Выходное напряжение опорного источника – первая реперная точка – определяет смещение передаточной характеристики шкалы радиометра, коэффициент усиления, равный произведению $G\beta K_u$ – вторая реперная точка – наклон передаточной характеристики.

В практических реализациях компенсационных радиометров упомянутые параметры – коэффициент усиления, собственная шумовая температура – изменяются во времени под действием изменений физической температуры усилительных элементов при температурных перепадах рабочей среды, зависят от стабильности источников питания и т.д. Поэтому компенсационная схема в том виде, как она показана на рисунке 1.1, на практике не применяется. Данную схему дополняют устройствами, которые позволяют учитывать изменения коэффициента усиления тракта, первого дестабилизирующего фактора. Для этого в антенный тракт устанавливают направленный ответвитель, через который вводят на короткий промежуток времени дополнительный шумовой сигнал известной величины (схема с пилот-сигналом) [54, 55, 79, 80]. Это позволяет оперативно изменять коэффициент передачи приемного тракта в схемах с автоматической регулировкой усиления, или вносить необходимые коррекции в обработку антенного сигнала после анализа пилот-сигнала на выходе радиометра.

На рисунке 1.2 приведена структурная схема компенсационного радиометра с пилот-сигналом, описанная в [81, 82]. В данную схему кроме блоков, приведенных на рисунке 1.1, дополнительно входят: направленный ответвитель *НО*, опорный генератор шума *ОГШ* и устройство управления *УУ*. При включении *ОГШ*, по полученной "ступеньке" на выходе радиометра производится оценка коэффициента усиления приемного тракта, согласно которой затем корректируется значение измеряемой шумовой температуры антенны.

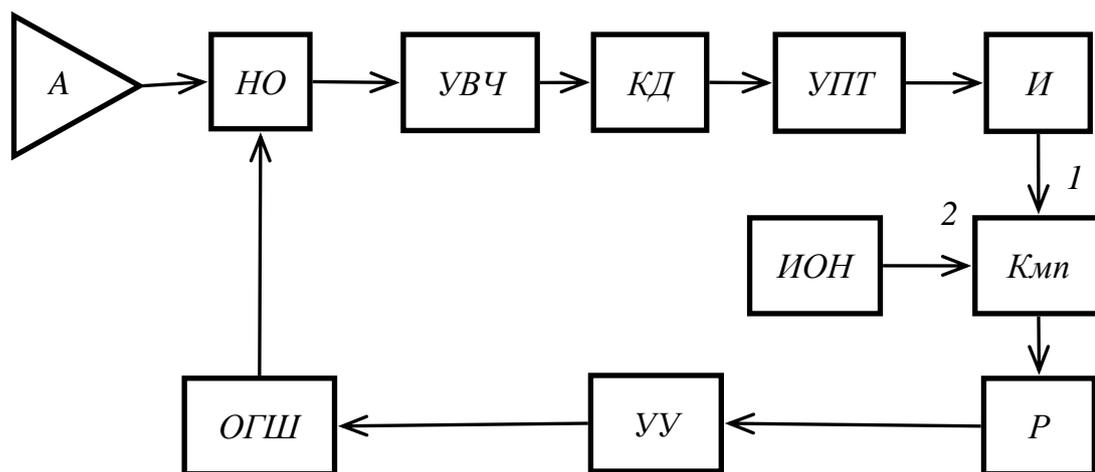


Рисунок 1.2 Структурная схема компенсационного радиометра с пилот-сигналом

В [83] рассмотрена схема компенсационного радиометра с применением устройств умножения и коррекции фазы сигналов (рисунок 1.3). В результате снижено влияние на точность измерений второго дестабилизирующего фактора, изменений постоянной составляющей собственных шумов радиометра. Компенсационный радиометр содержит антенну *А*, циркулятор *Ц*, в прямое плечо которого (направление 1–2) подключен первый усилитель высоких частот *УВЧ₁*. Выход усилителя подключен к фазовращателю *ФВ* и линии задержки *ЛЗ* через прямой канал трехдецибелного направленного ответвителя *НО*. Сигнал с выхода линии задержки поступает на умножитель *У_{мн}*. Выход 3 циркулятора соединен со вторым усилителем высоких частот *УВЧ₂*, на выходе которого установлен управляемый аттенюатор *А_{тт}*. Дополнительный канал ответвителя подключен к квадратичному детектору *КД*, выходной сигнал которого поступает на один вход вычитающего устройства *ВУ*, на другой вход которого поступает сигнал с умножителя. Так же радиометр содержит усилитель постоянного тока *УПТ*, интегратор *И* и регистратор *Р*.

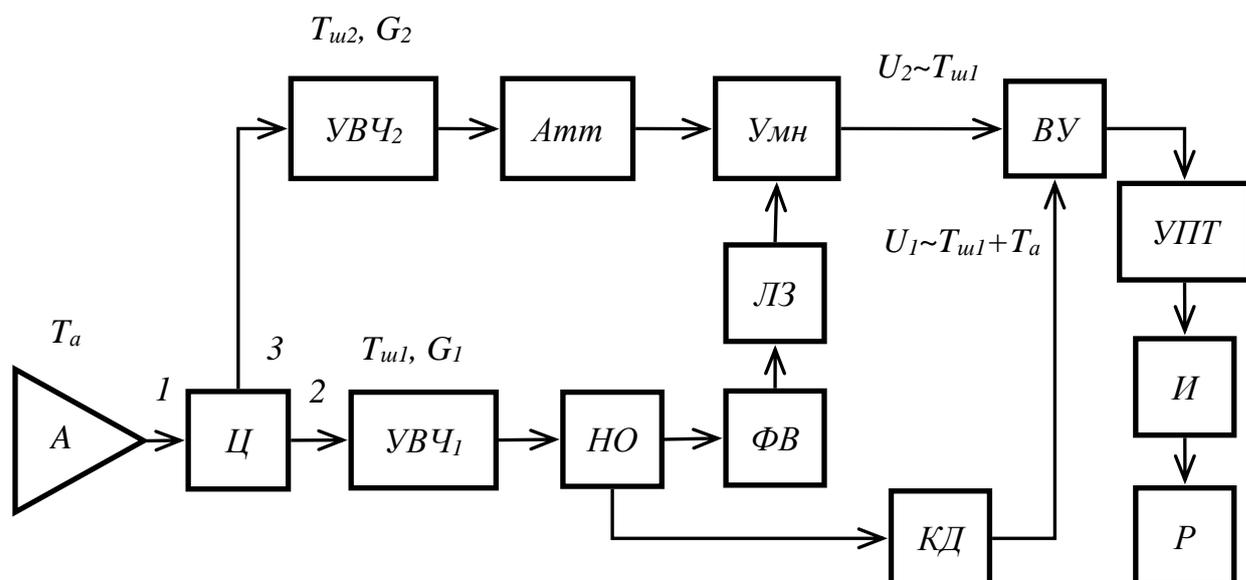


Рисунок 1.3 Структурная схема компенсационного радиометра с умножителем

Функционирование радиометра происходит следующим образом. Измеряемая шумовая температура антенны T_a в прямом направлении (1–2) циркулятора поступает на вход $УВЧ_1$. Таким образом, на выходе усилителя присутствуют усиленные составляющие измеряемого сигнала антенны T_a и собственной шумовой температуры T_{u1} $УВЧ_1$. Собственная шумовая температура T_{u1} так же проходит в плечо 3 циркулятора и поступает на $УВЧ_2$. На выходе $УВЧ_2$ образуется сигнал усиленных собственных шумов первого и второго усилителей ($T_{u1} + T_{u2}$). Настройкой аттенюатора и фазовращателя сигналы на входе умножителя выравниваются по амплитуде и по фазе в отсутствие измеряемого сигнала антенны. Выходное напряжение умножителя пропорционально коррелированной составляющей, следовательно T_{u1} . На вычитающем устройстве происходит выделение полезного сигнала T_a .

1.2.2. Модуляционные радиометры (радиометры Дикке)

В 1946 году была опубликована статья Роберта Дикке [56], в которой был изложен новый метод приема слабых шумовых сигналов (метод дифференциальных измерений), на основе которого был создан модуляционный радиометр сантиметрового диапазона длин волн с возможностью измерения слабых излучений тел и сред сплошного спектра. Этим радиометром были произведены измерения интенсивности собственного теплового излучения атмосферы (дистанционное зондирование атмосферы, определение влагосодержания).

Принцип дифференциальных измерений позволяет устранить влияние изменений постоянной составляющей собственных шумов радиометра на точность измерений. Для реализации модуляционного метода приема на входе радиометра устанавливается модулятор (переключатель "два входа – один выход"), на один вход которого подключается антенна, на другой – опорный генератор шума со стабильной генерируемой мощностью. В известных радиометрах, в зависимости от диапазона измеряемых шумовых температур в качестве опорных источников шума применяют либо пассивные элементы: охлаждаемую или нагреваемую согласованную нагрузку [84–86] (модель абсолютно черного тела в радиодиапазоне), либо активные элементы: полупроводниковый генератор на лавинно-пролетных диодах [87, 88] или малозумящие усилители, подключаемые входом к входу радиометра [89–93] (активный "холодный" генератор шума).

Общий вид структурной схемы модуляционного радиометра представлен на рисунке 1.4 [59]. Модуляционный радиометр состоит из антенны A , опорного шумового генератора $ОГШ$, входного СВЧ модулятора-переключателя $ПК$ конфигурации 2×1 , управляемого импульсным сигналом со скважностью следования импульсов, равной 2 ("меандр"), усилителя высоких частот $УВЧ$, квадратичного детектора $КД$, усилителя низких частот $УНЧ$, синхронного детектора $СД$, интегратора $И$, регистратора $Р$ и устройства управления $УУ$.

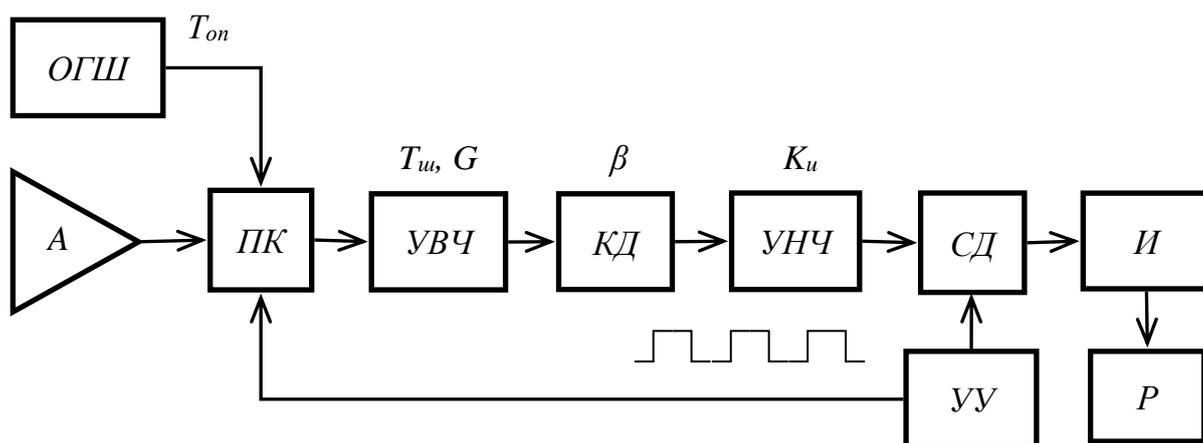


Рисунок 1.4 Структурная схема модуляционного радиометра

Устройство управления осуществляет подключение на равные промежутки времени к входу $УВЧ$ антенны и опорного генератора шума, и тем самым выполняет в радиометре амплитудно-импульсную модуляцию сигналов антенны T_a и генератора

шума T_{on} . Постоянные составляющие напряжений шумов на выходе $KД$ при подключении на вход антенны и опорного генератора шума будут соответственно равны

$$U_a = G\beta k\Delta f(T_a + T_{ш}), \quad U_{on} = G\beta k\Delta f(T_{on} + T_{ш}), \quad (1.7)$$

где G – усиление $УВЧ$, β – коэффициент передачи квадратичного детектора, k – постоянная Больцмана, Δf – полоса принимаемых частот, T_a – шумовая температура антенны, T_{on} – шумовая температура опорного генератора, $T_{ш}$ – температура собственных шумов радиометра.

Так как собственные шумы $T_{ш}$ не подвергаются модуляции, поэтому на выход усилителя низких частот эта постоянная составляющая не поступает (отфильтровывается разделительными цепями усилителя) и на выходе будет присутствовать только модулированная составляющая сигналов. Синхронный детектор выполняет операцию поочередного умножения импульсного сигнала на ± 1 . В результате на его выходе формируется постоянное напряжение, равное разности

$$U = G\beta K_u k\Delta f(T_{on} - T_a), \quad (1.8)$$

где K_u – коэффициент усиления $УНЧ$.

Как видно из полученного выражения (1.8), постоянная составляющая собственных шумов радиометра $T_{ш}$ не входит в формулу. Следовательно, в модуляционной схеме устранено влияние дрейфа и низкочастотных флуктуаций (с частотой, меньшей частоты модуляции в радиометре) внутренних шумов приемника на точность измерений.

В модуляционном радиометре роль реперных величин, определяющих положение передаточной характеристики $U = f(T_a)$, как следует из (1.8) выполняют опорный шумовой сигнал T_{on} (смещение характеристики) и коэффициент усиления радиометра $G\beta K_u$ (наклон характеристики). Следовательно, изменения коэффициента передачи измерительного тракта (дрейф и флуктуации) непосредственно влияют на точность измерений, что является недостатком модуляционного радиометра. С учетом этого влияния формула для флуктуационной чувствительности модуляционного радиометра имеет вид [94]

$$\Delta T = \sqrt{\frac{2(T_{ш} + T_a)^2}{\Delta f\tau} + \frac{2(T_{ш} + T_{on})^2}{\Delta f\tau} + (T_a - T_{on})^2 \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}, \quad (1.9)$$

где τ – постоянная времени интегратора, ΔG – изменения коэффициента усиления $УВЧ$. Выражение (1.9) также учитывает то факт, что время наблюдения за шумовой

температурой антенны в модуляционном радиометре уменьшено в два раза (вторая половина периода симметричной амплитудно-импульсной модуляции отводится для наблюдения за сигналом опорного источника).

Основными направлениями совершенствования модуляционных радиометров с целью повышения чувствительности является понижение шумовой температуры приемника за счет охлаждения, уменьшение потерь во входном тракте, применение малошумящих усилителей с низким коэффициентом шума и т.д. Способ повышения чувствительности модуляционного радиометра приведен в [95]. Решение позволяет уменьшить шумовую температуру радиометрического приемника за счет снижения влияния потерь в модуляторе при помощи малошумящих усилителей, установленных на его входе. Отличия коэффициентов усиления в приемных каналах устраняются при калибровке радиометрической системы. Схожие способы применены в работах [96, 97] с использованием СВЧ-мостов.

Дальнейшее снижение потерь во входном тракте, уменьшение потерь в модуляторе-переключателе возможно с использованием микроэлектромеханических систем, МЭМС-технологий. Сейчас данные системы пока отстают от полностью электронных (*pin*-диоды, полевые транзисторы) по времени переключения контактов, которое составляет единицы микросекунд.

Уменьшение погрешности в результатах измерений шумовой температуры антенны (повышение точности) достигается за счет стабилизации коэффициента передачи измерительного тракта с использованием автоматической регулировки усиления, термостатированием, введением периодов модуляции с дополнительным опорным источником шумовой температуры, по которому производится калибровка коэффициента передачи радиометрического приемника (аналогично пилот-сигналу в компенсационных схемах).

1.2.3. Нулевые радиометры

Устранить недостатки модуляционных радиометров позволяет применение в них нулевого метода измерений [98–100], когда регулировкой опорного источника шума обеспечивается выполнение условия $T_{on} - T_a = 0$. Нулевые радиометры являются частным случаем модуляционных радиометров. В них также выполняется амплитудно-импульсная симметричная модуляция. Отличие заключается в том, что

различными способами (синхронным изменением усиления по высокой и низкой частотам, регулировкой опорного источника и т.д.) на выходе радиометра выравниваются сигналы в различные, равные по длительности полупериоды амплитудно-импульсной модуляции. Индикатором нулевого баланса является нулевое напряжение на выходе радиометра в обои полупериоды модуляции. И в этом случае на точность измерений не влияют изменения коэффициента передачи всего измерительного тракта $G\beta K_u$, его дрейф и флуктуации, частоты которых меньше частоты амплитудно-импульсной модуляции в радиометре. Таким образом, измерение шумовой температуры антенны в нулевом радиометре не зависит от температуры собственных шумов и изменений коэффициента передачи приемника. Влияние двух основных дестабилизирующих факторов сведено к нулю. Точность измерений определяется лишь чувствительностью компаратора радиометра, сравнивающего уровни сигналов в различные полупериоды амплитудной модуляции, и стабильностью опорных источников шумовой температуры.

Флуктуации усиления, спектр которых выше частоты модуляции в радиометре (то есть, изменения коэффициента усиления на периоде модуляции) влияют как на точность измерений, так и на чувствительность. Но, как следует из работы [21], спектральная плотность этих флуктуаций уменьшается пропорционально $1/f^{2,5}$ и на частотах амплитудно-импульсной модуляции (1...2 кГц) не велика. Следовательно, флуктуации усиления тракта наиболее сильны вблизи нулевой частоты и в нулевом радиометре их влияние подавляется. Все это определяет нарастающий интерес к схемам нулевых радиометров. Из известных схем наиболее популярными являются три реализации: с аналоговой регулировкой опорного сигнала (рисунок 1.5), с делением сигналов (рисунок 1.7) и с регулировкой длительности ввода опорного неизменного сигнала в измерительный тракт (рисунок 1.8).

Нулевой радиометр по схеме на рисунке 1.5 [59] содержит в измерительном тракте все элементы модуляционного радиометра (рисунок 1.4), и дополнен регулируемым генератором шума $РГШ$ с блоком управления выходной мощностью генератора $УУГШ$. Выходной сигнал радиометра является управляющим для блока управления генератором шума. По этому сигналу регулируется выходная мощность $РГШ$ до выполнения равенства $T_a = T_{on}$. Передаточная характеристика радиометра полностью определяется регулировочной характеристикой выходного

сигнала генератора шума (смещение и наклон). В известных радиометрах регулируют шум опорного источника либо изменением тока через активную зону полупроводникового элемента, лавинно-пролетного или диода Ганна, транзистора (рисунок 1.6), либо последовательно с генератором шума, вырабатывающим неизменный выходной сигнал, устанавливают пассивное устройство - регулируемый аттенюатор. С регулировкой шумового сигнала связаны основные трудности реализации радиометра. Достаточно сложно создать источник шума с изменением выходной мощности в широком динамическом диапазоне и с характеристикой высокой линейности. Полупроводниковые генераторы шума имеют существенную нелинейность зависимости выходной мощности от питающего его тока. Если для регулировки использовать аттенюатор, выходная мощность будет зависеть не только от коэффициента ослабления аттенюатора, но и от его физической температуры. Возникают трудности при калибровке прибора, настройки на выбранный диапазон измерений.

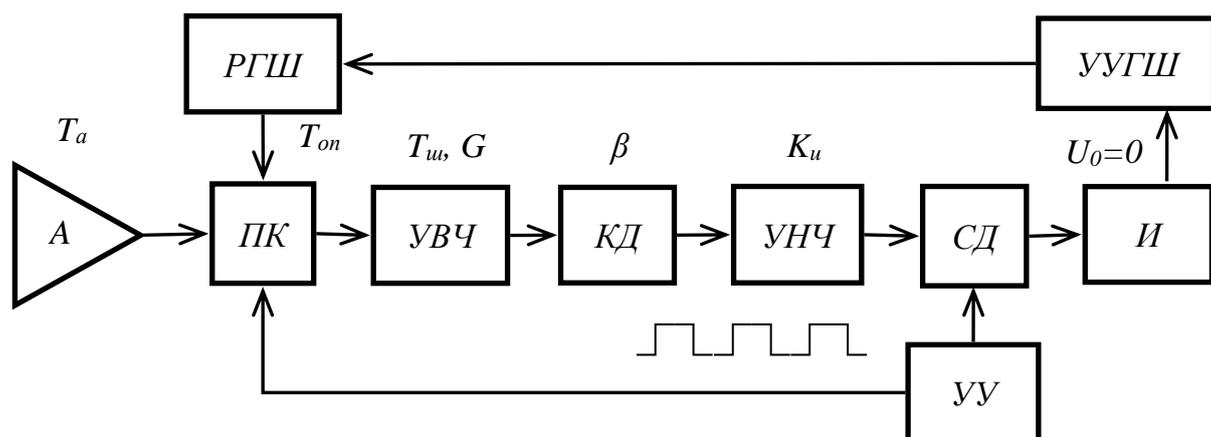


Рисунок 1.5 Структурная схема нулевого радиометра с аналоговым регулированием опорного сигнала

Поэтому чаще всего аналоговые нулевые радиометры используют в квазинулевом режиме работы [101, 102]. Для этого, в начале измерений, настройкой генератора шума устанавливают равенство $T_a = T_{on}$. В дальнейшем радиометр работает по принципу дифференциальных измерений (как обычный модуляционный радиометр). Так как измерения происходят при небольшой разнице $T_{on} - T_a$, поэтому влияние ΔG на точность измерений снижено. Калибровка радиометра также упрощается. Регулировкой генератора шума по первому эталону настраивают смещение передаточной

характеристики радиометра, изменением коэффициента усиления измерительного тракта, по второму эталону регулируют наклон характеристики.

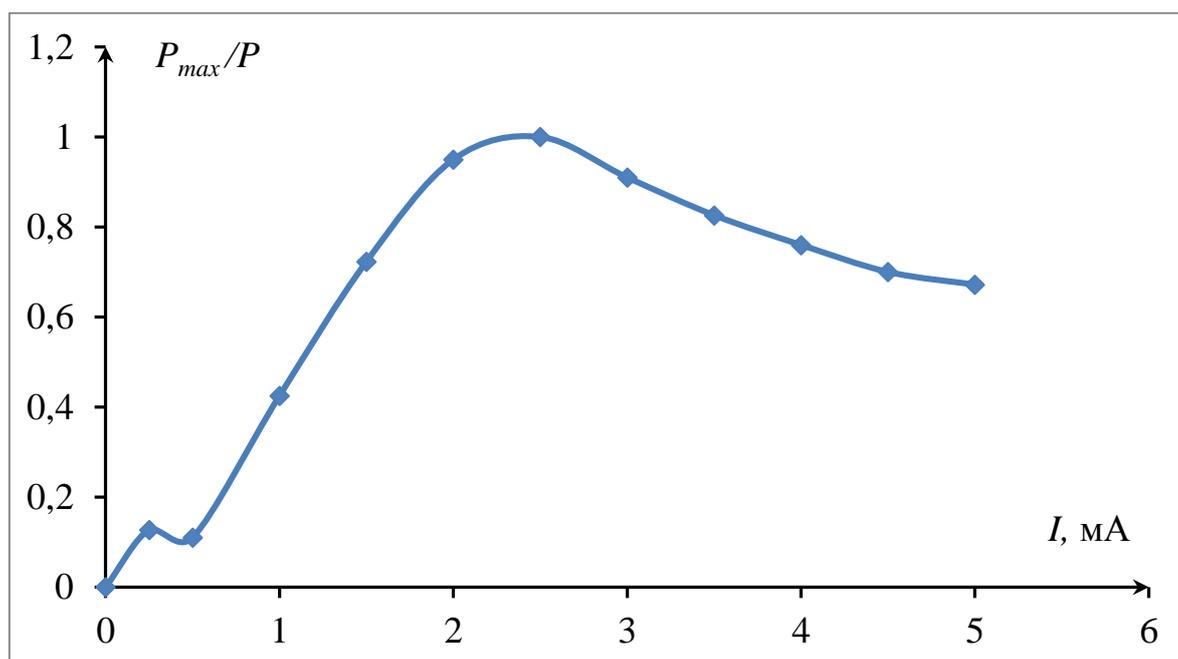


Рисунок 1.6 Нормированная характеристика выходной мощности полупроводникового генератора шума *NoiseCom NC501* от питающего тока (коротковолновая часть дециметрового диапазона длин волн)

Флуктуационная чувствительность аналогового нулевого радиометра выше, чем у модуляционного (1.9), так как влияние изменений коэффициента усиления ΔG в большей степени устранено [98]

$$\Delta T = 2(T_{in} + T_{on}) \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau}}. \quad (1.10)$$

На рисунке 1.7 представлена схема нулевого радиометра с делением сигналов [103–105], в которую введены два опорных генератора шума $ОГШ_1$ и $ОГШ_2$, определяющие положение (смещение и наклон) передаточной характеристики радиометра. Ввод сигнала $T_{on,2}$ в тракт прохождения сигнала T_a антенны A происходит через направленный ответвитель $НО$. Сигнал $T_{on,1}$ с выхода $ОГШ_1$ поступает на вход приемника через модулятор-переключатель $ПК$. Включением $ОГШ_2$ управляет цифровое устройство управления и обработки сигналов $УУ$. Также данное устройство вырабатывает импульсные сигналы типа "меандр" для управления модулятором-переключателем и синхронным фильтром $СФ$. В измерительном тракте радиометра установлены: усилитель высоких частот $УВЧ$, квадратичный детектор $КД$,

усилитель постоянного тока УПТ, аналого-цифровой преобразователь АЦП. Синхронный фильтр построен по схеме коммутируемых конденсаторов и представляет собой однозвенный RC фильтр низких частот [106, 107]. УУ формирует на входе УВЧ три повторяющихся уровня шумовых сигналов: $T_a, T_a + T_{on,2}, T_{on,1}$. Данные уровни сигналов действуют на входе УВЧ в течение одинаковых интервалов времени. На выходе СФ радиометра, согласно выполняемой на входе модуляции, измеряются и преобразуются АЦП в код следующие напряжения

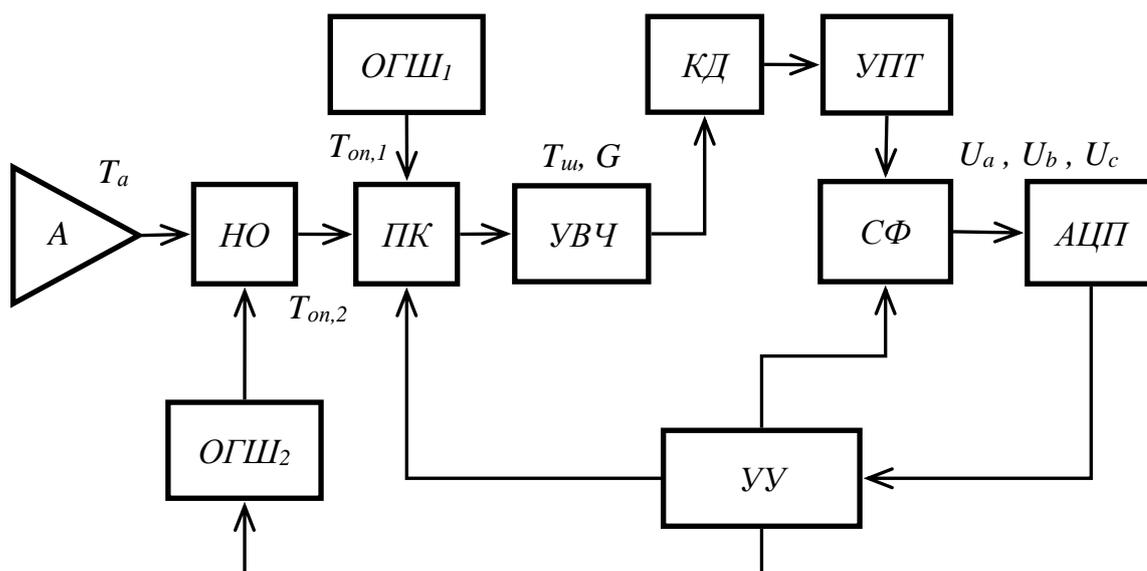


Рисунок 1.7 Структурная схема нулевого радиометра с делением сигналов

$$U_a = G\beta K_u k\Delta f (T_a + T_u),$$

$$U_e = G\beta K_u k\Delta f (T_a + T_{on,2} + T_u)$$

$$U_c = G\beta K_u k\Delta f (T_{on,1} + T_u),, \quad (1.11)$$

где K_u – коэффициент усиления УПТ, T_u – шумы УВЧ.

В ходе дальнейшей обработки цифровых сигналов и вычислений находится коэффициент

$$M = \frac{U_c - U_a}{U_e - U_a} = \frac{T_{on,1} - T_a}{T_{on,2}}, \quad (1.12)$$

куда не входит коэффициент передачи всего измерительного тракта и собственные шумы.

Следующей операцией рассчитывается сигнал антенны по формуле

$$T_a = T_{on,1} - M \times T_{on,2}. \quad (1.13)$$

Флуктуационная чувствительность описанного радиометра определяется выражением [94]

$$\Delta T = \sqrt{\frac{3}{\Delta f \tau}} \left\langle (T_{on,1} + T_{ш})^2 + (T_a + T_{ш})^2 \left[1 - \frac{T_{on,1} - T_a}{T_{on,2}} \right]^2 + (T_a + T_{on,2} + T_{ш})^2 \left(\frac{T_{on,1} - T_a}{T_{on,2}} \right)^2 \right\rangle^{\frac{1}{2}} \quad (1.14)$$

Для осуществления заданного алгоритма работы в радиометре установлен УПТ, который в большей степени подвержен дрейфу выходного напряжения. Также требуются дополнительные вычислительные операции над преобразованными в цифровой код сигналами. Это, в конечном итоге приводит к искажению передаточной характеристики радиометра и понижает точность измерения сигналов. В радиометре реализуется квазиреальный масштаб времени представления результатов измерений. Дополнительные сложности возникают при проведении калибровки устройства.

На рисунке 1.8 представлена структурная схема нулевого радиометра [108–111], в которой ввод второго опорного сигнала $T_{on,2}$ в тракт антенны регулируется по длительности его поступления. В радиометре реализована модификация метода нулевых измерений [112–114] с применением комбинированной модуляции, которая заключается в синхронном выполнении двух видов импульсных модуляций – амплитудной и широтной. Для этого устройство управления УУ радиометра вырабатывает два сигнала: $t_{aим}$ – импульсный сигнал со скважностью следования 2 и $t_{шим}$ – изменяемый по длительности широтный импульсный сигнал. Для осуществления модификации метода нулевого приема на выходе измерительного тракта устанавливается фильтр высоких частот ФВЧ и компаратор К, работающий в режиме нуль-органа.

Модифицированный метод относится к косвенным измерениям. Определение сигнала антенны T_a происходит прямыми измерениями длительности сигнала $t_{шим}$, управляющего широтно-импульсной модуляцией в радиометре, связанной с T_a функциональной зависимостью (передаточная характеристика радиометра) [115]

$$T_a = T_{on,1} - T_{on,2} \frac{t_{шим}}{t_{aим}}. \quad (1.15)$$

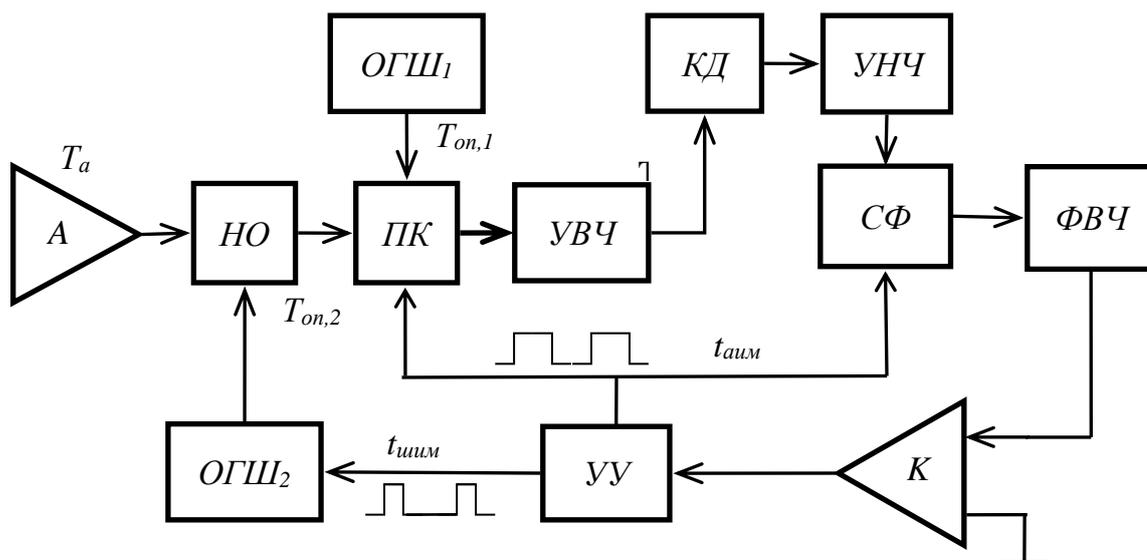


Рисунок 1.8 Структурная схема нулевого радиометра с изменением длительности опорного сигнала

Принцип работы радиометра поясняется временными диаграммами на рисунке 1.9 и заключается в следующем. Переключатель под управлением импульсного сигнала $t_{аим}$ выполняет поочередную коммутацию на вход приемника сигналов антенны и первого опорного генератора шума $ОГШ_1$. В те полупериоды времени $t_{аим}$, когда на вход приемника подключена антенна, под действием широтно-модулированного сигнала $t_{шум}$ происходит включение $ОГШ_2$ и сигнал генератора через направленный ответвитель $НО$ поступает в тракт антенны. Происходит добавление мощности генератора шума к сигналу антенны и на входе приемника имеет место сумма сигналов $T_a + T_{он2}$. Изменением длительности $t_{шум}$ добиваются такой формы сигнала в последетекторной части радиометра (низкочастотном блоке), при которой после исключенной в ней постоянной составляющей фильтром высоких частот $ФВЧ$ среднее значение на периоде модуляции равно нулю. Нулевому среднему значению сигнала на периоде амплитудной модуляции соответствует равенство вольт-секундных площадей импульсов отрицательной и положительной полярности (рисунок 1.9 в, нулевой баланс установлен)

$$(U_e - U_c)t_{шум} = (U_c - U_a)(t_{аим} - t_{шум}). \quad (1.16)$$

После подстановки в (1.16) соотношений (1.11) и решая относительно T_a получим (1.15). Следовательно, индикатором нулевого баланса является нулевое напряжение во второй полупериод модуляции, при подключении к входу приемника первого опорного генератора шума. Компаратор $К$ определяет полярность этого

напряжения. Формула (1.15) показывает линейную связь шумовой температуры антенны T_a с сигналом широтной модуляции $t_{шим}$, независимость результатов измерений от флуктуаций коэффициента передачи радиометрического приемника и дрейфа шумовой температуры приемной системы.

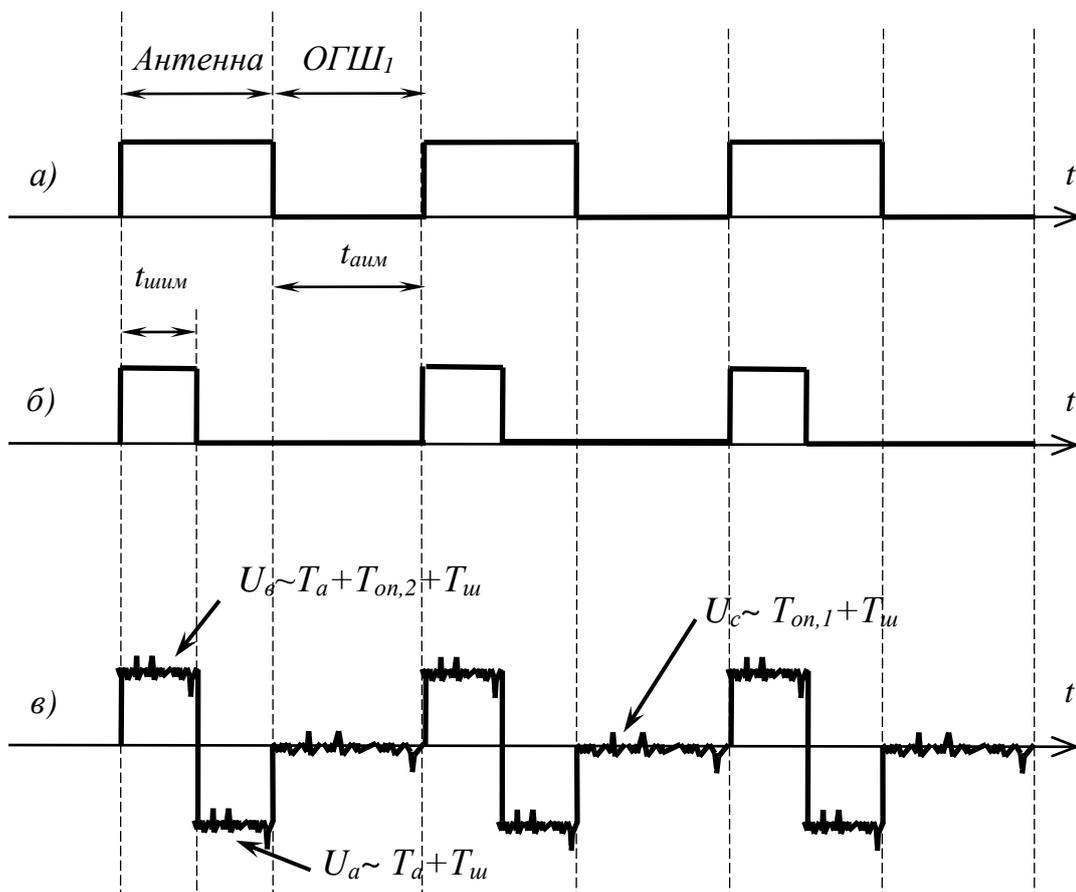


Рисунок 1.9 Временные диаграммы, поясняющие принцип работы нулевого радиометра с изменением длительности опорного сигнала, а – сигнал управления амплитудно-импульсной модуляцией; б – сигнал управления широтно-импульсной модуляцией; в – сигнал на входе компаратора.

Алгоритм авторегулирования нулевого баланса следующий. При изменении сигнала антенны во втором полупериоде модуляции появится напряжение (произойдет разбалансировка). В зависимости от его полярности действия по увеличению или уменьшению длительности принимаются по логическому сигналу компаратора. УУ направленно регулирует длительность $t_{шим}$ до появления нулевого напряжения во второй полупериод модуляции. При достижении этого условия система снова войдет в состояние нулевого баланса, когда длительность $t_{шим}$ определяет сигнал антенны согласно соотношения (1.15).

В радиометре опорные источники определяют положение передаточной характеристики. Калибровка выполняется по двухточечной схеме с подключением на вход эталонов, определяющих верхнюю и нижнюю границы диапазона измерения. В ходе настройки на минимальную границу шкалы $t_{\text{шум}}$ устанавливается равным $t_{\text{аум}}$ и регулируется $T_{\text{он},1}$ (смещение характеристики). При настройке шкалы радиометра на максимальную границу измерений $t_{\text{шум}} = 0$ и регулируется $T_{\text{он},2}$. Регулировка выполняется по сигналам компаратора, как и в рабочем режиме функционирования радиометра. Таким образом, максимальная и минимальная границы диапазона измерения, как следует из (1.15), будут равны: $T_{a, \text{макс}} = T_{\text{он},1}$ ($t_{\text{шум}} = 0$), $T_{a, \text{мин}} = T_{\text{он},1} - T_{\text{он},2}$ ($t_{\text{шум}} = t_{\text{аум}}$).

Как следует из [116], флуктуационная чувствительность радиометра зависит от сигнала антенны T_a и оценивается по следующему выражению

$$\Delta T = \frac{\sqrt{T_{\text{он},1}(T_{\text{он},1} + T_{\text{он},2} + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_a(T_a + T_{\text{он},2} - 2T_{\text{он},1})}}{\sqrt{2\Delta f \tau R}}, \quad (1.17)$$

где τ – постоянная времени синхронного фильтра, R – количество усредненных цифровых кодов длительности $t_{\text{шум}}$ в цифровом устройстве управления радиометром на интервале одного измерения.

Локальный максимум, соответствующий минимальной чувствительности достигается в середине диапазона измерения при значении сигнала антенны равном

$$T_a = T_{\text{он},1} - \frac{T_{\text{он},2}}{2}. \quad (1.18)$$

Тогда, после подстановки (1.18) в (1.17) получим

$$\Delta T_{\text{макс}} = \frac{\sqrt{2(T_{\text{он},1} + T_{\text{ш}})^2 + \frac{T_{\text{он},2}^2}{4}}}{\sqrt{2\Delta f \tau R}}, \quad (1.19)$$

Данный радиометр обеспечивает высокую линейность характеристики преобразования сигнала антенны в длительность широтно-импульсного сигнала при условиях квадратичности характеристики детекторной секции и работы усилителей в линейном режиме.

1.3. Двухприемниковые схемы радиометров

1.3.1. Модуляционные радиометры (схема Грахама)

Необходимость применения радиометров с несколькими приемниками заключается в том, что флуктуационная чувствительность таких радиометров растет пропорционально \sqrt{N} , где N – число одинаковых приемников, работающих на общую антенну в одной области частот.

На рисунке 1.10 приведена структурная схема модуляционного радиометра с двумя приемниками, построенная по схеме Грахама [20], которая включает в себя антенну A , опорный генератор шума $ОГШ$, переключатель-модулятор $ПК$ конфигурации 2×2 , два идентичных радиометрических приемника $РП_1$ и $РП_2$ и устройство управления $УУ$. Каждый приемник аналогичен приемному каналу обычного модуляционного радиометра и состоит из усилителя высоких частот $УВЧ$, квадратичного детектора $КД$, усилителя низких частот $УНЧ$, синхронного детектора $СД$ и интегратора $И$. Для отдельной работы каналов по времени, на входе установлен $ПК$. По поступающему на переключатель управляющему сигналу с устройства управления антенна и генератор шума поочередно, на равные промежутки времени подключаются к входам радиометрических приемников. Таким образом, в этой схеме наблюдение сигнала антенны происходит непрерывно.

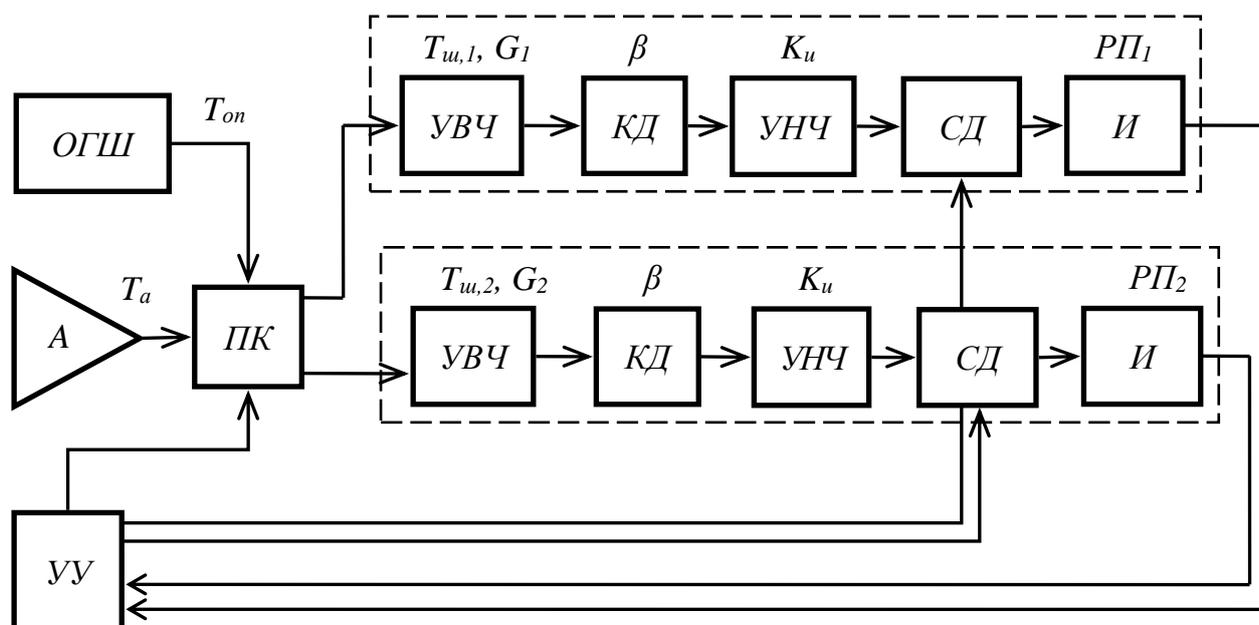


Рисунок 1.10 Структурная схема двухприемникового модуляционного радиометра

Флуктуационная чувствительность радиометра Грахама определяется выражением [59]

$$\Delta T = \sqrt{\frac{(T_{ш} + T_a)^2}{\Delta f \tau} + \frac{(T_{ш} + T_{он})^2}{\Delta f \tau} + \frac{(T_a - T_{он})^2}{\sqrt{2}} \left(\frac{\Delta G_1 + \Delta G_2}{2G} \right)^2}, \quad (1.20)$$

где $\Delta G_{1,2}$ – флуктуации коэффициента передачи первого и второго приемников.

В формуле (1.20) по сравнению с (1.9) учтено возросшее в два раза время накопления сигналов антенны и опорного источника шума, а также уменьшение флуктуаций коэффициента усиления, пропорциональное $\sqrt{2}$.

Кроме увеличения чувствительности, к другому достоинству данной схемы относится повышение надежности измерений. При отказе одного из приемных каналов работоспособность радиометра сохраняется с той лишь разницей, что чувствительность уменьшается и становится равной чувствительности обычного модуляционного радиометра.

1.3.2. Корреляционные радиометры

Структурная схема корреляционного радиометра представлена на рисунке 1.11 [6, 63, 65]. Радиометр состоит из антенны A , делителя D сигнала антенны пополам, двух одинаковых усилителей высоких частот $УВЧ_1$ и $УВЧ_2$, умножителя $УМН$, интегратора I , усилителя постоянного тока $УПТ$, регистратора P .

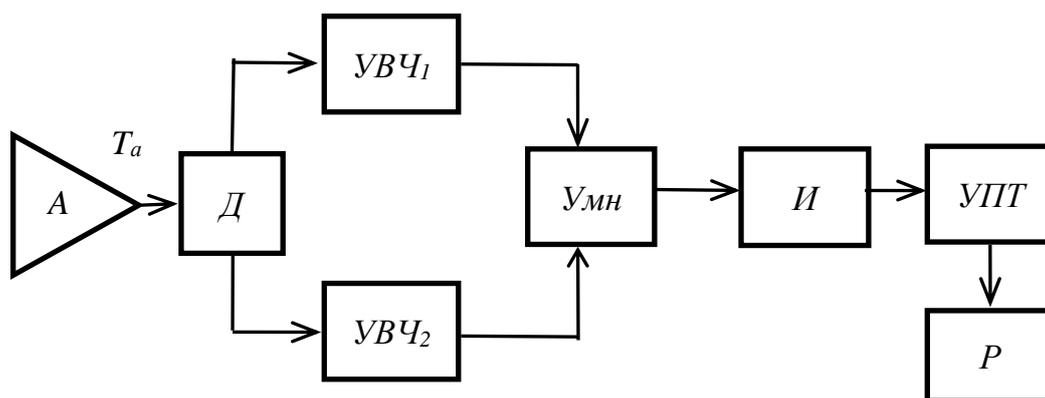


Рисунок 1.11 Структурная схема корреляционного радиометра

Схема умножения и интегратор образуют коррелятор. Напряжение на выходе умножающего устройства описывается формулой (1.21)

$$u = (u_{ш1} + u_a)(u_{ш2} + u_a) = u_a^2 + u_a u_{ш1} + u_a u_{ш2} + u_{ш1} u_{ш2} \quad (1.21)$$

где u_a – напряжение шумов антенны на выходе идентичных усилителей; $u_{ш1}$ и $u_{ш2}$ – напряжения собственных шумов первого и второго *УВЧ* соответственно.

Напряжение антенны на выходах усилителей высоких частот сильно коррелировано. Собственные шумы усилителей, шумы антенны не коррелированы. Поэтому произведения не коррелированных составляющих равны нулю и на выходе интегратора напряжение пропорционально квадрату напряжения антенны u_a .

В данной схеме отсутствует модулятор на входе и квадратичный детектор, снижено влияние собственных шумов. Но, с другой стороны предъявляются повышенные требования к идентичности фазочастотных характеристик каналов. Флуктуации этих характеристик приводят к возникновению дополнительных флуктуаций, аналогичных флуктуациям, вызываемых нестабильностью коэффициента усиления.

Дополнительные трудности возникают при эксплуатации прибора, его калибровки, при настройке на выбранный диапазон измерений.

1.3.3. Балансные радиометры

В работе балансного радиометра используются свойства квадратурного ответвителя [21, 64]. Структурная схема балансного радиометра представлена на рисунке 1.12. [117]. В состав радиометра входят: антенна A , опорный генератор шума $ОГШ$, два одинаковых СВЧ-квадратурных моста M_1 и M_2 , два усилителя высоких частот $УВЧ_1$ и $УВЧ_2$ одного типа, устройство вычитания сигналов $УВ$, регистратор P и одинаковые низкочастотные тракты $НЧ_1$ и $НЧ_2$, содержащие квадратичный детектор $КД$, усилитель постоянного тока $УПТ$, интегратор I .

Радиометр функционирует следующим образом. Шумовая температура на входе 1 M_1 равна шумовой температуре антенны T_a , на входе 2 – шумовой температуре опорного генератора шума T_{on} . Учитывая фазовую характеристику СВЧ-моста M_1 шумовая температура на выходе 3 будет равна

$$T_1 = \frac{T_a + T_{on}^{90^0}}{2}, \quad (1.22)$$

на выходе 4

$$T_2 = \frac{T_a^{90^0} + T_{on}}{2}. \quad (1.23)$$

Сигнал на входе 1 второго моста M_2 будет равен

$$T_3 = \left(\frac{T_a + T_{on}^{90^0}}{2} + T_{ш1} \right) G_1, \quad (1.24)$$

где $T_{ш1}$ – шумовая температура $УВЧ_1$.

Сигнал на втором входе M_2 будет равен

$$T_4 = \left(\frac{T_a^{90^0} + T_{on}}{2} + T_{ш2} \right) G_2, \quad (1.25)$$

где $T_{ш2}$ – шумовая температура $УВЧ_2$.

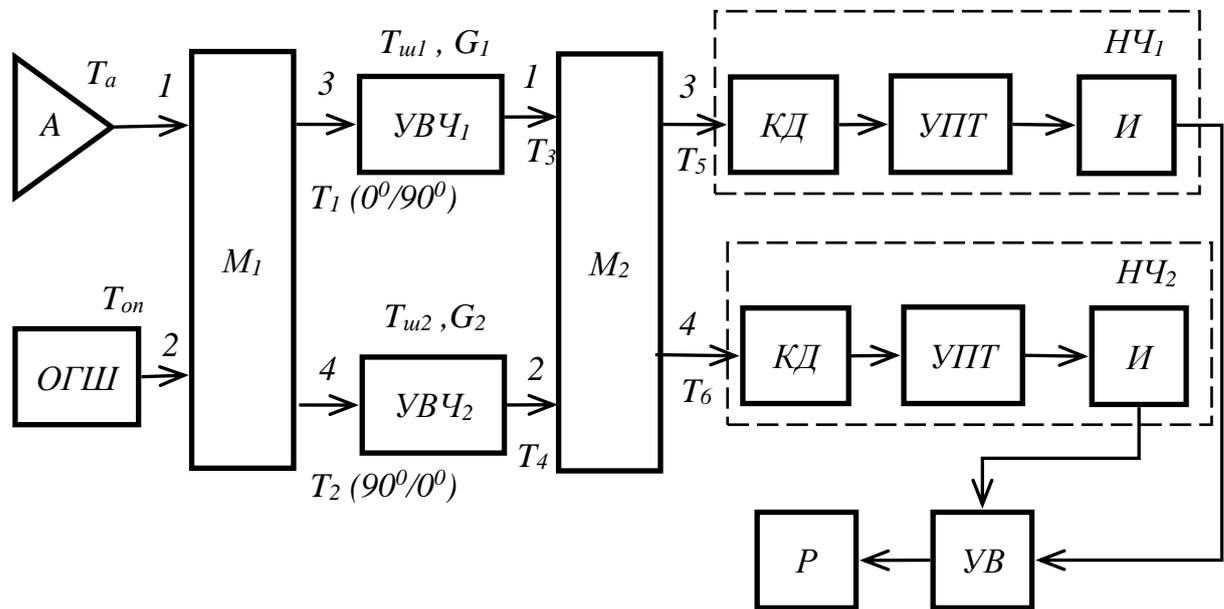


Рисунок 1.12 Структурная схема балансного радиометра

Поскольку собственные шумы $УВЧ_1$ и $УВЧ_2$ не коррелированы между собой и с измеряемым шумовым сигналом антенны, то они независимо делятся пополам в M_2 , создавая на выходах 3 и 4 следующие сигналы

$$T_5 = \frac{\left(T_a + T_{on}^{90^0} \right) G_1}{4} + \frac{T_{ш1} G_1}{2} + \frac{\left(T_a^{180^0} + T_{on}^{90^0} \right) G_2}{4} + \frac{T_{ш2}^{90^0} G_2}{2}, \quad (1.26)$$

$$T_6 = \frac{\left(T_a^{90^0} + T_{on}^{180^0} \right) G_1}{4} + \frac{T_{ш1}^{90^0} G_1}{2} + \frac{\left(T_a^{90^0} + T_{on} \right) G_2}{4} + \frac{T_{ш2} G_2}{2}. \quad (1.27)$$

Учитывая (1.22) – (1.27) при условии одинаковых коэффициентов усиления $УВЧ_1$ и $УВЧ_2$, $G_1 = G_2 = G$, на входе квадратичных детекторов получим

$$T_5 = G \left(\frac{T_{on}^{90^0}}{2} + \frac{T_{u1}}{2} + \frac{T_{u2}^{90^0}}{2} \right), \quad (1.28)$$

$$T_6 = G \left(\frac{T_a^{90^0}}{2} + \frac{T_{u1}^{90^0}}{2} + \frac{T_{u2}}{2} \right). \quad (1.29)$$

После усиления огибающих сигналов в УПТ и интегрирования в И, на выходе вычитающего устройства из (1.28), (1.29) получим напряжение, пропорциональное разности

$$u \approx T_5 - T_6 \approx T_{on} - T_a, \quad (1.30)$$

в которое не входят собственные шумы усилителей.

Как и для корреляционной схемы, в балансном радиометре возникают сложности при калибровке прибора на выбранный диапазон измерений и требуется высокая идентичность УВЧ.

1.4. Многоприемниковые схемы радиометров

В многоканальных (многоприемниковых) компенсационных радиометрах [118] флуктуационная чувствительность увеличивается за счет уменьшения влияния флуктуаций коэффициентов передачи. На рисунке 1.13 представлена схема компенсационного радиометра с N -приемниками, состоящая из антенны A , СВЧ-делителя мощности D , одинаковых усилителей высоких частот $УВЧ_1, УВЧ_2, \dots, УВЧ_N$, сумматора $СМ$, квадратичного детектора $КД$, усилителя постоянного тока $УПТ$, интегратора $И$, компенсатора $Кмп$, регулируемого источника опорного напряжения $ИОН$, регистратора P .

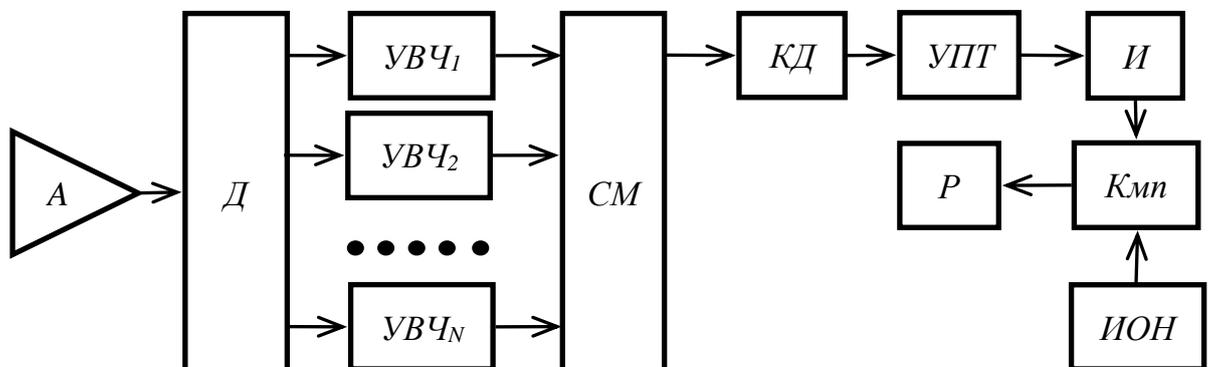


Рисунок 1.13 Структурная схема многоприемникового компенсационного радиометра

В радиометре измеряемая шумовая температура антенны делится в делителе на N равных составляющих, которые после усиления в N идентичных СВЧ-усилителях суммируются в $СМ$. После квадратичного детектирования, усиления напряжения в $УПТ$, усреднения в интеграторе $И$, на вход регистратора поступает сигнал, пропорциональный шумовой температуре антенны. Составляющая собственных шумов радиометра вычитается на компенсирующем устройстве регулировкой $ИОН$ (аналогично одноканальному компенсационному радиометру).

Поскольку усилители в радиометре одинаковые, а шумы и флуктуации коэффициента передачи не коррелированные, флуктуационная чувствительность многоприемникового компенсационного радиометра выше, чем одноприемникового.

В многоприемниковых модуляционных радиометрах используется принцип временного разделения работы одинаковых радиометрических приемников при подключении к общей антенне [75–78, 119–122]. На рисунке 1.14 приведена схема модуляционного радиометра с N приемниками. Она содержит антенну A , опорный генератор шума $ОГШ$, СВЧ переключатель-модулятор $ПК$, идентичные радиометрические приемники $РП_1, РП_2, \dots, РП_N$, каждый из которых состоит из усилителя высоких частот $УВЧ$, квадратичного детектора $КД$, усилителя низких частот $УНЧ$, синхронного детектора $СД$, интегратора $И$. Радиометром управляет устройство управления $УУ$.

Принцип временного разделения работы каналов заключается в следующем. Антенна с помощью $ПК$ на одинаковый интервал времени, равный t_n/N , где t_n – полный период модуляции, N – количество каналов, подключается к входам радиометрических приемников. Остальную часть времени приемник подключен к опорному генератору шума. Время подключения к $ОГШ$ для каждого приемника составляет $(N-1)t_n/N$. Следовательно, сигнал генератора шума накапливается значительно дольше и согласно закону больших чисел, после усреднения становится слабошумящим. На выходе канала, в синхронном детекторе вычитаются сигналы антенны и малошумящего сигнала $ОГШ$. Здесь возникает некоторое подобие с компенсационной схемой. Как было показано выше, в компенсационном радиометре компенсация шумов антенны и собственных шумов происходит регулировкой не шумящего источника опорного напряжения.

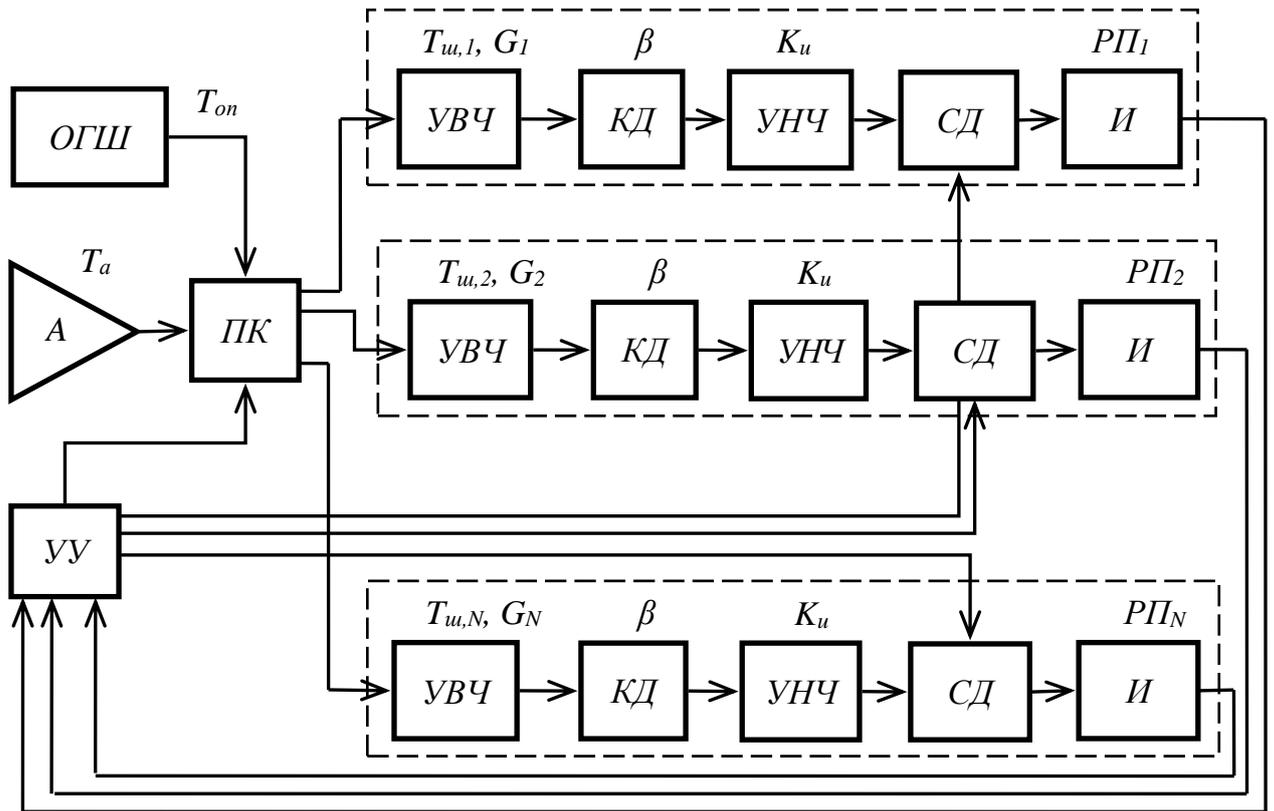


Рисунок 1.14 Структурная схема многоприемникового модуляционного радиометра

Практические реализации многоканального балансного радиометра миллиметрового диапазона длин волн описаны в [123, 124]. На рисунке 1.15 приведена структурная схема балансного многоприемникового радиометра. Приемный модуль *ПМ* радиометра выполнен в виде гибридной интегральной схемы и располагается в области фокусировки антенны *A* (52 канала), как показано на рисунке 1.16. Конфигурация СВЧ-части позволяет распараллеливать принимаемый сигнал без значительных искажений по фазе. Каждый приемник представляет собой балансный радиометр *БР*, выполненный по схеме, изображенной на рисунке 1.12.

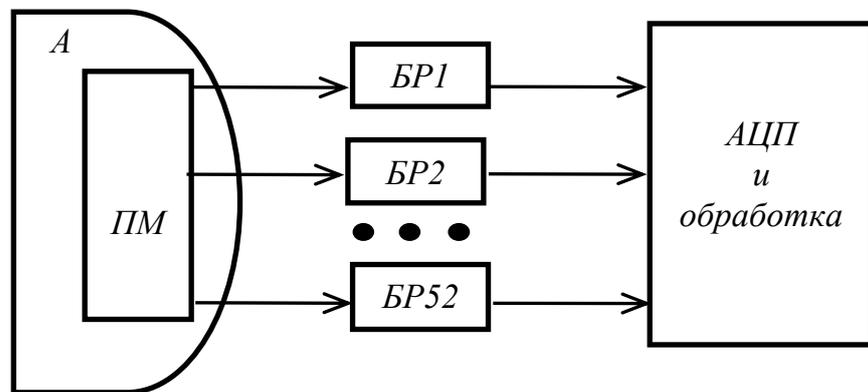


Рисунок 1.15 Структурная схема многоприемникового балансного радиометра

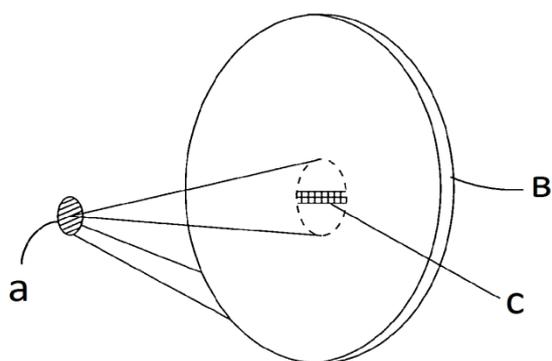


Рисунок 1.16 Приемная часть балансного многоприемникового радиометра. а –отражатель, в –зеркало антенны, с – область фокусировки, в которой установлен приемный модуль

1.5. Выводы по главе. Постановка задачи исследований

В компенсационной схеме особенно сильными являются влияния на точность измерений обоих дестабилизирующих факторов, как изменений собственных шумов, так и коэффициента усиления. В модуляционной схеме на точность измерений оказывают изменения только коэффициента усиления. Нулевой радиометр является частным случаем модуляционного радиометра. Но в нулевом радиометре наклон передаточной характеристики определяет канал с опорным сигналом подшумливания, а в модуляционном за наклон характеристики отвечает полный коэффициент усиления всего измерительного тракта. В схеме по нулевому методу влияние дестабилизирующих факторов значительно снижено, вследствие этого данная схема обладает самой высокой точностью измерений (независимость показаний от постоянной составляющей собственных шумов радиометра и изменений коэффициента усиления).

Среди рассмотренных схем по нулевому методу, при применении схемы с аналоговым регулированием опорного шумового сигнала возникают сложности в создании стабильного регулируемого источника шума с высокой линейностью передаточной характеристики в широком диапазоне измеряемых шумовых температур. В схеме с делением сигналов применяется аналого-цифровой преобразователь и выполняются вычислительные операции над цифровыми кодами измеренных напряжений. В обеих схемах (с аналоговым регулированием и делением сигналов) возникают трудности при проведении калибровки, в ходе настройки шкалы на выбранный диапазон измерений. Поэтому эти схемы больше подходят для относительных, а не абсолютных измерений шумовых температур антенны.

Третья, рассмотренная в этой главе схема нулевого радиометра, схема с комбинированной импульсной модуляцией и авторегулированием нулевого баланса, свободна от выше названных недостатков. Применение в ней модификации метода нулевого приема позволяет достаточно просто и с требуемой точностью решить задачу измерения шумового сигнала антенны. Не требуется выполнения каких-либо вычислительных операций над сигналами, их преобразования в цифровой код (отсутствие аналого-цифрового преобразователя). Работа следящей системы авторегулирования нулевого баланса обеспечивает прием сигналов в реальном масштабе времени. Не выполняются операции по аналоговому преобразованию формы модулированного сигнала с целью выделения уровней напряжений для последующего сравнения (упрощение измерительного тракта). Найден простой индикатор нулевого баланса – нулевое напряжение в заданный полупериод модуляции (повышение точности измерений). Значительно упрощена процедура калибровки радиометра, позволяющая осуществить более точную настройку на выбранный диапазон измерений, независимую от соотношения сигналов опорного генератора шума и антенны.

Обладая высокими характеристиками по абсолютной точности измерений, стабильностью параметров при изменении условий окружающей среды и долговременной стабильностью, данная схема нулевого радиометра все же уступает по флуктуационной чувствительности идеальному компенсационному радиометру.

Как следует из данной главы, увеличение чувствительности можно получить увеличивая количество одинаковых приемников, работающих на общую антенну с последующим суммированием сигналов и усреднением результатов. Тогда минимально обнаружимый сигнал будет уменьшаться пропорционально корню квадратному из числа приемников, \sqrt{N} , будет расти чувствительность. Но в компенсационных и модуляционных радиометрах, выполненных по многоприемниковой схеме, принципиально невозможно устранить влияние изменений коэффициента усиления, его дрейфа и флуктуаций. В компенсационной схеме также существует зависимость от изменения собственных шумов.

Из источников литературы, как отечественных, так и зарубежных, схемы многоприемниковых нулевых радиометров нам не известны. Учитывая неоспоримые преимущества применения нулевого метода в радиометрах по сравнению с модуляционным и компенсационным методами, вполне естественной является

постановка задачи исследований: создание нулевого радиометра с высокой стабильностью характеристик измерения шумового сигнала антенны (что присуще нулевому методу вообще) по многоприемниковой схеме с целью достижения максимально возможной флуктуационной чувствительности, близкой или превосходящей чувствительность идеального компенсационного радиометра (радиометра полной мощности) и обеспечения высокой надежности функционирования.

2. Многоприемниковый нулевой радиометр на основе модифицированного метода нулевых измерений

В данной главе рассмотрен микроволновый радиометр (радиометр нулевого баланса), созданный по многоприемниковой схеме и использующий в основе работы модифицированный метод нулевого приема [125–135]. Особенностью его работы является измерение всеми приемниками сигнала антенны в одном спектральном диапазоне по принципу временного разделения приемных каналов. Это позволяет улучшить флуктуационную чувствительность радиометра, сделать ее выше чувствительности идеального компенсационного радиометра полной мощности, повысить надежность работы. Преимуществом данного многоприемникового радиометра перед остальными схемами является не только повышение чувствительности и надежности, но и достижение высокой абсолютной точности измерений благодаря использованию в нем нулевого метода. Радиометр характеризуется высокой эксплуатационной стабильностью измерений, сохраняет свои технические характеристики и неизменность показаний при изменении температуры рабочей среды в широких пределах и обладает долговременной стабильностью.

2.1. Требования к алгоритму функционирования многоприемникового нулевого радиометра

Как следует из главы 1, применение в радиометрах модификации метода нулевых измерений позволяет получить высокую абсолютную точность измерений и стабильность характеристик во времени и при изменении температуры окружающей среды. Следовательно, за основу построения многоприемникового радиометра выбираем схему на рисунке 1.8. Целью исследований является достижение максимальной флуктуационной чувствительности, сравнимой или превосходящей чувствительность идеального компенсационного радиометра, при сохранении всех свойств по стабильности измерений. Для достижения этой цели детально проанализируем те свойства компенсационного метода, которые позволяют выполненному на его основе радиометру достигнуть высокую чувствительность (идеальный случай).

Во-первых, в компенсационном радиометре наблюдение за сигналом антенны и его накопление происходит непрерывно. Во-вторых, в компенсационной схеме

сравнение измеряемого шумового сигнала антенны происходит с не шумящим сигналом – источником опорного напряжения. Следовательно, создание аналогичных условий работы многоприемниковой схемы позволит приблизиться к чувствительности идеального компенсационного радиометра.

Рассмотрим следующий алгоритм функционирования многоприемникового радиометра, если в основу его работы положить описанную выше модификацию нулевого метода. Каждый приемный канал на определенный и одинаковый интервал времени подключается к антенне. На этом же интервале времени, с использованием канала подшумливания выполняется широтно-импульсная модуляция сигнала опорного генератора. Если полное время подключения всех приемников к антенне равно t , то время подключения одного канала составит t/N , где N – количество приемников. Все остальное время приемник подключен к другому опорному источнику шума и накапливает его сигнал в течении продолжительного времени $(N-1)t/N$. Если постоянную времени интегрирования данного опорного сигнала увеличивать пропорционально интервалу наблюдения, то в результате увеличения времени накопления и затем усреднения дисперсия этого сигнала (его шумы) будет значительно уменьшена. Следовательно, во-первых, в описанном принципе функционирования наблюдение за сигналом антенны происходит непрерывно. И во-вторых, сравнение сигнала антенны происходит с опорным сигналом, шумы которого значительно снижены. Для крайнего случая, бесконечного количества приемников, соответственно при увеличении времени наблюдения опорного сигнала согласно закону больших чисел теории вероятности шумы в опорном сигнале станут равными нулю (остается только постоянная составляющая сигнала) и тогда сравнение происходит с не шумящим источником, как в компенсационном радиометре. То есть, условия работы многоприемниковой схемы становятся схожими с компенсационной схемой.

Необходимо отметить, что опорный сигнал, который подвергается широтно-импульсной модуляции, определяет наклон характеристики преобразования сигнала антенны в длительность широтно-импульсного сигнала. Второй опорный сигнал, который накапливается в течении продолжительного времени, определяет смещение характеристики преобразования. Отсюда следует, что настройка на выбранный диапазон измерений будет осуществляться регулировкой сигналов этих

источников в процессе калибровки и можно сделать предварительный вывод об упрощении процедуры настройки радиометра на абсолютный диапазон измерений.

Понятно, что увеличение чувствительности в многоприемниковой схеме происходит на фоне ухудшения другой характеристики, отвечающей за массу и габариты устройства. Многоприемниковые схемы обладают увеличенными габаритами, весом и потребляемой мощностью, что можно отнести к недостатку. Но, с другой стороны, происходит значительное улучшение другой важной характеристики приемной системы, как стабильность измерений (применение модификации нулевого метода). И не только. Использование многоприемникового принципа позволяет увеличить надежность измерительной системы и в не которых случаях использования (автономные системы длительных наблюдений, требования безотказной работы) эта характеристика может стать главной, наряду с таким характеристиками, как чувствительность, абсолютная точность измерений. Совершенствование технологий, микроминиатюризация, появление радиометров на подложке позволят создать многоприемниковые радиометры компактными с небольшим энергопотреблением.

2.2. Структурная схема многоприемникового нулевого радиометра

На рисунке 2.1 приведена созданная и запатентованная структурная схема многоприемникового нулевого радиометра [125, 129, 130], принцип работы которого основан на модификации метода нулевых измерений (раздел 2.3, глава 1). В радиометре используются следующие узлы и элементы: антенна A , термостатированный входной блок, N одинаковых измерительных радиометрических приемников, микроконтроллер $МК$.

Входной блок включает установленный в тракт антенны направленный ответвитель $НО$, через который к сигналу антенны T_a добавляется сигнал $T_{on,2}$, формируемый в канале стабильного подшумливания, состоящего из опорного генератора шума $ОГШ$, аттенюатора $Атт$ и высокочастотного ключа $Кл$. Также в состав входного блока входят высокочастотный переключатель-селектор $ПК$ отражательного типа, с выходов которого сигналы поступают на циркуляторы $Ц_1, Ц_2, \dots, Ц_N$, работающие в режиме вентилях. Для этого обратные плечи циркуляторов соединены с согласованными нагрузками $СН_1, СН_2, \dots, СН_N$. Согласованные нагрузки выполняют

функции шумовых генераторов, вырабатывающих первый опорный шумовой сигнал $T_{on,1}$, величина которого равна физической температуре нагрузок.

Через прямые плечи циркуляторов сигналы проходят на идентичные радиометрические приемники $РП_1, РП_2, \dots, РП_N$. Каждый приемник состоит из усилителя высокой частоты $УВЧ$, квадратичного детектора $КД$, усилителя низкой частоты $УНЧ$, синхронного низкочастотного фильтра $СФ$, фильтра высокой частоты $ФВЧ$, компаратора $К$. Компараторы работают в режиме нуля-органа (вторые входы компараторов соединены с общей точкой схемы радиометра), определяют полярность напряжения. С выходов компараторов логические сигналы поступают на входы микроконтроллера. Микроконтроллер управляет работой радиометра и производит первичную обработку сигналов [136].

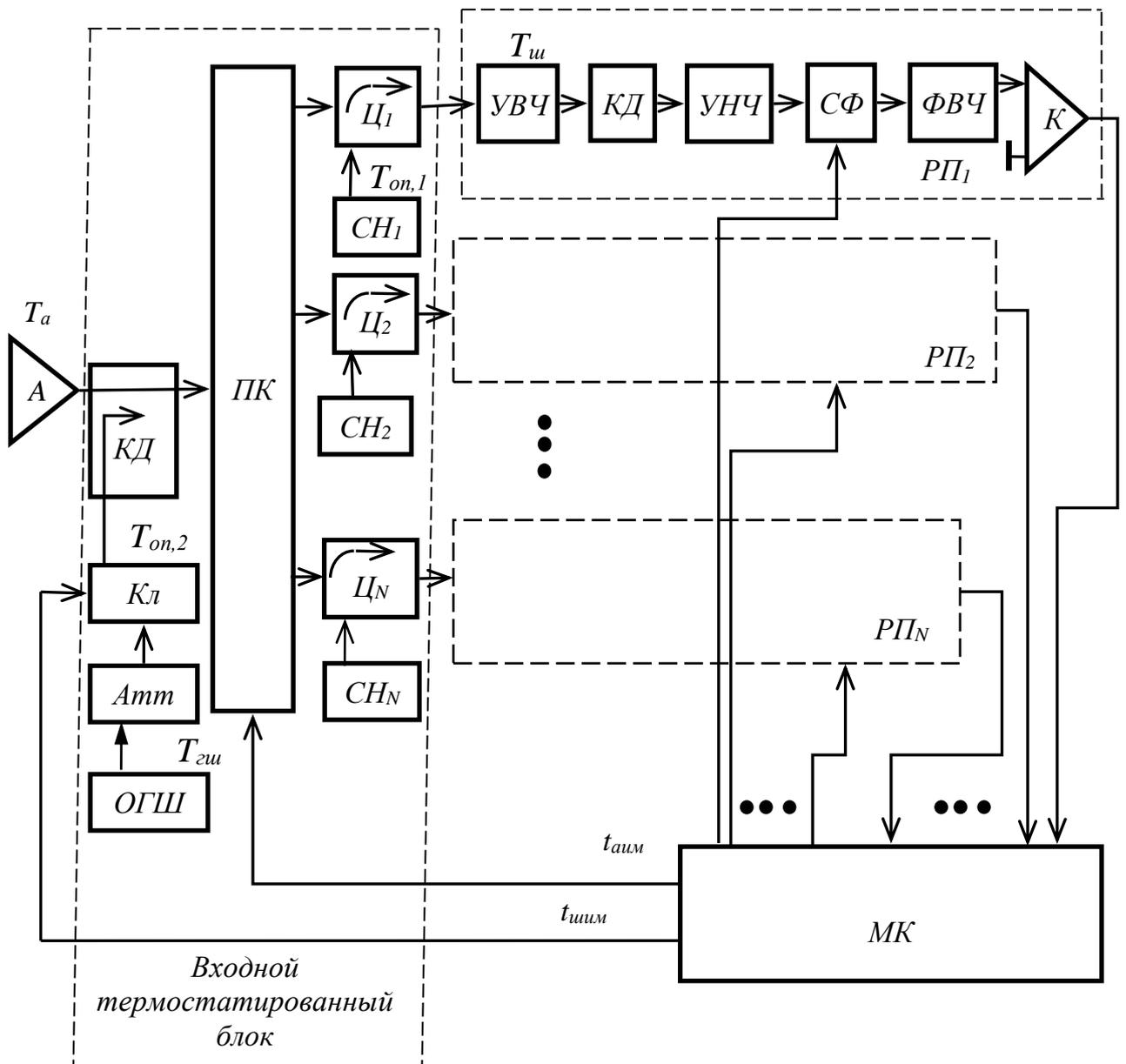


Рисунок 2.1 Структурная схема многоприемникового нулевого радиометра

На рисунке 2.2 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы многоприемникового радиометра. Диаграммы соответствуют установленному нулевому балансу на выходах радиометрических приемников. Подключение к антенне каждого из приемных каналов выполняется согласно принципа временного разделения. Для осуществления этого принципа тракт антенны последовательно подключается на входы приемников, начиная с первого, на одинаковое время $t_{aум}$. Когда вход радиометрического приемника подключается к антенне, на этом промежутке времени выполняется широтно-импульсная модуляция сигнала опорного генератора шума. Остальное время приемник подключен к согласованной нагрузке, генерирующей стабильный шумовой сигнал. Таким образом, во входном блоке радиометра синхронно выполняются два вида импульсной модуляции: амплитудная и широтная. Полный период амплитудно-импульсной модуляции делится на m временных интервалов длительностью $t_{aум}$. Для схем радиометров с одним и двумя приемниками $m = 2$. Если в схеме три и более приемника параметр m равен числу приемников, $m = N$. Таким образом, длительность периода повторения сигнала управления амплитудно-импульсной модуляцией для одного канала составляет $mt_{aум}$. В остальное время, когда приемник не подключен к антенне, сигнал $T_{on,1}$ согласованной нагрузки циркулятора, отражаясь от закрытого входа переключателя-селектора поступает на вход приемника. Следовательно, накопление сигнала согласованной нагрузки для каждого приемника увеличивается и становится равным $(m-1)t_{aум}$.

Амплитудно-импульсная модуляция шумовых сигналов антенны T_a и согласованных нагрузок $T_{on,1}$ происходит в высокочастотном переключателе-селекторе по управляющим сигналам $t_{aум}$ микроконтроллера (рисунок 2.2 а). Широтно-импульсная модуляция выполняется с использованием высокочастотного ключа $Kл$: к сигналу антенны в направленном ответвителе добавляется из канала подшумливания модулированный по широтно-импульсному закону опорный сигнал $T_{on,2}$, равный [137]

$$T_{on,2} = [T_{гш} \alpha + T_0(1 - \alpha)] \gamma + T_0(1 - l) - T_0, \quad (2.1)$$

где $T_{гш}$ – сигнал генератора шума, T_0 – физическая температура термостатированного входного блока, l – коэффициент передачи направленного ответвителя, α – коэффициент передачи аттенюатора, изменяющийся в пределах от 0 (полное подавление сигнала) до 1 (полное пропускание). Модуляция сигнала

опорного генератора шума происходит по управляющему сигналу $t_{шум}$ микроконтроллера (рисунок 2.2,б). Регулировка его выходной мощности осуществляется в аттенюаторе в процессе калибровки. Данной модуляцией устанавливается нулевой баланс в приемных каналах радиометра.

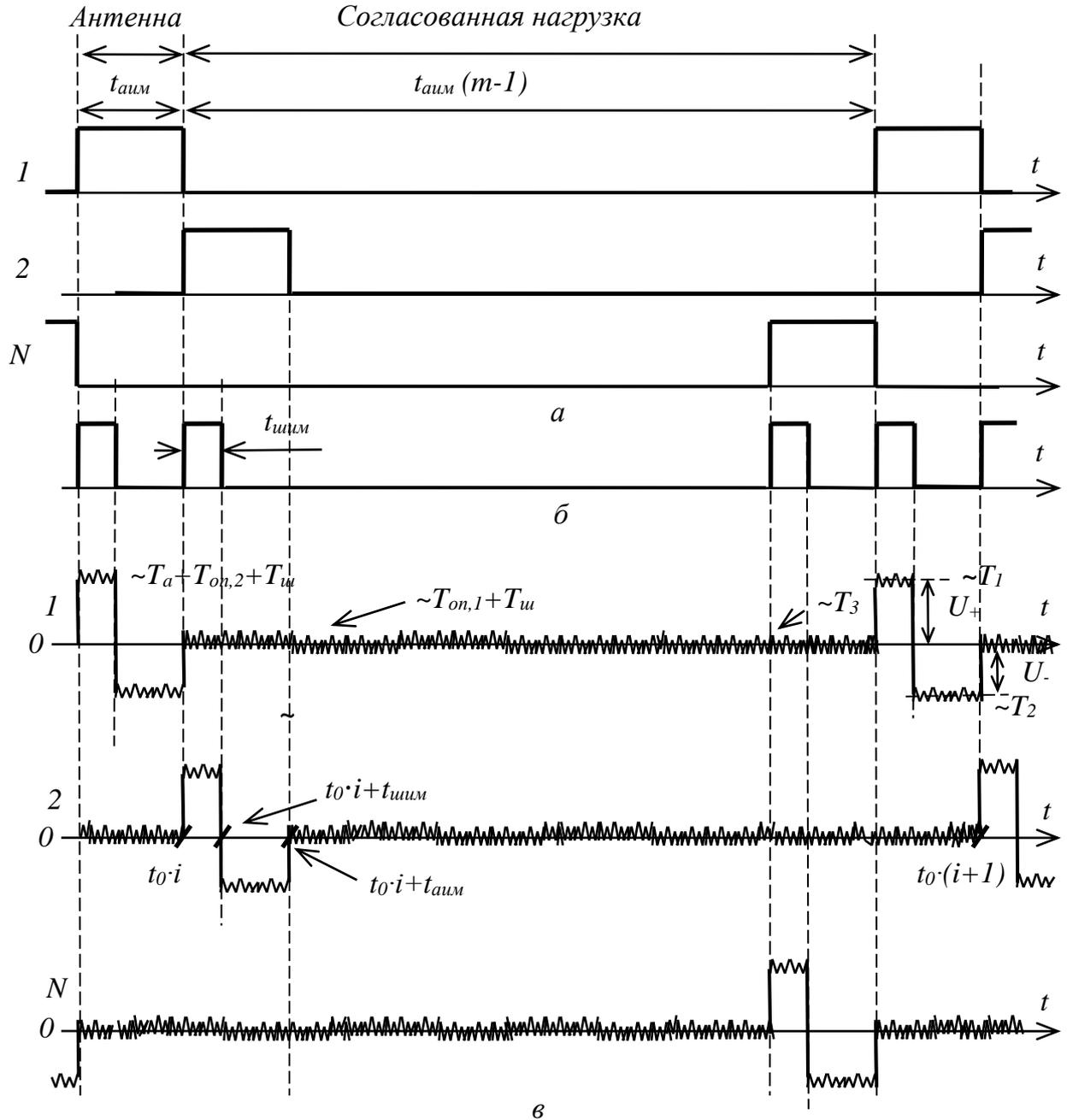


Рисунок 2.2 Временные диаграммы, описывающие работу многоприемникового радиометра

Микроконтроллер также управляет синхронными низкочастотными фильтрами $C\Phi$, расположенными в радиометрических приемниках [107]. Синхронные фильтры состоят из трех однозвенных интегрирующих RC -цепей первого порядка, в

которых резистор является общим, а постоянные составляющие трех модулируемых входных сигналов (антенны, антенны + генератора шума, согласованной нагрузки) накапливаются на временных интервалах $t_{шум}$, $t_{аим} - t_{шум}$, $t_{аим}(m - 1)$ на трех конденсаторах синхронным их подключением к общей точке схемы через управляемый электронный ключ.

2.3. Модификация нулевого метода, положенная в основу функционирования многоприемникового радиометра. Алгоритм выполнения

Идея реализации модифицированного метода нулевого приема основана на установлении равенства вольт-секундных площадей положительного и отрицательного импульсов на выходе приемника (рисунок 2.2,в) [138]. Введем обозначения

$$T_1 = T_a + T_{он,2} + T_{ш}, \quad T_2 = T_a + T_{ш}, \quad T_3 = T_{он,1} + T_{ш}, \quad (2.2)$$

где $T_{ш}$ – собственная, приведенная к входу шумовая температура радиометрического приемника. Амплитуды импульсов на рисунке 2.2 пропорциональны разностям сигналов $T_1 - T_3$ и $T_3 - T_2$ на входе и равны

$$U_+ = G\beta K_u k\Delta f (T_1 - T_3) \quad (2.3)$$

для положительного импульса, где G – коэффициент усиления сигналов по мощности в усилителях высокой частоты, β – коэффициент преобразования квадратичного детектора входной мощности в напряжение, K_u – коэффициент усиления по низкой частоте, k – постоянная Больцмана, Δf – полоса частот приемника,

$$U_- = G\beta K_u k\Delta f (T_3 - T_2) \quad (2.4)$$

для отрицательного импульса.

Условие равенства вольт-секундных площадей импульсов выполняется в том случае, если напряжение на входе компаратора приемника на временном интервале $mt_{аим}$ равно нулю (на вход приемника поступает сигнал согласованной нагрузки). Тогда

$$U_+ t_{шум} = U_- (t_{аим} - t_{шум}). \quad (2.5)$$

Подставляя (2.3) и (2.4) в (2.5) и решая относительно $t_{шум}$, получим следующую передаточную характеристику для каждого канала многоприемникового радиометра

$$t_{шум} = \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} t_{аим}. \quad (2.6)$$

После подстановки (2.2) в (2.6) получим

$$t_{шум} = \frac{T_{он,1} - T_a}{T_{он,2}} t_{аим}. \quad (2.7)$$

Из (2.7) следует, что на точность измерений не оказывают влияния изменения коэффициента передачи измерительных приемников и их собственные шумы (как для нулевых радиометров). Длительность широтно-импульсного сигнала связана с сигналом антенны по линейному закону. Из (2.7) антенный сигнал определяется через длительность управляющего широтного сигнала по следующей формуле

$$T_a = T_{он,1} - T_{он,2} \frac{t_{шум}}{t_{аим}}. \quad (2.8)$$

Формула (2.8) аналогична формуле (1.15) для радиометра с одним приемником. То есть, выполнение в многоприемниковом радиометре не симметричной амплитудно-импульсной модуляции не приводит к изменению передаточной характеристики радиометра и она одинакова с характеристикой одноканальной схемы (анализ выполняется для постоянных составляющих шумовых сигналов, полученных после квадратичного детектирования).

Согласно (2.8) минимальная и максимальная границы шкалы измерений имеют место для $t_{шум} = t_{аим}$ и $t_{шум} = 0$ и соответственно равны $T_{a,мин} = T_{он,1} - T_{он,2}$ и $T_{a,макс} = T_{он,1}$. Следовательно, размах диапазона измерений определяется опорным сигналом канала подшумливания и равен

$$dT_a = T_{a,макс} - T_{a,мин} = T_{он,2}. \quad (2.9)$$

При использовании (2.8) необходимо учитывать особенность метода, что малым длительностям широтно-импульсного сигнала соответствуют большие сигналы антенны, и, наоборот, для малых сигналов антенны длительности широтно-импульсного сигнала принимают большие значения.

Для осуществления алгоритма модификации метода нулевого приема в радиометрических приемниках установлены фильтры высоких частот *ФВЧ* (разделительная *RC*-цепь) и компараторы *K*, определяющие полярность. Условие нулевого баланса (индикатор баланса) – нулевое напряжения на входе компаратора при поступлении на вход сигнала согласованной нагрузки – выполняется регулировкой длительности $t_{шум}$. Установление нулевого баланса заключается в изменении $t_{шум}$, в результате которого происходит сдвиг периодической последовательности сигналов на входе компаратора вверх или вниз относительно

нулевой оси времени, так как в сигналах исключена постоянная составляющая. Следовательно, регулировкой длительности широтно-импульсного сигнала можно осуществлять установку нулевого напряжения и тогда выполняется равенство (2.7), когда сигнал антенны определяется косвенно простым линейным соотношением через длительность широтного сигнала.

Авторегулирование нулевого баланса в каждом приемном канале многоприемникового радиометра реализовано по методу следящей системы, алгоритм работы которой следующий. В каждом периоде амплитудно-импульсной модуляции компаратором происходит анализ полярности выходного напряжения на интервале времени $(m-1)t_{aим}$, когда к входу приемника подключена согласованная нагрузка с шумовой температурой $T_{on,1}$. Если полярность напряжения отрицательная, то длительность широтно-импульсного сигнала увеличивается на 1 дискрет Δt , если положительная, то длительность уменьшается на Δt . В результате простого алгоритма авторегулирования приемник поддерживается в состоянии нулевого баланса, обеспечивая равенство вольт-секундных площадей импульсов на выходе фильтра высоких частот.

В устройстве управления радиометром, микроконтроллере, длительность широтно-импульсного сигнала хранится в цифровом коде и изменение этого кода на 1 младший разряд соответствует изменению длительности широтно-импульсного сигнала на один дискрет Δt . В конце временного интервала одного измерения $t_{изм}$ в микроконтроллере накапливается R цифровых кодов длительности $t_{шим}$, полученных после каждого периода модуляции (согласно принципа авторегулирования соседние коды отличаются на 1 младший разряд). После суммирования кодов и определения арифметического среднего значения (математического ожидания), в ходе данных вычислений получается один результат измерений. Так, если частота амплитудно-импульсной модуляции в радиометре равна 1 кГц (период 1 мс), время измерения составляет 1 с, то в процессе этого измерения происходит накопление 10^3 цифровых кодов длительности $t_{шим}$, которые затем усредняются для получения одного результата измерения.

Как было отмечено выше, система управления микроконтроллера автоматически поддерживает в радиометре нулевой баланс изменением длительности широтно-импульсного сигнала. Изменение сигнала антенны вызовет смещение

периодической последовательности сигналов на рисунке 2.2 относительно нулевой оси времени и приведет к появлению положительного или отрицательного напряжения в промежутке времени $(m-1)t_{aим}$ амплитудной модуляции с подключенной согласованной нагрузкой на вход приемника. Произойдет разбалансировка измерительного тракта. Чтобы восстановить в радиометре нулевой баланс, микроконтроллер направленно регулирует длительность широтно-импульсного сигнала, в результате чего смещается периодическая последовательность сигналов вверх или вниз относительно временной оси (фильтром высоких частот исключена постоянная составляющая). Изменение длительности заканчивается, когда снова устанавливается нулевой потенциал и новое значение длительности широтно-импульсного сигнала будет полностью определять новое значение сигнала антенны.

Таким образом, можно поддерживать нулевой баланс в измерительном тракте радиометра без преобразования формы периодической модулированной последовательности сигналов с целью выделения уровней напряжений, как это делается в аналоговых нулевых радиометрах.

2.4. Анализ флуктуационной чувствительности одного приемника

Флуктуации разности $\Delta s(t)$ вольт-секундных площадей изображенных на рисунке 2.2 положительного и отрицательного импульсов, вызванные шумовыми компонентами $n_1(t)$, $n_2(t)$, $n_3(t)$ сигналов T_1 , T_2 , T_3 , постоянные составляющие которых определяются согласно (2.2), приведут к флуктуациям длительности широтно-импульсного сигнала в каждом приемном канале при регулировании нулевого баланса. Вычисление дисперсии параметра $\Delta s(t)$ произведем методом корреляционных функций [21, 139–142].

В ходе данного анализа влияние флуктуаций коэффициента усиления на чувствительность радиометра не рассматривается, что связано со следующими двумя причинами. Во-первых, дрейф, медленные изменения и низкочастотные флуктуации коэффициента передачи измерительного тракта, их влияние на точность измерений позволяет устранить нулевой метод измерения по определению. Во-вторых, флуктуации коэффициента усиления, спектр которых выше частоты амплитудно-импульсной модуляции в радиометре, имеют несущественную величину, так как с увеличением частоты их интенсивность уменьшается пропорционально $1/f^{2,5}$ [21]. В работе [113]

достаточно подробно рассмотрено влияние флуктуаций коэффициента усиления в одноприемниковой схеме модифицированного нулевого радиометра и показано, что они играют не существенную роль в сравнении с флуктуациями, вызванными шумовой природой сигналов.

Время корреляции шумовой функции $n(t)$ определяется полосой приема сигналов Δf радиометрическим приемником. Это время существенно меньше периода модуляции $t_0 = mt_{aum}$, вследствие чего шумовые компоненты $n_1(t), n_2(t), n_3(t)$ сигналов T_1, T_2, T_3 некоррелированы между собой. Тогда дисперсия Δs^2 , связанная с шумовым характером измеряемых сигналов, определяется так [114, 143] (рисунок 2.2)

$$\begin{aligned} \overline{\Delta s^2} &= \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{t_0(i)}^{t_0(i)+t_{шум}} \int_{t_0(j)}^{t_0(j)+t_{шум}} \overline{n_1(t-\theta)n_1(t-\theta')H_1(\theta)H_1(\theta')}d\theta d\theta'+ \\ &+ \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{t_0(i)+t_{шум}}^{t_0(i)+t_{aum}} \int_{t_0(j)+t_{шум}}^{t_0(j)+t_{aum}} \overline{n_2(t-\theta)n_2(t-\theta')H_2(\theta)H_2(\theta')}d\theta d\theta'+ \\ &+ \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{t_0(i)+t_{aum}}^{t_0(i+1)} \int_{t_0(j)+t_{aum}}^{t_0(j+1)} \overline{n_3(t-\theta)n_3(t-\theta')H_3(\theta)H_3(\theta')}d\theta d\theta'= \\ &= Q_1 + Q_2 + Q_3 . \end{aligned} \quad (2.10)$$

где $H(\theta)$ – импульсная характеристика синхронного фильтра, равная $H(\theta) = \exp(-\theta/\tau)/\tau$, τ – постоянная времени синхронного фильтра.

Автокорреляционную функцию шума $n(t)$ в сравнении с импульсными характеристиками фильтров $H(\theta)$ и периодом модуляции t_0 можно считать дельта-функцией $\delta(t)$ с интегральным значением $2B^2T^2$ [143], где B – полный коэффициент передачи измерительного тракта приемника. Время корреляции определяется полосой пропускания приемника и равно $1/\Delta f$ [21]. В соответствии с этим будем иметь:

$$\overline{n_1^2} = \frac{2B^2T_1^2}{\Delta f}; \quad \overline{n_2^2} = \frac{2B^2T_2^2}{\Delta f}; \quad \overline{n_3^2} = \frac{2B^2T_3^2}{\Delta f} . \quad (2.11)$$

Учитывая импульсную характеристику фильтров и принимая во внимание (2.11), первый интеграл Q_1 в (2.10) вычисляем следующим образом

$$Q_1 = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \int_{t_0(i)}^{t_0(i)+t_{шум}} \int_{t_0(j)}^{t_0(j)+t_{шум}} \frac{2B^2T_1^2}{\Delta f} \delta(\theta - \theta') \frac{1}{\tau_1^2} \exp\left(-\frac{2\theta}{\tau_1}\right) d\theta d\theta' =$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{i=0}^{\infty} \int_{t_0(i)}^{t_0(i)+t_{uim}} \frac{2B^2T_1^2}{\Delta f\tau_1^2} \exp\left(-\frac{2\theta}{\tau_1}\right) d\theta = -\frac{B^2T_1^2}{\Delta f\tau_1} \sum_{i=0}^{\infty} \left[\exp\left(-\frac{2(t_0i+t_{uim})}{\tau_1}\right) - \right. \\
&\quad \left. - \exp\left(-\frac{2(t_0i)}{\tau_1}\right) \right] = \frac{B^2T_1^2}{\Delta f\tau_1} \times \frac{1 - \exp\left(-\frac{2t_{uim}}{\tau_1}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{2t_0}{\tau_1}\right)} \cong \frac{B^2T_1^2}{\Delta f\tau_1} \times \frac{t_{uim}}{t_0}. \quad (2.12)
\end{aligned}$$

При вычислении интеграла Q_1 используем формулу для бесконечной геометрической прогрессии

$$\sum_{i=0}^{\infty} \exp\left(-\frac{2t_0i}{\tau}\right) = \frac{1}{1 - \exp\left(-\frac{2t_0}{\tau}\right)},$$

и воспользуемся разложением экспоненциальных функций в ряд Маклорена с приближением до двух членов (длительности t_{uim} , t_{aum} , $t_{aum}(m-1)$ много меньше постоянных времени τ_1 , τ_2 , τ_3 синхронного низкочастотного фильтра)

$$\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) = 1 - \left(\frac{t}{\tau}\right).$$

Такое разложение дает погрешность около 0,55 % при постоянной времени τ , равной $10t_{aum}$ (для сравнения, разложение экспоненциальной функции в ряд до трех членов дает ошибку приближения около 0,44 %). Как правило, в радиометрах постоянные времени накопительных фильтров много больше периода модуляции и выполняется условие $\tau > t_0$.

Другие интегралы в (2.10) Q_2 и Q_3 вычисляем аналогичным образом

$$Q_2 = \frac{B^2T_2^2}{\Delta f\tau_2} \times \frac{t_{aum} - t_{uim}}{t_0}; \quad Q_3 = \frac{B^2T_3^2}{\Delta f\tau_3} \times \frac{t_0 - t_{aum}}{t_0}. \quad (2.13)$$

После подстановки полученных интегральных выражений (2.12), (2.13) в (2.10) и учитывая, что $t_0 = mt_{aum}$, получим

$$\overline{\Delta s^2} = \frac{B^2}{mt_{aum}\Delta f} \left(\frac{T_1^2 t_{uim}}{\tau_1} + \frac{T_2^2 (t_{aum} - t_{uim})}{\tau_2} + \frac{T_3^2 (m-1)t_{aum}}{\tau_3} \right). \quad (2.14)$$

Принимая во внимание (2.6), окончательно получаем

$$\overline{\Delta s^2} = \frac{B^2}{m\Delta f} \left[\frac{T_1^2}{\tau_1} \times \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} + \frac{T_2^2}{\tau_2} \left(1 - \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} \right) + \frac{T_3^2(m-1)}{\tau_3} \right]. \quad (2.15)$$

При изменении временных интервалов амплитудно-импульсной модуляции, для обеспечения синхронности в накоплении шумового сигнала необходимо изменить постоянную времени той части цепи синхронного фильтра, которая накапливает данный сигнал. Это позволяет устранить запаздывания или опережения при интегрировании сигнала. В нашем случае, при увеличении времени накопления сигнала согласованной нагрузки от $t_{aим}$ (как в одноприемниковой схеме) до $(m-1)t_{aим}$, постоянную времени цепи также необходимо увеличить в $(m-1)$ -раз соответствующим увеличением емкости конденсатора. Тогда, если в (2.15) выполнить условие $\tau_1 = \tau_2 = \tau$, $\tau_3 = (m-1)\tau$, где τ_1, τ_2, τ_3 – постоянные времени синхронного фильтра, интегрирующие сигналы на соответствующих интервалах $t_{aим}, t_{шум} - t_{aим}, (m-1)t_{aим}$, после подстановки этих значений получим

$$\overline{\Delta s^2} = \frac{B^2}{m\Delta f\tau} [T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1T_2]. \quad (2.16)$$

Для одноприемниковой схемы количество одинаковых интервалов времени $t_{aим}$, на которые разбивается период амплитудно-импульсной модуляции, равно двум, $m=2$. После подстановки этого значения в (2.16) получим выражение для дисперсии одноприемниковой схемы, которое приведено в [144].

Далее, с использованием полученной дисперсии (2.16) находим выражение для определения флуктуационной чувствительности. Для этого применяем способ, описанный в [113]. Сначала определяем величину, на которую изменяются вольт-секундные площади положительного и отрицательного импульсов модулированной последовательности сигналов при изменении длительности широтно-импульсного сигнала на один дискрет Δt . Она будет равна

$$\Delta Q = B(T_1 - T_2) \frac{1}{Z}, \quad (2.17)$$

где Z – полное число дискретов Δt на интервале длительности $t_{aим}$.

Для вывода формулы определения флуктуационной чувствительности воспользуемся приведенным в [113] следующим правилом: изменение вольт-секундных площадей импульсных сигналов на выходе приемника при изменении длительности широтно-импульсного сигнала на один дискрет равно стандартному отклонению от

равенства этих вольт-секундных площадей, вызванному флуктуациями собственных шумов и шумовой природой сигналов. Усреднения сигнала в радиометре происходит в два этапа: сначала в синхронном низкочастотном фильтре (аналоговое накопление), затем последующим усреднением в микроконтроллере накопленных R цифровых кодов длительности $t_{\text{шум}}$ (цифровая фильтрация). В результате накопления сигнала дисперсия, как известно из теории ошибок и следует из работ [20, 21], снижается пропорционально корню квадратному из числа накоплений. Поэтому можно записать

$$\frac{\Delta Q}{\sqrt{\Delta s^2}} = \frac{1}{\sqrt{R}}. \quad (2.18)$$

После подстановки (2.16) и (2.17) в (2.18) и преобразований получим

$$m\Delta f\tau(T_1 - T_2)^2 R = Z^2 [T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2]. \quad (2.19)$$

Число Z в формуле (2.19) характеризует разрешение измерений. Весь диапазон изменения длительности $t_{\text{шум}}$ от нуля до $t_{\text{аум}}$ разбивается на Z временных дискретов Δt . С другой стороны, при изменении сигнала антенны от минимального до максимального значения, длительность широтно-импульсного сигнала изменяется от 0 до $t_{\text{аум}}$. Так как длительность $t_{\text{шум}}$ изменяется дискретно и по линейному закону связана с сигналом антенны, поэтому для минимального сигнала антенны ΔT^1 , который характеризует флуктуационную чувствительность, имеет место пропорция

$$\frac{dT_a}{Z} = \Delta T^1 \sim \Delta t = \frac{t_{\text{аум}}}{Z}, \quad (2.20)$$

где dT_a – диапазон измерения сигнала антенны. Изменение сигнала антенны на величину, меньшую ΔT^1 , не обнаруживается радиометром.

С использованием (2.19) и (2.20) получаем формулу для оценки чувствительности одного приемного канала многоприемникового радиометра

$$\Delta T^1 = \frac{dT_a \sqrt{T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2}}{\sqrt{\Delta f \tau m R} (T_1 - T_2)}. \quad (2.21)$$

Данная формула для конкретных сигналов T_1, T_2, T_3 , определяемых (2.2), имеет вид

$$\Delta T^1 = \frac{\sqrt{T_{\text{он},1}(2T_a + T_{\text{он},1} + T_{\text{он},2} + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_a(T_a + T_{\text{он},2})}}{\sqrt{\Delta f \tau m R}}. \quad (2.22)$$

При получении формулы (2.22) учтено равенство (2.9).

Из (2.22) следует, что увеличение параметра m и, соответственно, увеличение времени накопления сигнала согласованной нагрузки приводит к росту чувствительности приемного канала радиометра. Но это не так. С увеличением периода амплитудной модуляции, равного mt_{aum} , происходит уменьшение числа R накапливаемых в микроконтроллере цифровых кодов длительности t_{uum} . Так как произведение mR находится в подкоренном выражении формулы (2.22), отсюда следует, что чувствительность не изменится. Например, в одноприемниковой схеме на интервале $8t_{aum}$ $m = 2$ и $R = 4$, а в восьмиприемниковой схеме для одного приемника $m = 8$ и $R = 1$. Произведение mR , как для одноприемниковой схемы, так и для приемника в восьмиканальной схеме одинаково и равно 8. Поэтому такой простой прием, как увеличение времени наблюдения опорного сигнала согласованной нагрузки, не приводит к увеличению флуктуационной чувствительности. Она остается на том же уровне, если бы модуляция выполнялась по симметричному закону сигналом "меандр".

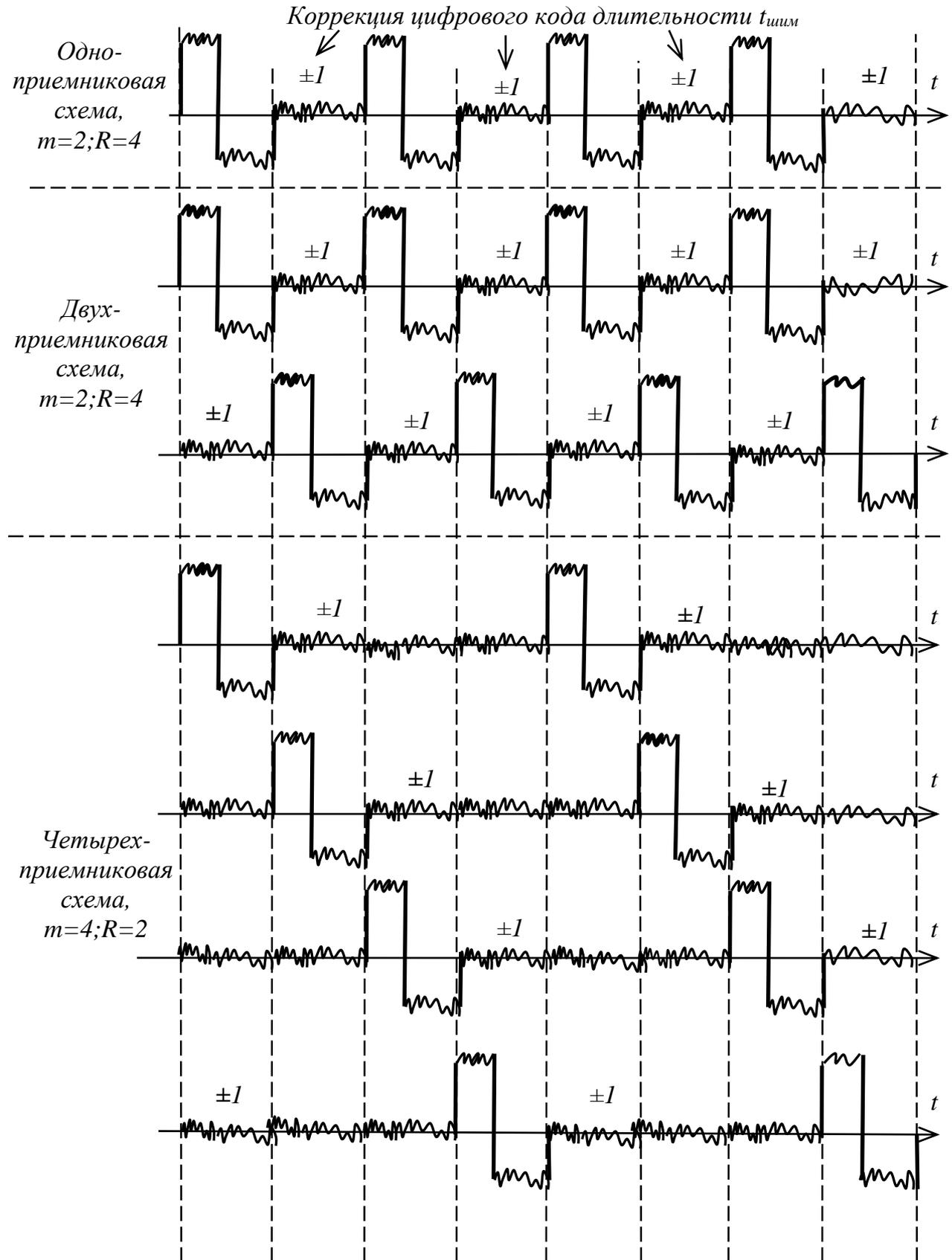
Из (2.22) следует, что чувствительность не является постоянной величиной и изменяется при изменении сигнала антенны. Поэтому естественным является вопрос, при каком сигнале антенны чувствительность минимальная (ΔT^1 принимает максимальное значение). Для этого продифференцируем соотношение (2.22) по T_a и приравняем производную нулю. Откуда, $T_a = T_{on,1} - T_{on,2}/2$. Следовательно, чувствительность составляет минимальную величину в середине диапазона измерений. Подставляя полученное значение сигнала антенны в формулу (2.22) найдем выражение, по которому можно оценить минимальную флуктуационную чувствительность одного приемного канала радиометра

$$\Delta T_{\max}^1 = \sqrt{\frac{2(T_{on,1} + T_{um})^2 + \frac{T_{on,2}^2}{4}}{\Delta f m R}}. \quad (2.22a)$$

2.5. Флуктуационная чувствительность многоприемникового нулевого радиометра

На рисунке 2.3 приведены временные диаграммы работы одно-, двух-, четырех- и восьми-приемниковых радиометрических схем нулевого радиометра [125, 145, 146]. Для примера рассмотрен временной интервал одного измерения t_{uzm} , состоящий из восьми временных одинаковых отрезков, равных t_{aum} . В процессе работы, после широтно-импульсной модуляции следует подключение опорного сигнала согласованной нагрузки

на вход радиометрического приемника и происходит коррекция цифрового кода длительности $t_{\text{шум}}$ на один младший разряд (± 1) для данного приемника.



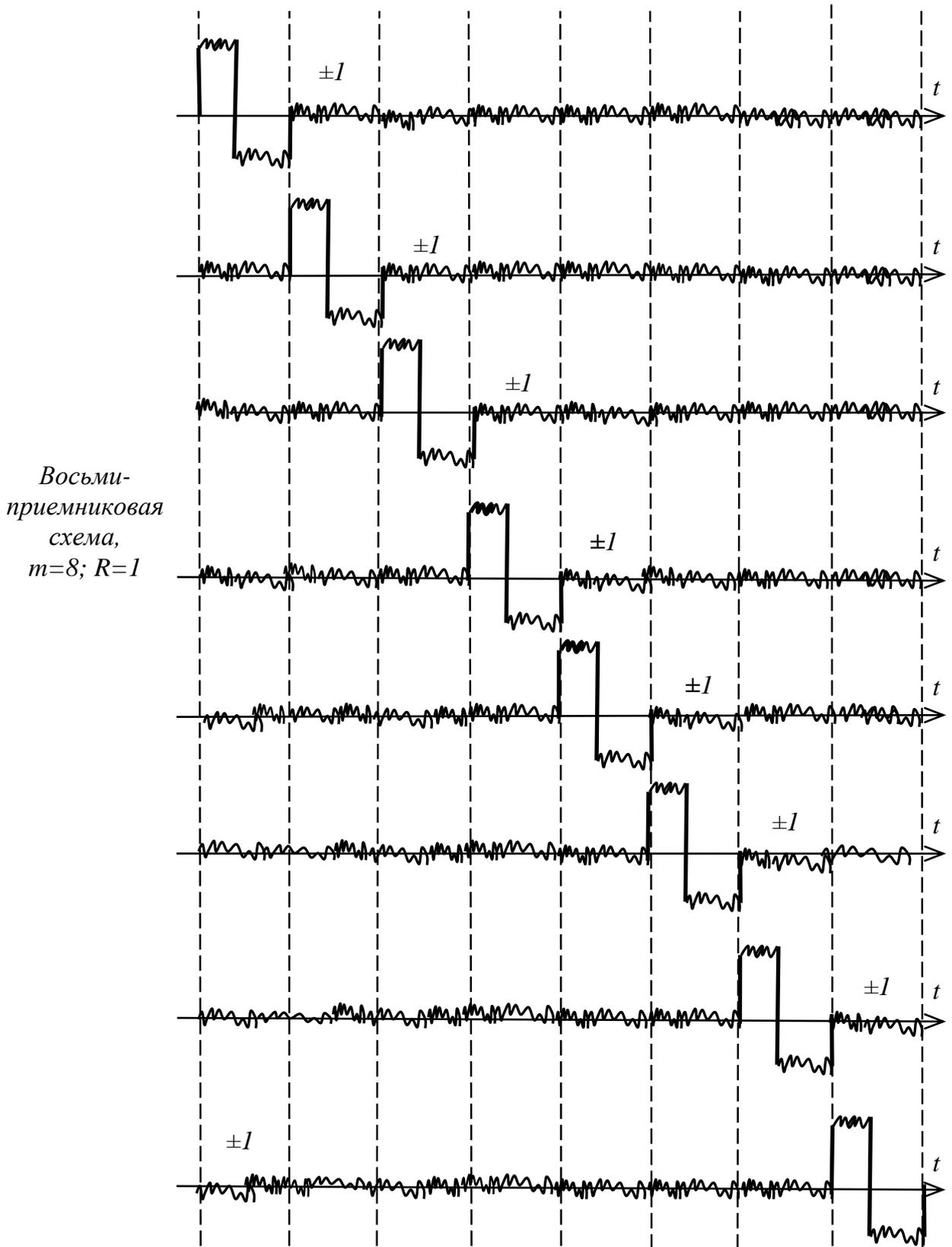


Рисунок 2.3 Временные диаграммы, иллюстрирующие работу одно-, двух-, четырех- и восьми-приемниковых радиометрических схем нулевого радиометра

После этого откорректированный код используется в формировании следующего широтно-импульсного сигнала и также передает в микроконтроллер на устройство накопления кодов для последующего вычисления результата измерения – расчета среднего значения накопленных кодов за интервал измерения (получение одного отсчета).

По принципу функционирования работа многоприемникового радиометра схожа с работой одноканального радиометра при многократном сканировании объекта исследования. Например, в радиоастрономии, при сканировании радиотелескопом одного и того же участка неба [20, 147, 148], в ходе дальнейшей обработки происходит синхронное, поточечное суммирование сканов с определением среднего. Результирующая шумовая дорожка имеет меньший разброс и позволяет выявить небольшие отклонения радиояркой температуры. Снижение дисперсии результирующей шумовой дорожки пропорционально корню квадратному из числа сканов.

Подобную аналогию можно провести и для многоприемникового радиометра. Так как приемные каналы работают отдельно на одну антенну, то каждый приемник по сути накапливает свой "скан" сигнала антенны и в результате обработки полученных значений длительности широтно-импульсного сигнала $t_{шум}$ всех приемников, разброс значений длительности (дисперсия) снижается пропорционально корню квадратному из числа приемных каналов.

Полученные массивы чисел ("сканы") первого приемника $t_{шум,1}^1, t_{шум,2}^1, \dots, t_{шум,R}^1$, второго приемника $t_{шум,1}^2, t_{шум,2}^2, \dots, t_{шум,R}^2, \dots, N$ -го приемника $t_{шум,1}^N, t_{шум,2}^N, \dots, t_{шум,R}^N$, можно обработать двумя способами. По первому способу, после каждого периода амплитудно-импульсной модуляции находится среднее значение (одна точка)

$$t_{шум,1} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_{шум,1}^i, \quad t_{шум,2} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_{шум,2}^i, \dots, \dots, \dots, \quad t_{шум,R} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_{шум,R}^i.$$

Затем, после получения всех точек на одном цикле измерения, в конце рассчитывается результат

$$t_{шум} = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шум,i}.$$

По второму способу, после истечения времени одного измерения рассчитываются средние значения по приемникам

$$t_{шшм}^1 = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шшм,i}^1, \quad t_{шшм}^2 = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шшм,i}^2, \dots, \quad t_{шшм}^N = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шшм,i}^N.$$

Затем находится результат вычислением

$$t_{шшм} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_{шшм}^i.$$

В ходе обработки сигналов всех приемников флуктуационная чувствительность многоприемникового радиометра возрастает в корень квадратный из числа приемников и будет равна

$$\Delta T = \frac{\Delta T^1}{\sqrt{N}}, \quad (2.23)$$

где ΔT^1 определяется соотношением (2.22).

Таким образом, чувствительность многоприемникового нулевого радиометра возрастает с увеличением количества приемных каналов. Для четырехприемникового радиометра чувствительность возрастает в два раза, для девятиприемникового радиометра – в три раза и т.д.

На практике сложно обеспечить создание радиометров с одинаковыми шумовыми свойствами, с одинаковой шумовой температурой $T_{ш}$. Разброс $T_{ш}$ от приемника к приемнику учитывается следующей формулой

$$T_{ш} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_{ш}^i.$$

Тогда, для (2.23) с учетом (2.22) окончательно получаем формулу для оценки флуктуационной чувствительности многоприемникового радиометра нулевого типа

$$\Delta T = \frac{\sqrt{T_{on,1}(2T_a + T_{on,1} + T_{on,2} + \frac{4}{N} \sum_{i=1}^N T_{ш}^i) + 2\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_{ш}^i\right)^2 - T_a(T_a + T_{on,2})}}{\sqrt{N} \sqrt{\Delta f \pi n R}} \quad (2.23a)$$

Выражение (2.23a) для минимальной чувствительности радиометра с учетом N приемных каналов принимает следующий вид

$$\Delta T_{\max} = \sqrt{\frac{2(T_{on,1} + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_{ш}^i)^2 + \frac{T_{on,2}^2}{4}}{N \Delta f \pi n R}}. \quad (2.23б)$$

Количество R накопленных кодов длительности широтно-импульсного сигнала в приемниках зависит от времени измерения $t_{изм}$ и частоты амплитудно-импульсной модуляции. Так как в многоприемниковом радиометре число приемных каналов ≥ 2 , тогда $m = N$ и формула для расчета числа накоплений имеет вид

$$R = \frac{t_{изм}}{Nt_{аим}} . \quad (2.24)$$

Если время измерения составляет 0,5 с, длительность управляющего импульса амплитудно-импульсной модуляцией равна 0,5 мс, тогда для четырехканальной схемы число накопленных кодов по каждому приемнику будет равно $R = 250$.

2.6. Динамические характеристики радиометра

Сравнение схемы одноприемникового радиометра с многоприемниковой схемой с позиции динамических свойств, быстродействия радиометра, показывает в пользу одноприемниковой схемы. Например, за одинаковый измерительный интервал времени, рассмотренный на рисунке 2.3, коррекция цифрового кода в схеме с одним приемником происходит 4 раза, а в восьмиприемниковой схеме, в каждом канале всего 1 раз. Поэтому отработка изменений антенного сигнала в многоприемниковой схеме происходит медленнее. Ниже приведен простой, но эффективный алгоритм, который позволяет повысить быстродействие многоприемникового радиометра и его можно применить как в одноканальной, так и в многоканальной схемах [149, 150].

Суть метода заключается в следующем. Согласно описанного выше принципа работы модифицированного нулевого радиометра с применением комбинации двух способов импульсной модуляции, на интервале подключения согласованной нагрузки к входу приемника происходит определение полярности напряжения на входе компаратора. Это необходимо для последующей коррекции цифрового кода длительности широтно-импульсного сигнала. Если такой съём сигнала производить не единожды, а несколько раз, и дальнейшую обработку сигналов компаратора выполнять

по мажоритарному принципу, то это позволит изменять код длительности не на один дискрет, а сразу на несколько дискретов, что является важным для исследования быстропротекающих процессов.

В ходе моделирования и практических реализаций был сделан вывод о том, что количество анализов полярности напряжения на входе компаратора желательно делать равным количеству приемников. В радиометре, с одной стороны, не происходит большого перерегулирования и с другой стороны, не возникают большие задержки в установлении сигнала. Вопросы перерегулирования и задержки связаны с постоянными времени синхронного фильтра и фильтра высоких частот и будут рассмотрены в следующих разделах.

Рассмотрим пример описанного метода слежения за сигналом антенны. Пусть для 8 – приемниковой схемы съем выходного сигнала компаратора на временном интервале $(m-1)t_{\text{аим}}$ происходит через равные промежутки времени 8 раз. Последующий анализ сигналов компаратора, логических единиц и нулей, выполняется по мажоритарному принципу. Например, если в результате получено 3 логических нуля (лог. 0) и 5 логических единиц (лог. 1), соответственно, в следующем периоде амплитудно-импульсной модуляции изменение кода длительности $t_{\text{шиим}}$ произойдет не на один дискрет Δt , а на 2 дискрета. Если получены 4 лог. 0 и 4 лог. 1, в следующем периоде модуляции длительность $t_{\text{шиим}}$ остается неизменной. В случае получения всех лог. 1 или всех лог. 0, что может соответствовать "скачку" сигнала антенны, изменения длительности широтного сигнала выполняются на 8 дискретов и так в каждом периоде, пока в результате слежения радиометр не перейдет в режим баланса для нового сигнала антенны.

2.7. Способ повышения линейности передаточной характеристики

В каждом приемнике радиометра на выходе установлены синхронный фильтр низких частот и фильтр высоких частот (разделительная RC -цепь) для исключения в сигналах постоянной составляющей, что необходимо для реализации принципа модификации нулевого приема.

В цепях синхронного фильтра выделяются постоянные составляющие шумовых протектированных сигналов, подавляются случайные импульсные выбросы. Тем самым обеспечивается устойчивость в контуре регулирования нулевого баланса, повышается помехоустойчивость и снижается перегрузка компаратора. Большое значение постоянной времени τ синхронного фильтра приводит к инерционности работы контура автоматического регулирования, к запаздыванию по управлению изменением длительности $t_{шум}$.

На запаздывание в контуре управления длительностью широтно-импульсного сигнала также оказывает влияние постоянная времени $\tau_{ФВЧ}$ фильтра высоких частот. Для постоянной составляющей данный фильтр является интегрирующим звеном. Накопление постоянной составляющей в RC -цепи фильтра происходит с некоторой инерционностью. Искажения формы импульсов, передаваемых через эту цепь, в виде спада вершин (сколов) этих импульсов влияют на линейность передаточной характеристики радиометра. Как показано в [151, 152], если от τ синхронного фильтра зависит чувствительность радиометра, то от $\tau_{ФВЧ}$ – линейность передаточной характеристики.

Для повышения скорости отработки изменений сигнала антенны контуром автоматического регулирования нулевого баланса постоянную времени $\tau_{ФВЧ}$ необходимо уменьшать. В схеме с одним приемником это приведет к увеличению

погрешности нелинейности характеристики преобразования. В [114] проведен анализ влияния постоянной времени $\tau_{ФВЧ}$ на линейность характеристики измерительного тракта в одноприемниковой схеме и получены формулы для оценки этой характеристики $t_{шум}^+$ с учетом постоянной времени и максимальной погрешности нелинейности $\delta t_{шум, макс}$

$$t_{шум}^+ = \tau_{ФВЧ} \ln \frac{T_{он,2} + T_a - T_{он,1} + (T_{он,1} - T_a) \exp \gamma}{T_{он,2}}, \quad (2.25)$$

$$\delta t_{шум, макс}^+ = \tau_{ФВЧ} \ln \frac{\tau_{ФВЧ} (\exp \gamma - 1)}{t_{аим}} + \frac{t_{аим}}{\exp \gamma - 1} - \tau_{ФВЧ}, \quad (2.26)$$

где $t_{шум}^+$ – длительность широтно-импульсного сигнала, следующего в начале импульса $t_{аим}$, $\gamma = t_{аим}/\tau_{ФВЧ}$.

В данном разделе описан способ, применение которого в многоприемниковом радиометре позволяет наряду с повышением флуктуационной чувствительности, что присуще многоприемниковым схемам вообще, уменьшить погрешность от нелинейности преобразований и повысить динамические характеристики радиометра [153–155]. Он заключается в создании многоприемникового радиометра с четным количеством приемников, для которых, например, для нечетных каналов широтно-импульсный сигнал вырабатывается в конце интервала $t_{аим}$, для четных – в начале интервала $t_{аим}$. Тогда погрешности нелинейности передаточных характеристик четных и нечетных приемных каналов будут иметь близкие по модулю значения, но разные знаки. В результате последующего усреднения значений выходных сигналов приемников получается результирующая характеристика измерительного тракта с хорошей линейностью. Вычисление среднего позволяет повысить линейность характеристики при больших погрешностях отдельных каналов. Данный алгоритм осуществления модуляции имеет место только для многоприемниковых схем.

На рисунке 2.4 приведены временные диаграммы работы двух приемников радиометра (четного и нечетного) по описанному алгоритму с данным типом модулирующей функции. Результирующая передаточная характеристика двух приемных каналов радиометра, полученная вычислением среднего имеет следующий вид

$$t_{шии\bar{m}} = \frac{t_{шии\bar{m}}^+ + t_{шии\bar{m}}^-}{2} = \frac{\tau_{ФВЧ}}{2} \ln \frac{(T_{on,2} + T_a - T_{on,1}) \exp \gamma + (T_{on,1} - T_a) \exp 2\gamma}{(T_{on,2} + T_a - T_{on,1}) \exp \gamma + (T_{on,1} - T_a)}, \quad (2.27)$$

где $t_{шии\bar{m}}^-$ – длительность широтно-импульсного сигнала, следующего в конце импульса $t_{aим}$.

На рисунке 2.5 приведена графическая иллюстрация рассчитанных по (2.27) результирующих передаточных характеристик двух приемников радиометра для различных постоянных времени фильтра высоких частот, построенные для диапазона измерения 50 – 350 К и длительности импульса $t_{aим}$, управляющего амплитудно-импульсной модуляцией, равной 500 мкс. Из графиков следует, что характеристики имеют близкий к линейному характер для различных постоянных времени цепи, практически не зависят от параметров фильтра. Только в случае низкого значения $\tau_{ФВЧ}$, в нашем примере равного 0,25 мс, возникает незначительная нелинейность характеристики преобразования. На этом же графике пунктирной линией приведена кривая, построенная по формуле (2.25), характеризующая передаточную характеристику одного приемника для постоянной времени RC -цепи фильтра высоких частот 0,25 мс.

Погрешность нелинейности результирующей передаточной характеристики определяется из выражения

$$\delta t_{\text{шум}} = \frac{\tau_{\text{ФВЧ}}}{2} \ln \frac{(T_{\text{on},2} + T_a - T_{\text{on},1}) \exp \gamma + (T_{\text{on},1} - T_a) \exp 2\gamma}{(T_{\text{on},2} + T_a - T_{\text{on},1}) \exp \gamma + (T_{\text{on},1} - T_a)} - \frac{T_{\text{on},1} - T_a}{T_{\text{on},2}} t_{\text{аим}} \cdot (2.28)$$

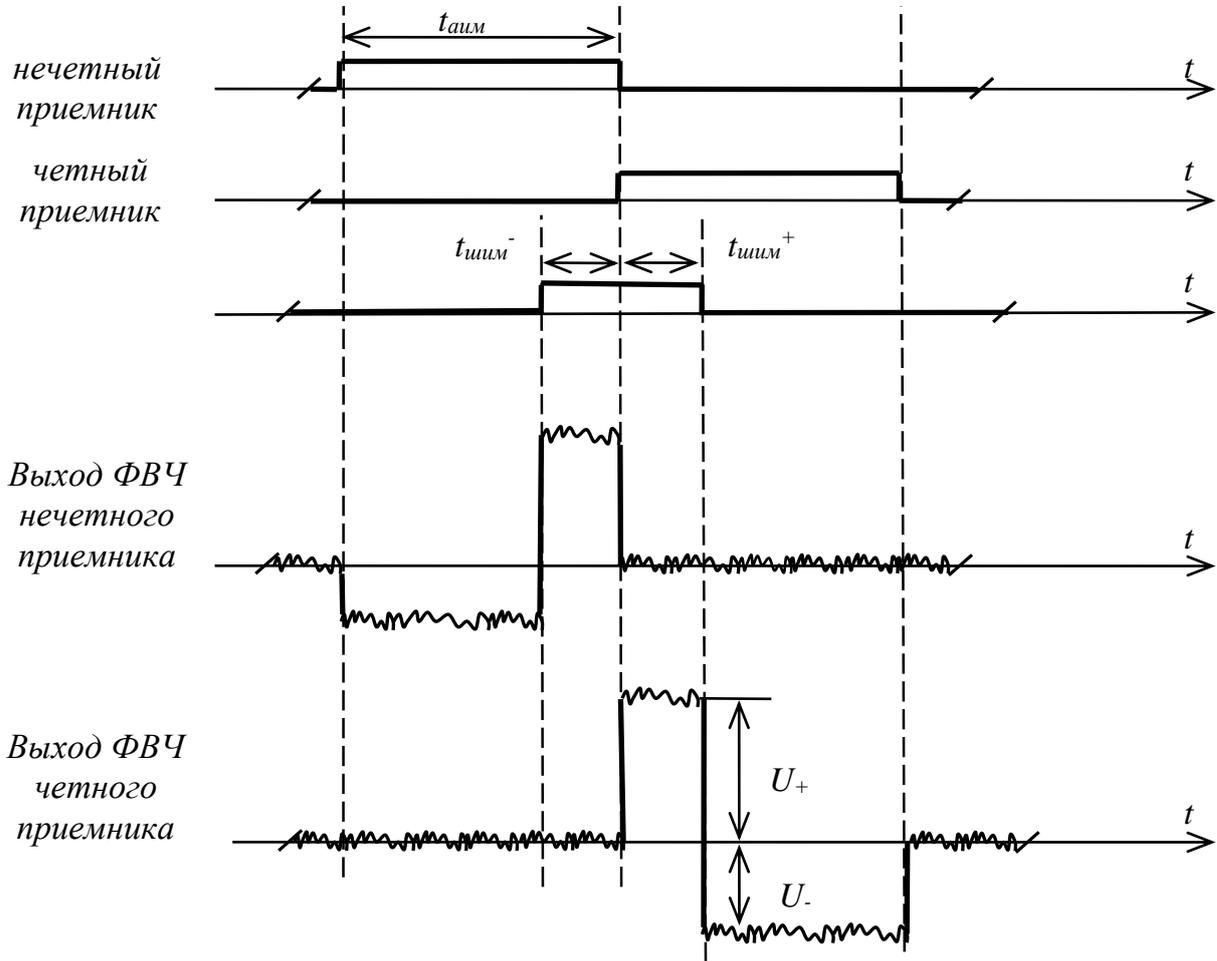


Рисунок 2.4 Временные диаграммы функционирования двух приемников радиометра (четного и нечетного) по алгоритму, позволяющему повысить линейность передаточной характеристики многоприемникового радиометра

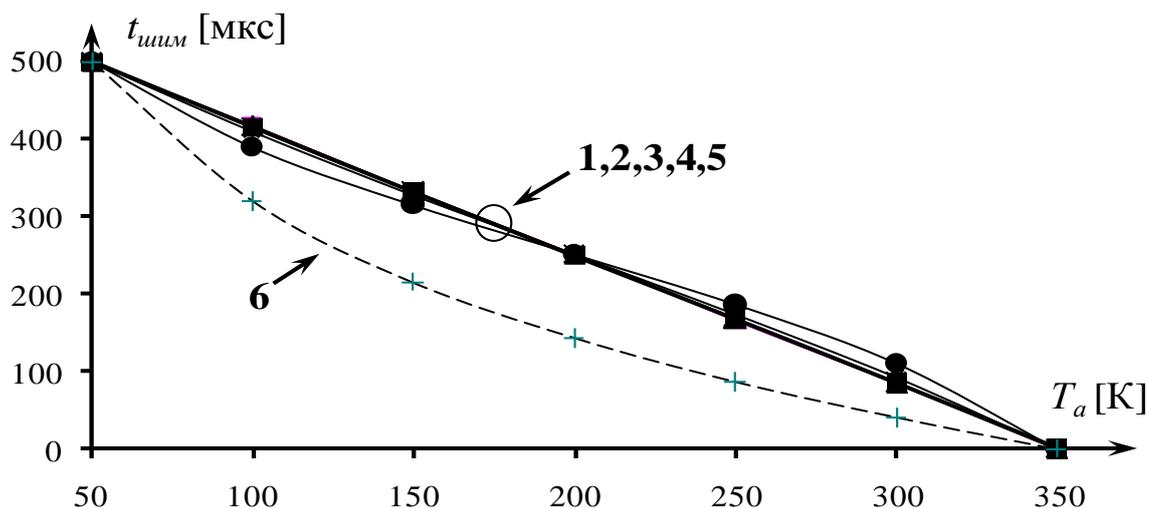


Рисунок 2.5 Результирующие передаточные характеристики двух приемников радиометра. Постоянные времени $\tau_{ФВЧ}$: 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2,5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0,5 мс, 6 – 0,25 мс

На рисунке 2.6 приведены кривые, характеризующие данную погрешность измерений в зависимости от сигнала антенны, для различных постоянных времени ФВЧ. Из построенных графиков следует, что погрешность нелинейности результирующей передаточной характеристики двух приемников радиометра имеет два экстремальных значения положительной и отрицательной величины и становится равной нулю в середине шкалы преобразования.

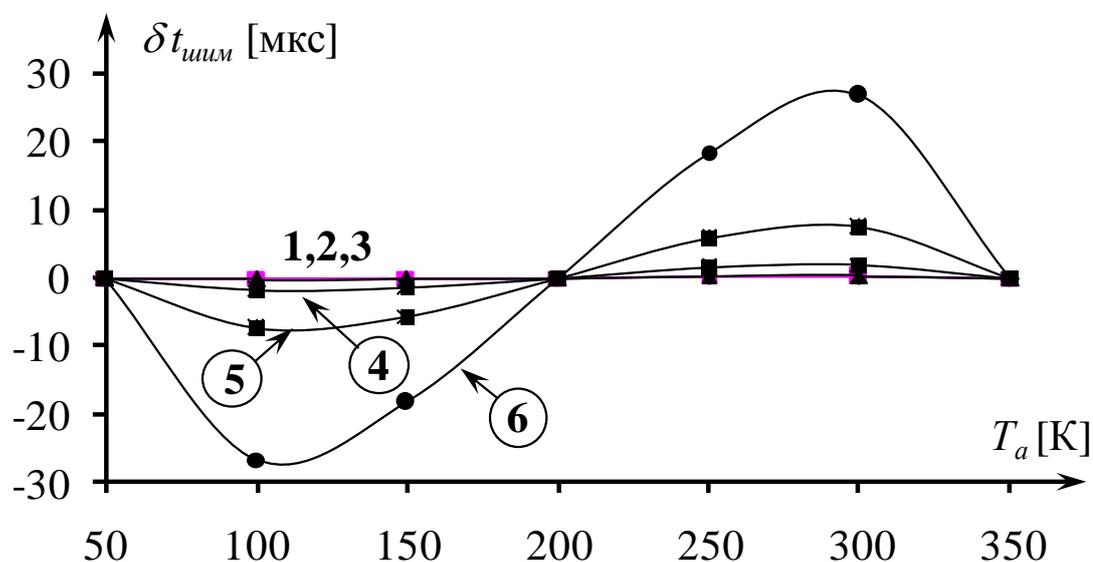


Рисунок 2.6 Погрешность нелинейности результирующей передаточной характеристики двух приемников радиометра. Постоянные времени фильтра высоких частот такие же, как и на рисунке 2.5

Погрешность нелинейности принимает максимальные значения для сигналов антенны, определяемых дифференцированием выражения (2.28) по T_a и приравниванием производной нулю

$$T_{a,1} = T_{on,1} + \frac{T_{on,2}}{2}(A-1), \quad (2.29)$$

$$T_{a,2} = T_{on,1} + \frac{T_{on,2}}{2}(A+1), \quad (2.30)$$

где $A = \frac{\exp \gamma + 1}{\exp \gamma - 1} \sqrt{1 - \frac{2\tau_{ФВЧ}(\exp \gamma - 1)}{t_{aим}(\exp \gamma + 1)}}$.

Подстановкой найденных сигналов антенны (2.29) и (2.30) в равенство (2.28) находим два значения погрешности нелинейности характеристики преобразования, по которым может быть оценена ее максимальная величина

$$\delta t_{иим, макс, 1} = \frac{\tau_{ФВЧ}}{2} \ln \frac{(A+1)\exp \gamma - (A-1)\exp 2\gamma}{(A+1)\exp \gamma - (A-1)} + \frac{t_{aим}}{2}(A-1), \quad (2.31)$$

$$\delta t_{иим, макс, 2} = \frac{\tau_{ФВЧ}}{2} \ln \frac{(A+1)\exp 2\gamma - (A-1)\exp \gamma}{(A+1) - (A-1)\exp \gamma} - \frac{t_{aим}}{2}(A+1). \quad (2.32)$$

Аналогично одноприемниковым схемам, максимальные значения погрешности не зависят от сигналов опорных источников шума. Полученные два значения погрешности нелинейности результирующей передаточной характеристики имеют разные знаки, но равны по модулю. На рисунке 2.7 приведена графическая иллюстрация зависимости $\delta t_{иис, макс} = f(\tau_{ФВЧ})$, вычисленная по формуле (2.31) и представленная в процентном отношении к максимальной длительности широтно-импульсного сигнала, равной 500 мкс (кривая 1). На этом же графике построена зависимость погрешности нелинейности от постоянной времени цепи ФВЧ, характеризующая один

приемник (кривая 2). Из рисунка видно, что в случае двухприемниковой схемы и специального вида функции модулирующего широтно-импульсного сигнала, погрешность нелинейности передаточной характеристики значительно снижается. На рисунке 2.8 приведен график, показывающий отношение максимальных значений погрешностей нелинейности в схемах с двумя и одним приемниками (отношение погрешностей показано в размах) в зависимости от постоянной времени фильтра высоких частот.

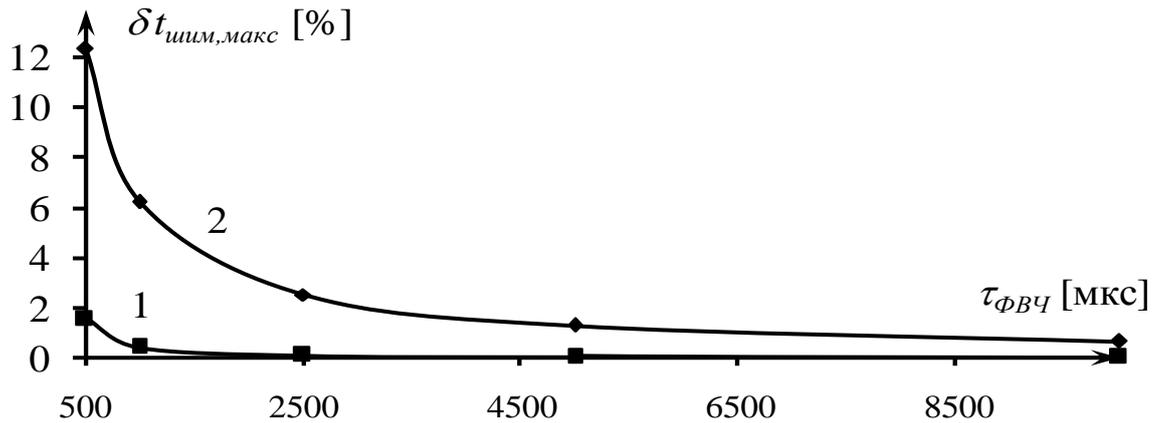


Рисунок 2.7 Зависимость максимального значения погрешности нелинейности от постоянной времени фильтра высоких частот (1 – два приемника, 2 – один приемник)

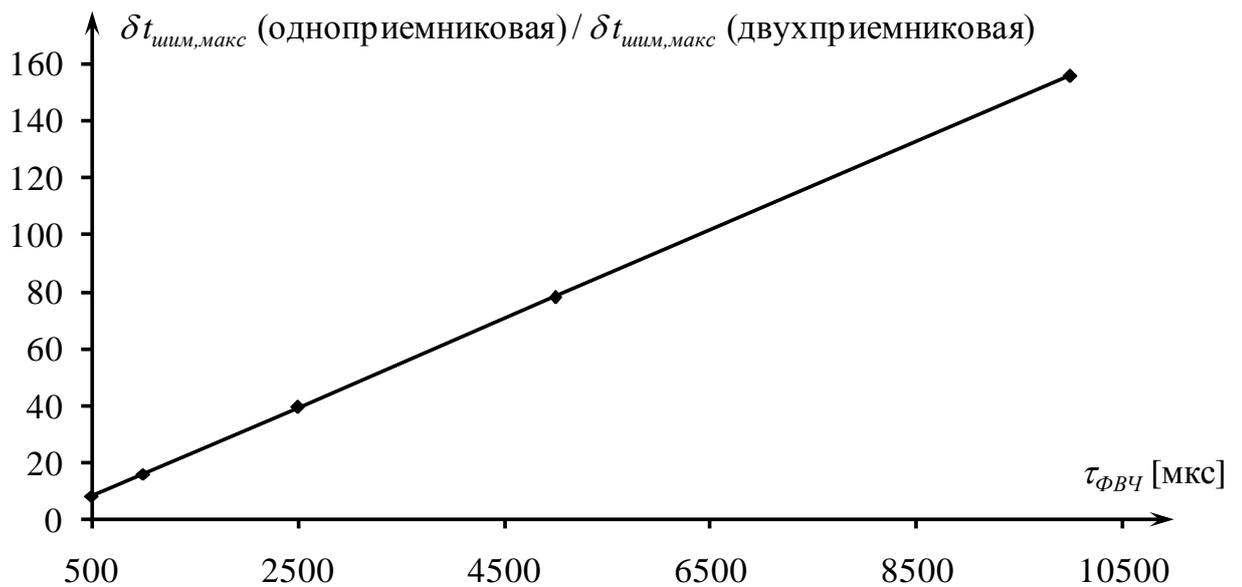


Рисунок 2.8 Сравнение погрешностей нелинейности радиометров с одним и двумя приемниками (в размах) для различных постоянных времени фильтра высоких частот

Из приведенных рассмотрений можно сделать вывод о том, что при обеспечении одинаковой погрешности нелинейности для схем радиометров с одним и двумя приемниками, в двухприемниковой схеме можно реализовать более высокое быстродействие за счет уменьшения постоянных времени фильтра высоких частот (разделительной цепи).

2.8. Калибровка многоприемникового радиометра

Калибровка является важной операцией по настройке радиометра и заключается в установлении требуемой передаточной характеристики [156–160]. Калибровка является необходимой операцией и особенно важна для радиометров при проведении абсолютных, а не относительных измерений. Калибровочный процесс делится на внутренний и внешний. Внешняя калибровка производится вместе с антенной и выполняется по внешним эталонам, чаще всего естественным источникам (небо, вода, участки суши и т.д.). При внутренней калибровке вместо антенны на вход поочередно подключаются два шумовых эталона, один из которых определяет смещение характеристики преобразования, другой – ее наклон (двухточечный метод). Суть калибровки заключается в переносе эталонных сигналов на внутренние опорные источники шума, где они "запоминаются" и в дальнейшем, при работе прибора используются как эталоны, определяющие передаточную характеристику радиометра.

Калибровка позволяет устранить влияние на точность измерений неидеальностей входного тракта радиометра, учесть потери в переключателях, соединительных линиях и соединениях, скомпенсировать неидеальную направленность направленного ответвителя, вентиля и т.д.

В разработанном и рассмотренном многоприемниковом радиометре на модификации метода нулевых измерений регулировка опорных источников и сам процесс настройки передаточной характеристики значительно упрощен относительно других типов нулевых радиометров. Алгоритм калибровки заключается в следующем [125, 161].

Согласно (2.9) верхняя граница диапазона измерений $T_{a, макс}$ равна $T_{on,1}$ и имеет место при $t_{шум} = 0$. Нижняя граница диапазона измерений $T_{a, мин}$ определяется разностью $T_{on,1} - T_{on,2}$ при $t_{шум} = t_{aим}$.

Калибровка выполняется в два этапа и начинается с подключения на вход радиометра вместо антенны эталона, определяющего верхнюю границу диапазона измерения, $T_{эт, макс} = T_{а, макс}$. На этом этапе калибровки сигнал подшумливания выключен, что выполняется соответствующей установкой длительности $t_{шум}$ равной нулю. Регулировка сигнала $T_{он,1}$ производится одновременно по всем приемным каналам изменением температуры согласованной нагрузки каждого приемника (изменение температуры локального нагревателя). Для каждого приемника регулировка температуры согласованной нагрузки осуществляется до момента исчезновения частоты модуляции на входе компаратора (данная регулировка аналогична работе аналогового нулевого радиометра). На выходе компаратора будут случайно повторяющиеся переходы между уровнями логического нуля и единицы.

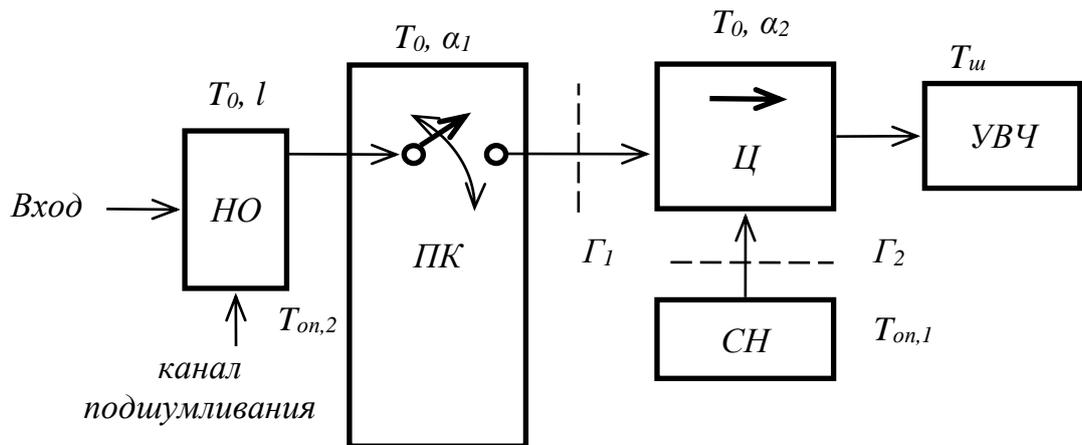
После того, как все приемные каналы отрегулированы на верхнюю границу диапазона измерений, на вход радиометра подключается эталон, определяющий нижнюю границу диапазона, $T_{эт, мин} = T_{а, мин}$. Сигнал $t_{шум}$ устанавливается равным $t_{аим}$, то есть на протяжении этого этапа калибровки канал подшумливания постоянно включен. Регулировка сигнала подшумливания $T_{он,2}$ осуществляется во входном блоке. Так как в радиометре канал подшумливания один на все приемники, регулировка $T_{он,2}$ производится по всем каналам последовательно. Настройка каждого приемника на нижнюю границу диапазона производится до исчезновения частоты модуляции на входе соответствующего компаратора (аналогично первому этапу калибровки). В микроконтроллере формируются для каждого приемного канала свои коды для управляемого генератора шума, которые в процессе работы поступают в канал подшумливания.

Как следует из алгоритма калибровки, она может быть реализована в полуавтоматическом режиме под управлением микроконтроллера с применением цифроаналоговых преобразователей.

2.9. Влияние неидеальности входного тракта на точность измерений

На рисунке 2.9 приведен фрагмент структурной схемы входного блока радиометра, в которой учтены основные неидеальности узлов, входящих в этот блок, которые в большей степени влияют на точность измерений. Рассмотрены потери в

переключателе $ПК$ (α_1) и потери в циркуляторе $Ц$ (α_2). Так как направленный ответвитель $НО$ имеет конечный коэффициент связи (l), необходимо учесть ответвление части сигнала антенны T_a в канал подшумливания. Схема также учитывает неидеальность отражения разомкнутого ключа переключателя $ПК$ отражательного типа (Γ_1 – коэффициент отражения по мощности) и не полное согласование нагрузки $СН$, включенной в обратное плечо циркулятора (Γ_2).



**Рисунок 2.9 Фрагмент структурной схемы входного тракта
многоприемникового нулевого радиометра**

В ходе анализа считаем, что антенна идеально согласована с пространством и в шумовой температуре антенны T_a уже учтены ее омические потери.

Потери в переключателе и циркуляторе не только уменьшают передаваемый сигнал, но и вносят дополнительные шумы, зависящие от физической температуры узла и величины ослабления сигнала. Это учитывается следующей формулой $T\alpha + T_0(1-\alpha)$, где T – входной сигнал, α – коэффициент передачи (равен 1, если нет ослабления передаваемого сигнала; равен 0, если происходит полное подавление сигнала, сигнал на выход не поступает), T_0 – физическая температура узла.

При распространении сигнала через направленный ответвитель, его часть ответвляется в канал подшумливания и на выходе направленного ответвителя сигнал будет меньше на величину $T(1-l)$, где l – коэффициент связи направленного ответвителя.

Таким образом, принимая во внимание данные замечания, уровни сигналов T_1, T_2, T_3 на входе приемника, которые для идеальной схемы определялись из соотношений (2.2) (рисунок 2.2), с учетом неидеальности входного тракта станут равными

$$T_1 = [T_a(1-l)\alpha_1 + T_{on,2}\alpha_1 + T_0(1-\alpha_1)]\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + T_{ш}, \quad (2.33)$$

$$T_2 = [T_a(1-l)\alpha_1 + T_0(1-\alpha_1)]\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + T_{ш}, \quad (2.34)$$

$$T_3 = T_{on,1}\Gamma_1\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + T_{ш}\Gamma_1\Gamma_2\alpha_2 + T_{ш}, \quad (2.35)$$

где α_1 и α_2 – коэффициенты передачи переключателя и циркулятора, l – коэффициент связи направленного ответвителя, Γ_1 и Γ_2 – коэффициенты отражения по мощности сигналов от закрытого ключа переключателя и согласованной нагрузки циркулятора, соответственно.

Последняя формула (2.35) рассмотрена без учета интерференции собственных шумов $T_{ш}$.

После подстановки данных уровней сигналов (2.33) – (2.35) в (2.6) получим

$$t_{шшш} = \frac{T_{on,1}\Gamma_1 - T_a(1-l)\alpha_1 - T_0(1-\alpha_1) + T_{ш}\Gamma_1\Gamma_2}{T_{on,2}\alpha_1} t_{аим}. \quad (2.36)$$

Как следует из (2.36) потери в циркуляторе (α_2) не влияют на точность измерений.

Если элементы входного узла идеальные, то есть $\alpha_1 = 1, \Gamma_1 = 1, \Gamma_2 = 0, l \approx 0$, то получим формулу (2.7).

Ниже показано, что в процессе калибровки радиометра, при настройке сигналов $T_{on,1}$ и $T_{on,2}$, после завершения регулировки данные сигналы учитывают неидеальности тракта.

На первом этапе калибровки (см. раздел 2.8), когда $t_{шум} = 0$ и на вход подключается первый эталон $T_a = T_{эт,макс}$, производится настройка на равенство уровней T_2 и T_3 , заданных соотношениями (2.34) и (2.35)

$$\begin{aligned} [T_{эт,макс}(1-l)\alpha_1 + T_0(1-\alpha_1)]\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + T_{ш} = T_{on,1}\Gamma_1\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + \\ + T_{ш}\Gamma_1\Gamma_2\alpha_2 + T_{ш} , \end{aligned}$$

откуда

$$T_{on,1} = T_{эт,макс}(1-l)\frac{\alpha_1}{\Gamma_1} + T_0\frac{1-\alpha_1}{\Gamma_1} - T_{ш}\Gamma_2. \quad (2.37)$$

То есть, настроенный опорный сигнал $T_{on,1}$ не будет равен $T_{эт,макс}$. Он отличается от него на величину, пропорциональную потерям в переключателе (коэффициент передачи $\alpha_1 \neq 1$), неидеальности его отражательной способности ($\Gamma_1 \neq 1$), неидеальности вентильного режима работы циркулятора ($\Gamma_2 \neq 0$).

На втором этапе калибровки, когда $t_{шум} = t_{аим}$, на вход подключается второй эталон $T_a = T_{эт,мин}$ (нижняя граница диапазона измерений) и регулируется сигнал канала подшумливания $T_{on,2}$ на выполнение равенства уровней T_1 и T_3 (выражения (2.33) и (2.35))

$$\begin{aligned} [T_a(1-l)\alpha_1 + T_{on,2}\alpha_1 + T_0(1-\alpha_1)]\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + T_{ш} = \\ = T_{on,1}\Gamma_1\alpha_2 + T_0(1-\alpha_2) + T_{ш}\Gamma_1\Gamma_2\alpha_2 + T_{ш} , \end{aligned}$$

откуда, с учетом (2.37) получаем

$$T_{on,2} = (T_{эт,макс} - T_{эт,мин})(1-l). \quad (2.38)$$

После подстановки полученных соотношений (2.37) и (2.38) в (2.36) получим

$$t_{шум} = \frac{T_{эт, макс} - T_a}{T_{эт, макс} - T_{эт, мин}} t_{аим}. \quad (2.39)$$

В формуле (2.39) диапазон измерений $T_{эт, макс} - T_{эт, мин}$ определяется величиной опорного сигнала, формируемого каналом подшумливания $T_{он,2}$. Это так же следует из (2.9).

Таким образом, длительность широтно-импульсного сигнала полностью определяет сигнал антенны с учетом сигналов эталонных источников и не зависит от неидеальности параметров элементов входного тракта. Их неидеальность в ходе калибровки учитывается. Следовательно, требованиями для обеспечения точности измерений является сохранение параметров узлов в процессе работы, обеспечение постоянства T_0 и $T_{ш}$ на момент калибровки радиометра, что заключается в решении вопросов по обеспечению стабильности измерений, как во времени, так и при изменении температуры рабочей среды.

Проведем оценку изменений физической температуры входного блока T_0 и шумовой температуры приемника $T_{ш}$, их влияние на точность измерений. Для этого определим границы этих изменений, которые не повлияют на точность измерений, то есть изменения выходного сигнала не превысят флуктуационную чувствительность радиометра.

Как следует из (2.7) изменения опорных сигналов $\delta T_{он,1}$ и $\delta T_{он,2}$ вносят вклад в погрешность представления длительности $t_{шум}$, равную $\delta t_{шум}$. Из теории распространения ошибок [162], принимая во внимание только второй член в разложении ряда Тейлора и пренебрегая всеми членами более высокого порядка, выражение для погрешности $\delta t_{шум}$ можно записать в виде

$$\delta t_{шум} = \frac{\partial t_{шум}}{\partial T_{он,1}} \delta T_{он,1} + \frac{\partial t_{шум}}{\partial T_{он,2}} \delta T_{он,2}. \quad (2.40)$$

После подстановки (2.7) и дифференцирования получим

$$\delta t_{\text{шум}} = \frac{t_{\text{аум}}}{T_{\text{он},2}} \delta T_{\text{он},1} - \frac{(T_{\text{он},1} - T_a) t_{\text{аум}}}{T_{\text{он},2}^2} \delta T_{\text{он},2}. \quad (2.41)$$

Первый член в правой половине равенства (2.41) является аддитивной составляющей погрешности (не зависит от сигнала антенны), второй – мультипликативной составляющей (зависит от T_a). По определению ошибка $\delta t_{\text{шум}}$ не должна превышать флуктуационной чувствительности радиометра, которая согласно (2.20) равна временному дискрету Δt . В микроконтроллере этому дискрету соответствует 1 младший разряд цифрового кода длительности широтно-импульсного сигнала. Длительность импульса $t_{\text{аум}}$ (ей соответствует максимальная длительность широтного сигнала) в цифровом эквиваленте равна $Z=2^n$ (см. (2.20)), где n – количество разрядов цифрового кода длительности $t_{\text{шум}}$, хранящейся в микроконтроллере радиометра. С учетом данных пояснений (2.41) можно записать в виде

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{T_{\text{он},2}} \delta T_{\text{он},1} - \frac{(T_{\text{он},1} - T_a)}{T_{\text{он},2}^2} \delta T_{\text{он},2} \quad (2.42)$$

Если аддитивную и мультипликативную составляющие погрешности взять по модулю, это будет соответствовать максимальной погрешности. Далее будем считать, что погрешности опорных сигналов $T_{\text{он},1}$ и $T_{\text{он},2}$ распределены равномерно и каждая составляет половину от полной погрешности.

Тогда

$$\delta T_{\text{он},1} = \frac{T_{\text{он},2}}{2Z}, \quad (2.43)$$

$$\delta T_{\text{он},2} = \frac{T_{\text{он},2}^2}{2Z(T_{\text{он},1} - T_a)}. \quad (2.44)$$

Мультипликативная погрешность (2.44) будет максимальной при $T_a = T_{a,мин}$. Согласно (2.9) $T_{on,1} - T_{a,мин} = T_{on,2}$. Поэтому формула для максимальной мультипликативной погрешности, с учетом данного замечания примет вид

$$\delta T_{on,2} = \frac{T_{on,2}}{2Z}. \quad (2.45)$$

Рассмотрим влияние изменений опорных сигналов на точность измерений по раздельности. Согласно (2.37), после проведения калибровочного цикла на опорный сигнал $T_{on,1}$ влияют как изменения физической температуры термостата входного блока T_0 , так и изменения собственных шумов приемника радиометра T_u . Определим это влияние аналогично (2.40)

$$\delta T_{on,1} = \frac{\partial T_{on,1}}{\partial T_0} \delta T_0 + \frac{\partial T_{on,1}}{\partial T_u} \delta T_u. \quad (2.46)$$

После подстановки в (2.46) выражения для $T_{on,1}$ (2.37) и дифференцирования получим

$$\delta T_{on,1} = \frac{1 - \alpha_1}{\Gamma_1} \delta T_0 - \Gamma_2 \delta T_u. \quad (2.47)$$

Далее, приравняем (2.43) и (2.47) и распределим погрешности от двух составляющих (от T_0 и T_u) равномерно, в равных долях. Тогда

$$\frac{1 - \alpha_1}{\Gamma_1} \delta T_0 = \frac{T_{on,2}}{4Z}, \quad \Gamma_2 \delta T_u = \frac{T_{on,2}}{4Z}. \quad (2.48)$$

Откуда получим окончательные выражения для оценки границ изменения величин T_0 и T_u , в пределах которых изменения выходного сигнала не превысят флуктуационную чувствительность радиометра.

$$\delta T_0 = \frac{T_{on,2} \Gamma_1}{4Z(1 - \alpha_1)}, \quad \delta T_u = \frac{T_{on,2}}{4Z\Gamma_2}. \quad (2.49)$$

Приведем пример расчета δT_0 и $\delta T_{ш}$ для радиометра, имеющего диапазон измерений 300 К ($T_{on,2} = 300$ К). Данный диапазон чаще всего соответствует работе радиометра при исследовании природных сред. Пусть потери в переключателе составляют 0,5 дБ ($\alpha_1 = 0,891$), передача сигнала в обратном направлении циркулятора составляет – 30 дБ ($\Gamma_2 = 0,001$), коэффициент отражения переключателя $\Gamma_1 = 0,9$. Предположим, что длительность широтно-импульсного сигнала $t_{шии}$ в микроконтроллере представлена 12-разрядным кодом ($n = 12$), что соответствует $\Delta T \approx 0,07$ К и $Z = 2^n = 4096$. Для данного примера рассчитываем по формулам (2.49) δT_0 и $\delta T_{ш}$, которые будут соответственно равны 0,15 К и 18,3 К.

Из данных расчетов можно сделать следующие выводы. Во-первых, для обеспечения заданной точности измерений входной блок радиометра необходимо термостатировать с точностью $\pm 0,075^\circ\text{C}$. Во-вторых, изменения шумовой температуры приемников не должны превышать 18,3 К. Для современных малошумящих усилителей высоких частот, обладающих собственными шумами в пределах 50 К, выполнение этого условия не представляет сложности.

Далее рассмотрим влияние изменений второго опорного сигнала $T_{on,2}$ на точность измерений. Согласно (2.38) на данный сигнал влияют только изменения коэффициента связи направленного ответвителя l . Отсюда можно сделать вывод, что погрешность может возникнуть в процессе формирования данного сигнала в канале опорного подшумливания. $T_{on,2}$ определяется соотношением (2.1), из которого следует, что опорный сигнал зависит от стабильности $T_{гш}$ и T_0 . Аналогично приведенным выше расчетам, с учетом (2.1) вычислим погрешность опорного сигнала канала подшумливания

$$\begin{aligned}\delta T_{on,2} &= \frac{\partial T_{on,2}}{\partial T_{zш}} \delta T_{zш} + \frac{\partial T_{on,2}}{\partial T_0} \delta T_0 = \alpha l \delta T_{zш} + (l - \alpha l + 1 - l - 1) \delta T_0 = \\ &= \alpha l \delta T_{zш} - \alpha l \delta T_0.\end{aligned}\quad (2.50)$$

Чтобы уменьшить ответвление в канал подшумливания части полезного сигнала антенны, для этого необходимо обеспечить слабую связь между линиями в направленном ответвителе. При коэффициенте связи l равном $-20 \div 30$ дБ вторым членом в правой половине выражения (2.50) можно пренебречь, так как $T_{zш} \gg T_0$, и тогда можно записать

$$\delta T_{on,2} \cong \alpha l \delta T_{zш}.\quad (2.51)$$

Принимая во внимание (2.45) и (2.51) и решая совместно данные равенства получим

$$\delta T_{zш} = \frac{T_{on,2}}{2Z\alpha l}.\quad (2.53)$$

По формуле (2.53) можно вычислить величину изменения сигнала генератора шума, которая не окажет влияния на точность измерений. Продолжим рассмотрение предыдущего примера. Для этого дополним его значением коэффициента передачи аттенюатора канала подшумливания $\alpha = 0,1$ (-10 дБ), коэффициентом связи направленного ответвителя $l = 0,003$ ($-25,2$ дБ). Для заданного сигнала $T_{on,2} = 300$ К, применяя (2.1) рассчитываем сигнал генератора шума, который с учетом его ослабления в аттенюаторе и при передачи через направленный ответвитель равен $T_{zш} \approx 10^6$ К. Далее, по формуле (2.53) для $Z = 4096$ рассчитываем пределы изменения сигнала генератора шума: $\delta T_{zш} = 122,07$ К, что составляет $0,012\%$ от полного сигнала генератора шума. Следовательно, отклонения сигнала генератора шума для нашего примера не должны превышать ± 61 К. В этом случае погрешность измерения сигнала антенны не превысит

флуктуационную

чувствительность

радиометра.

Выводы

Рассмотрена запатентованная структурная схема и принцип функционирования многоприемникового радиометра, приведен алгоритм авторегулирования нулевого баланса. Выполнен анализ флуктуационной чувствительности и получены соотношения для ее расчета. Рассмотрены динамические свойства радиометра и способ повышения линейности передаточной характеристики. Приведен алгоритм калибровки и получены выражения для определения степени влияния на точность измерений неидеальности входного тракта радиометра. Оценены границы изменения физической температуры входного блока и шумовой температуры приемника, в пределах которых изменения выходного сигнала не превышают флуктуационной чувствительности радиометра.

Многоприемниковая схема нулевого радиометра по сравнению с другими радиометрами того же класса позволяет улучшить три параметра системы – чувствительность (одна из важнейших, если не самая главная характеристика любой приемной системы), стабильность параметров радиометра во времени и при изменении условий окружающей среды, надежность работы.

Вполне понятно, что создание радиометров по многоприемниковым схемам приводит к увеличению габаритов, веса и потребляемой мощности. Но, с одной стороны, в многоприемниковых схемах повышается "живучесть" системы, ее надежность, что является особенно важным для автономного базирования, где нет возможности оперативного восстановления системы (ее ремонта). Например, космическое базирование, системы специального назначения, высокоприоритетные, требующие безотказной работы. Отказ одного из приемников не значительно снижает ее флуктуационную чувствительность при сохранении полной работоспособности. С другой стороны, развитие нанотехнологий, гибридных интегральных схем, создание радиометрических каналов на подложке позволяет получить многоприемниковые радиометры без особого увеличения габаритов, веса и потребляемой мощности во всем микроволновом диапазоне.

3. Аспекты практической реализации нулевого многоприемникового СВЧ-радиометра

Для проверки теоретических результатов и выводов разработан и изготовлен шести приемниковый нулевой микроволновый радиометр дециметрового диапазона длин волн с центральной частотой 2,27 ГГц и полосой принимаемых сигналов Δf , равной 65 МГц. Радиометр выполнен в соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 2.1.

3.1. Входной СВЧ-блок

Входной блок многоприемникового радиометра разработан в виде микромодуля, в состав которого входят: направленный ответвитель, высокочастотный шестипозиционный переключатель-селектор, опорный генератор шума, аттенюатор, высокочастотный ключ, шесть циркуляторов и согласованных нагрузок, схема управления током питания генератора шума, термостат, локальные нагреватели согласованных нагрузок.

При проектировании входного блока учитывались требования минимизации потерь в СВЧ компонентах для уменьшения собственных шумов системы, массогабаритные показатели. Волноведущие структуры входного блока выполнены на несимметричных микрополосковых линиях [163] с использованием материала ФЛАН – 2,8 толщиной 0,5 мм.

3.1.1. СВЧ-узлы входного блока

Направленный ответвитель выполнен на одной подложке с волноведущими элементами на микрополосковых линиях с торцевой связью. В этом случае ответвитель имеет малый коэффициент связи между основным и дополнительным каналами. Расчет проведен для коэффициента связи $l = 0,003$ (– 25,2 дБ) (определение значения

коэффициента связи рассмотрено в следующем разделе 3.1.2, в ходе расчета управляемого источника тока). Материал подложки с низкой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 2,8$) выбран исходя из требований создания ответвителя с высокой направленностью (-23 дБ), что достигнуто выравниванием фазовых скоростей волн, распространяющихся по волноведущей структуре ответвителя.

Переключатель-селектор на шесть направлений выполнен на трех микросхемах-ключах. На входе, со стороны антенны установлена микросхема *UPG2010TB*, имеющая конфигурацию "один вход – два выхода". Выходы данной схемы соединены с входами двух микросхем *PE42430*, представляющих собой переключатели отражательного типа со структурой "один вход – три выхода". Совокупная схема переключателя-селектора имеет следующие характеристики: прямые потери $\alpha_1 = 0,891$ ($-0,5$ дБ), модуль коэффициента отражения на выходе переключателя (по мощности) для шести каналов в среднем составляет $\Gamma_1 = 0,9$.

Опорный полупроводниковый генератор шума выполнен на лавинно-пролетном диоде *NC501 NoiseCom*. Мощность шумового сигнала генератора регулируется величиной тока, протекающего через его активную зону. График зависимости выходной мощности генератора от тока приведен на рисунке 1.6 первой главы.

Фиксированный аттенюатор выполнен по П-образной схеме с ослаблением сигнала на 10 дБ (см. раздел 3.1.2). Расчет входящих в него сопротивлений выполнен согласно [164]. Применением аттенюатора так же достигается лучшее согласование выхода генератора шума и направленного ответвителя при открытом и закрытом высокочастотном ключе.

Высокочастотный ключ собран на микросхеме PE4246 и управляется широтно-импульсным сигналом микроконтроллера, поступающим на управляющий вход ключа через схемы гальванической развязки.

Микрополосковый циркулятор ФПЦН2–321–2,25 (ОАО «Фаза», г. Ростов-на-Дону) совмещен с согласованной нагрузкой, что обеспечивает вентильный режим работы. Центральная частота 2,25 ГГц, полоса 300 МГц, коэффициент передачи $\alpha_2 = 0,966$ (прямые потери – 0,15 дБ); обратная передача сигнала характеризуется коэффициентом отражения в месте подключения согласованной нагрузки, который составил $\Gamma_2 = 0,001$ (– 30 дБ). Согласованная нагрузка выполнена в виде двух напыленных резисторов номиналом 100 Ом, включенных параллельно.

3.1.2. Схема управления генератором шума

На рисунке 3.1 приведена схема управления током питания шумового диода VD_1 опорного генератора шума канала подшумливания радиометра. Полупроводниковый диод генератора используется в режиме обратного пробоя с напряжением пробоя 6 В и питается током от источника, управляемого напряжением. Источник выполнен на операционном усилителе M_3 . Кроме операционного усилителя в состав источника так же входят: опорный источник напряжения M_1 , цифровой потенциометр M_2 , управляемый микроконтроллером радиометра по сигналам цифрового интерфейса SPI, датчик тока $R_{от}$.

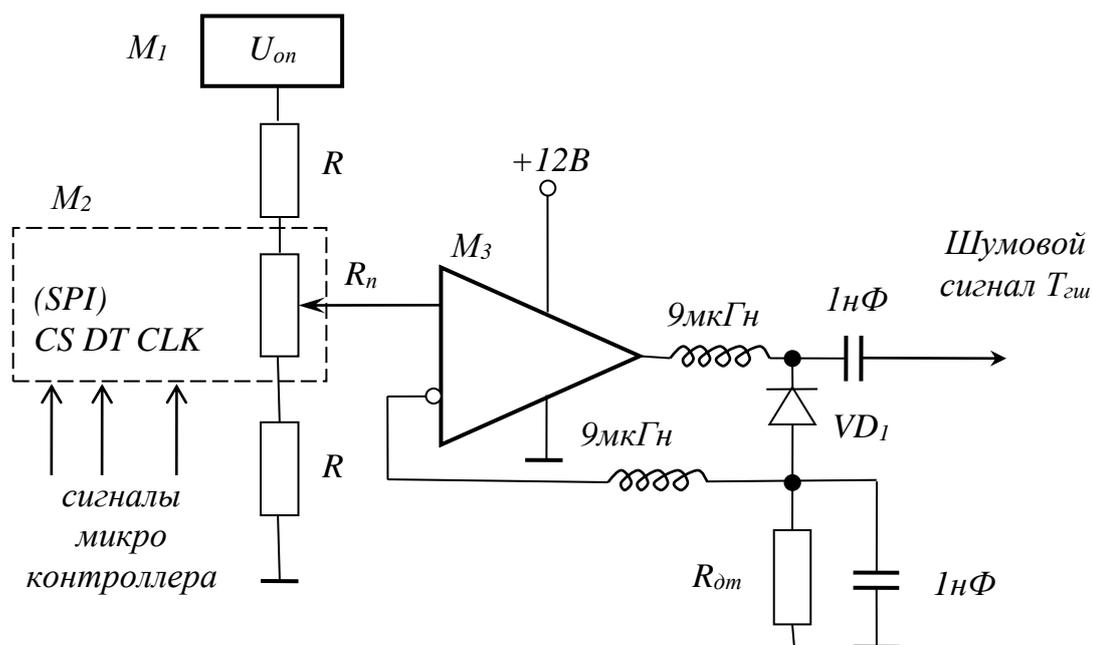


Рисунок 3.1 Схема управляемого источника тока генератора шума.

M_1 – REF195, M_2 – AD5292, M_3 – OP2177, VD_1 – NC501, резисторы РДВ 22.02.218 –2007 «ВП», конденсаторы Murata LLM315R70A225M

Как было отмечено во второй главе, в процессе калибровки радиометра, при настройке на нижнюю границу диапазона измерений происходит регулировка опорного сигнала $T_{on,2}$ канала подшумливания. Регулировка осуществляется изменением тока, питающего полупроводниковый генератор шума VD_1 , то есть изменением цифрового кода, поступающего на цифровой потенциометр M_2 управляемого источника тока. При настройке выходной мощности генератора шума необходимо выполнить условие: изменение цифрового кода потенциометра на один младший разряд и вызванное этим изменением приращение $\Delta T_{on,2}$ шумового опорного сигнала в тракте антенны не должно превышать флуктуационной чувствительности ΔT^1 приемника радиометра. Ниже приведена последовательность расчета сопротивлений источника тока для заданной разрядности кода цифрового потенциометра с выполнением выше названного условия.

Зададимся диапазоном измерений, который согласно (2.9) определяется сигналом $T_{on,2}$. В ходе регулировки этого сигнала, его изменение должно осуществляться на величину дискрета $\Delta T_{on,2}$, выбираемого из условия: $\Delta T_{on,2} = 0,5\Delta T^1$. Следовательно, для известной разрядности n цифрового потенциометра опорный сигнал в процессе настройки может изменяться в пределах $T_{on,2} \pm 0,5\Delta T^1 2^{n-1}$. Для формирования номинального значения $T_{on,2}$ на характеристике эффективной шумовой температуры генераторного диода от питающего его тока, $T_{gш} = f(I)$, задаемся величиной $T_{gш}$ на линейном участке. Выбираем точку в интервале $(0,5 \div 0,7)T_{gш,макс}$, где $T_{gш,макс}$ – максимальное значение шумовой температуры линейного участка характеристики. Из формулы (2.1) находим произведение коэффициента связи направленного ответвителя на коэффициент передачи аттенюатора: $al \approx T_{on,2}/T_{gш}$. Далее, по выбранному значению $T_{gш}$ определяем протекающий через диод ток: $I = T_{gш}I_{макс}/T_{gш,макс}$. В данной формуле учтено, что характеристика $T_{gш} = f(I)$ начинается из начала координат, имеет линейный характер и достигает максимального значения в точке $(T_{gш,макс}; I_{макс})$. Задаемся напряжением опорного источника U_{on} . Для приведенной на рисунке 3.1 схемы резистивного делителя и при среднем положении "движка" цифрового потенциометра, напряжение на неинвертирующем входе M_3 будет равно: $U_{on}/2$. Данное напряжение повторяется на инвертирующем входе операционного усилителя, на датчике тока. По закону Ома находим сопротивление датчика тока: $R_{от} = U_{on}/2I$. Далее определяем изменение шумовой температуры диода $\Delta T_{gш}$ при изменении $T_{on,2}$ на минимальную величину $0,5\Delta T^1$: $\Delta T_{gш} = \Delta T_{on,2}/al$. Приращение тока через диод находим из следующего равенства: $\Delta I = \Delta T_{gш}I/T_{gш}$. Изменение тока на такую величину соответствует изменению напряжения на выходе резистивного делителя, равного $\Delta U = \Delta IR_{от}$. Отсюда находим сопротивления делителя по следующей формуле

$$R = R_n \frac{U_{on} - 2^n \Delta U}{2^{n+1} \Delta U}, \quad (3.1)$$

где R_n – сопротивление цифрового потенциометра, изменение которого при изменении цифрового кода на 1 младший разряд равно $R_n/2^n$.

Согласно описанной методике расчета определяем параметры элементов источника и данные заносим в таблицу 3.1.

Как следует из таблицы 3.1, при выборе операционного усилителя необходимо выполнить требование минимального тока смещения $I_{см}$ и его температурного дрейфа, чтобы обеспечить условие $I_{см} \ll \Delta I$. Для резистивного делителя и датчика тока выбираются прецизионные сопротивления с малым температурным коэффициентом.

Таблица 3.1

Входные данные								
$dT_a = T_{on,2}$	ΔT^1	R_n	n	$T_{гш,макс}$	$I_{макс}$	U_{on}		
300 К	0,075 К	20 кОм	10	2×10^6 К	2 мА	5 В		
Данные расчета								
Пределы Изменения $T_{on,2}$	αl	$T_{гш}$	I	$R_{от}$	$\Delta T_{гш}$	ΔI	ΔU	R
$\pm 19,2$ К	3×10^4	10^6 К	1 мА	2,5 кОм	125 К	125 нА	0,312 мВ	146,5 кОм

Тактовая частота синхронизирующей последовательности импульсов (CLK) на шине SPI равна 20 МГц. Пакет данных управляющей последовательности импульсов (DT) состоит из 14 бит. Структура пакета включает заголовок (первые четыре бита) и цифровой 10-ти битный код управления потенциометром. Большие значения

цифрового кода соответствуют увеличению сопротивления. Время передачи пакета 0,7 мкс, что не вносит больших временных задержек и не оказывает существенного влияния на работу радиометра. Изменение сопротивления цифрового потенциометра происходит дискретно по линейной шкале от нуля до 20 кОм. Число дискретов – 1024. Минимальный шаг изменения сопротивления $\approx 19,5$ Ом.

3.1.3. Термостат входного блока

Входной блок помещается в конструкцию рамочного типа и поддерживается при постоянной температуре $+45^{\circ}\text{C}$ с точностью $\pm 0,031^{\circ}\text{C}$ при изменении температуры окружающей среды в пределах от -20 до $+30^{\circ}\text{C}$ со скоростью, не превышающей 10°C/ч . Время выхода на рабочий режим при температуре окружающей среды 0°C составляет ≈ 6 минут.

Термостат относится к подогревательному типу и, чтобы избежать влияние внутренних импульсных помех от цифровых устройств, собран по аналоговой, приведенной на рисунке 3.2, схеме, описанной в [165]. В качестве датчика температуры используется термистор R_m с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления.

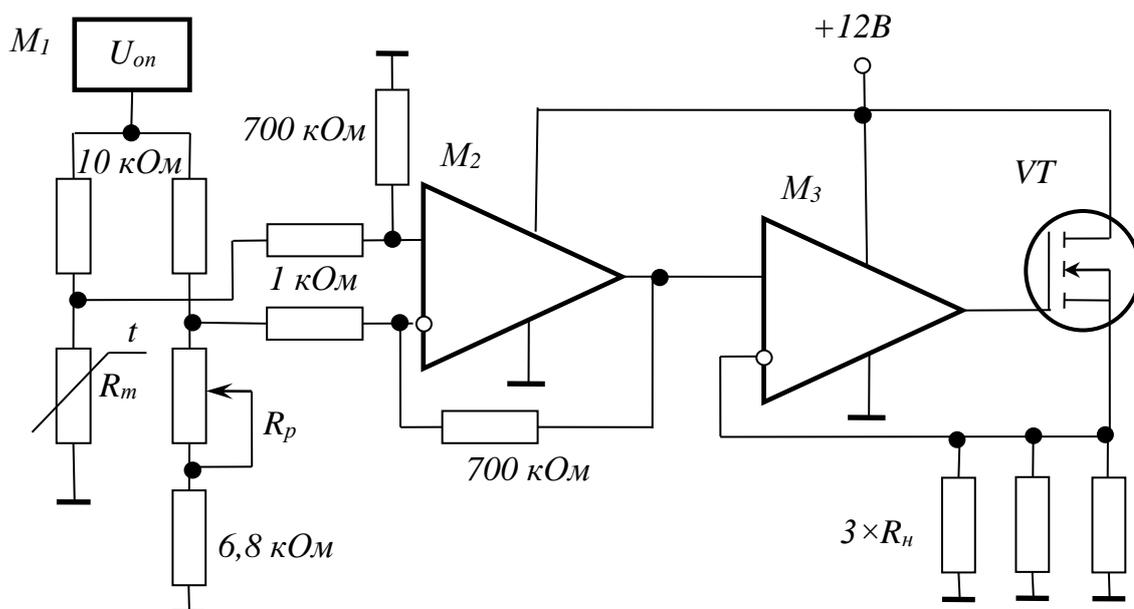


Рисунок 3.2 Схема термостата входного блока. M_1 – REF195, M_{2-3} – OP2177, VT – L3705N, R_m – КМТ–1–10кОм, R_p – СП–5–2,7 кОм, R_n – МЛТ–1–120 Ом, остальные резисторы РДВ 22.02.218–2007 "ВП"

Термостат выполнен на основе измерительного моста Уинстона. Напряжение опорного источника M_1 равно 5 В. Температура статирования устанавливается регулировкой подстроечного резистора R_p . Нагреватель – комбинированный, состоит из полевого транзистора VT и трех резисторов R_n . Максимальная мощность нагревателя составляет 5 Вт.

Выходное напряжение дифференциального усилителя M_2 управляет источником тока на микросхеме M_3 . Экспериментально выбран коэффициент усиления дифференциального усилителя, равный 700, при котором обеспечивается оптимальный режим работы термостата с точки зрения динамических характеристик и точности поддержания температуры.

Для контроля температуры во входном блоке установлен цифровой датчик на микросхеме ADT7310 (на рисунке 3.2 не показан). Датчик имеет разрешающую способность $0,0078^\circ\text{C}$ в 16-ти битном режиме измерений и абсолютную точность $0,1^\circ\text{C}$

в динамическом диапазоне от $+10$ до $+40^{\circ}\text{C}$. Связь с микроконтроллером осуществляется по интерфейсу *SPI*.

3.1.4. Локальные нагреватели согласованных нагрузок циркуляторов

Согласованные нагрузки в радиометре выполняют роль шумовых генераторов, являются аналогами абсолютно черного тела. Поглощают падающую на них электромагнитную волну без отражения и излучают шумовую электромагнитную волну, энергетические характеристики которой, излучаемая в линию мощность зависит от ее физической температуры по абсолютной шкале. Изменение температуры согласованных нагрузок происходит нагреванием в процессе калибровки радиометра (алгоритм ее выполнения описан в разд. 2.8). Регулировка температуры выполняется по методу, рассмотренному в [85], изменением величины тока, протекающего через нагрузки (не используются отдельные нагреватели).

Схема управления температурой согласованной нагрузки схожа со схемой управляемого источника тока генератора шума (см. рисунок 3.1) и приведена на рисунке 3.3.

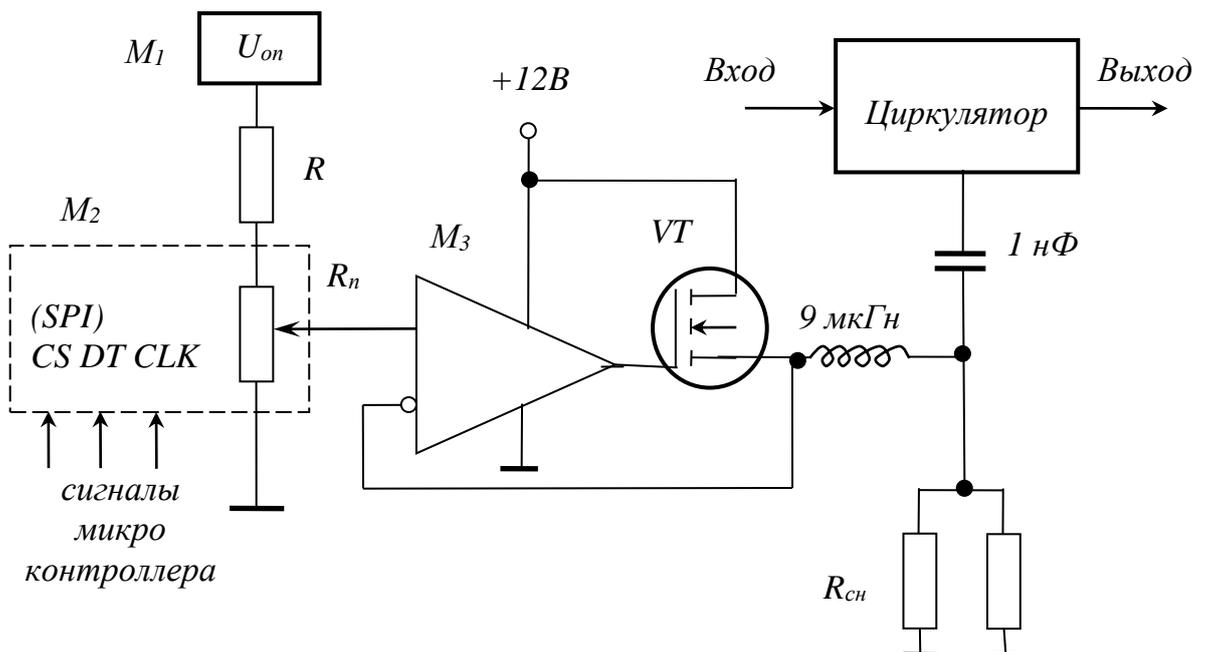


Рисунок 3.3 Схема управляемого нагревателя согласованной нагрузки.

$M_1 - REF195$, $M_2 - AD5292$, $M_3 - OP2177$, $VT - L3705N$, $R_{сн}$ – согласованная нагрузка, состоящая из двух параллельно соединенных сопротивлений номиналом 100 Ом

Как известно, сопротивления являются диссипативными элементами и всю подведенную к ним электрическую мощность преобразуют в джоулево тепло. Следовательно, приращение температуры ΔT сопротивления согласованной нагрузки $R_{сн}$, полное сопротивление которой равно 50 Ом, определяется подведенной к ней электрической мощностью и подчиняется следующему равенству [166]

$$\Delta T = \frac{U^2}{R_{сн}} R_m \quad (3.2)$$

где U – приложенное к сопротивлению напряжение, R_m – тепловое сопротивление, которое для резисторов поверхностного монтажа (типо-размер "0603") в среднем составляет $78,4^\circ \text{C/Вт}$.

При регулировании, приращение температуры согласованной нагрузки не должно превышать флуктуационной чувствительности одного приемника радиометра, то есть должно соответствовать интервалам $0,5\Delta T^1$, где ΔT^1 – флуктуационная чувствительность одного приемника радиометра. Так как приращения ΔT необходимо выполнять на одну и ту же величину, поэтому, как следует из (3.2), прирост напряжения должен подчиняться квадратичному закону. В этом случае возможны следующие варианты выполнения цифрового управления. Первый вариант, самый простой, заключается в использовании цифрового потенциометра с характеристикой регулирования, обратной квадратичной. К сожалению, все известные микросхемы потенциометров с цифровым регулированием имеют линейную характеристику. По второму варианту можно использовать на выходе линейного потенциометра схему извлечения квадратного корня. Но применение

аналоговой схемы (например, AD538) усложняет устройство управления и вносит дополнительные погрешности и дрейфы. В третьем варианте, который применен в данном устройстве, выполнен переменный шаг по изменению напряжения на согласованном сопротивлении. Так как изменение температуры от величины приложенного напряжения имеет квадратичный характер, следовательно, минимальный дискрет изменения напряжения, который будет соответствовать изменению кода цифрового потенциометра на 1 младший разряд, необходимо определять для максимальных значений температуры согласованной нагрузки, когда "движок" потенциометра находится в верхнем по схеме на рисунке 3.3 положении. Учитывая, что изменение напряжения на выходе потенциометра происходит на величину $\Delta U = U_{\max}/2^n$, где U_{\max} – напряжение, подаваемое на потенциометр, n – количество разрядов цифрового кода, и эти изменения должны вызывать приращения температуры согласованной нагрузки на значение, не более $0,5\Delta T^1$, можно записать

$$U_{\max} = \sqrt{\frac{0,5\Delta T^1 R_{сн}}{R_m \left[1 - (2^n - 1)^2 / 2^{2n}\right]}}. \quad (3.3)$$

Для рассчитанного по (3.3) значения U_{\max} определяется температура, на которую нагревается согласованная нагрузка: $T_{\max} = U_{\max}^2 R_m / R_{сн}$. В этом случае через нагрузку протекает ток, равный: $I_{\max} = U_{\max} / R_{сн}$. Следовательно, пределы регулирования температуры нагрузки начинаются от температуры T_0 , заданной термостатом входного блока, до $T_0 + T_{\max}$.

Для максимального напряжения находим номинал сопротивления R по формуле

$$R = R_n \frac{U_{on} - U_{\max}}{U_{\max}}, \quad (3.4)$$

где R_n – сопротивление цифрового потенциометра, U_{on} – напряжение опорного источника схемы.

По описанной методике, в таблицу 3.2 приведены результаты расчета данной схемы управления температурой согласованной нагрузки.

Таблица 3.2

Входные данные	ΔT^1	R_n	n	U_{on}
	0,075 К	20 кОм	10	5 В
Данные расчета	Пределы изменения температуры согласованной нагрузки	$U_{макс}$	$I_{макс}$	R
	45° С ÷ 45°С +19,2°С	3,5 В	70 мА	8,57 кОм

Таким образом, в верхней области температуры согласованной нагрузки при изменении цифрового кода потенциометра на 1 младший разряд произойдет приращение температуры на 0,037° С, в средней области – на 0,019° С, в нижней – на 0,0012° С. Следовательно, изменения температуры согласованной нагрузки во всем диапазоне регулирования не превосходят флуктуационной чувствительности приемника радиометра.

Цифровые коды для подогрева каждой согласованной нагрузки шести приемных каналов радиометра находятся в процессе его калибровки и запоминаются в микроконтроллере радиометра. В дальнейшем, при включении радиометра, в процессе его инициализации и начальной загрузки микроконтроллера сохраненные коды по интерфейсу *SPI* передаются во входной блок.

3.2. Радиометрические приемники

Радиометрические приемники дециметрового диапазона на центральную частоту 2,27 ГГц выполнены по схеме прямого усиления [167, 168]. Как следует из литературы [38, 39], приемники прямого усиления на базе малошумящих усилителей создаются вплоть до частот 50 ГГц. Использование приемников прямого усиления обусловлено нарастающим прогрессом в создании современной компонентной электронной базы, простотой схемной реализацией и стабильностью характеристик. Прямое преобразование позволяет заметно снизить уровень собственного шума [169, 170]. Особенностью радиометрических приемников является их широкая полоса приема электромагнитных сигналов, в данном случае равная 65 МГц.

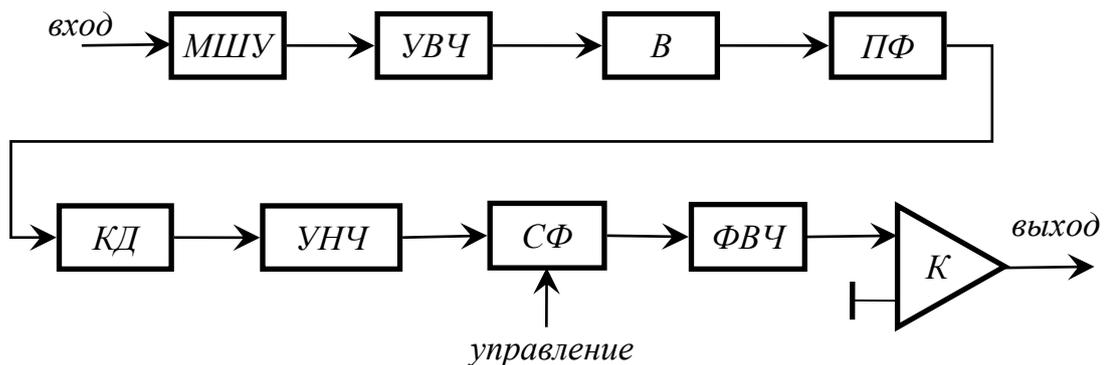


Рисунок 3.4 Структурная схема радиометрического приемника

На рисунке 3.4 приведена структурная схема радиометрического приемника, которая состоит из малошумящего усилителя *МШУ*, усилителя *УВЧ* с большим динамическим диапазоном, вентиля *В*, полосно-пропускающего фильтра *ПФ*, квадратичного детектора *КД*, усилителя низких частот *УНЧ*, синхронного фильтра низких частот *СФ*, фильтра высоких частот *ФВЧ*, компаратора *К*.

Для уменьшения собственных шумов на входе приемника устанавливается *МШУ* – усилитель *ZX60–242LN–S+* фирмы *Minicircuits* в модульном исполнении для

поверхностного монтажа [171]. Коэффициент шума в диапазоне частот $2,2 \div 2,4$ ГГц составляет 0,75 дБ (эффективная температура собственных шумов равна 56,6 К при температуре рабочей среды 300 К), коэффициент усиления 11,5 дБ, КСВН входа 1,2. Усилитель *УВЧ* типа *ZX60–2534M–S+* имеет следующие характеристики: коэффициент шума 3 дБ, коэффициент усиления 35 дБ, КСВН входа 1,1.

В приемнике формирование полосы принимаемых сигналов осуществляется фильтром *ПФ*. Так как применяется фильтр не поглощающего типа, согласование с выходом *УВЧ* обеспечивается только в полосе пропускания фильтра. Вне рабочей полосы усиленный шумовой сигнал отражается от входа фильтра и поступает на выход усилителя искажая его работу. Чтобы этого не происходило, на выходе *УВЧ* устанавливается невзаимное устройство – вентиль *В* типа ФПЦН2–321–2,25.

Полосно-пропускающий фильтр выполнен по топологии, приведенной в [172–174]. Данная топология обеспечивает полосы пропускания порядка 3–4% , обладает минимальными массогабаритными параметрами по сравнению с [175]. Фильтр выполнен по субстративной технологии с применением фрезерных станков *ProtoMat S100*. Материал подложки ФЛАН–10, диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 10$, толщина подложки 1 мм. Моделирование фильтра осуществлялось на ЭВМ с применением пакета *CST MicroWave Studio 2010* прикладного программного обеспечения. На рисунке 3.5 приведен внешний вид металлизации пятизвенного фильтра. Фильтр представляет собой связанные микрополосковые четвертьволновые резонаторы, свернутые в *U*-образную форму. Точная подстройка осуществляется укорочением/удлинением резонаторов. Каждый из них обладает скачкообразным изменением волнового сопротивления в середине области связи. Размеры фильтра 60×48 мм. При моделировании фильтра учитывался возможный

технологический разброс его параметров. На рисунке 3.6 приведены частотные характеристики фильтра.

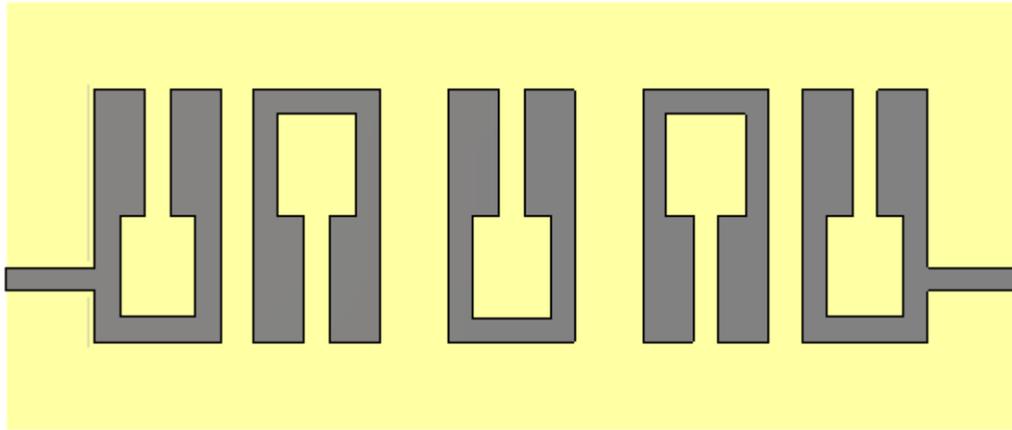


Рисунок 3.5 Внешний вид металлизации полосно-пропускающего фильтра

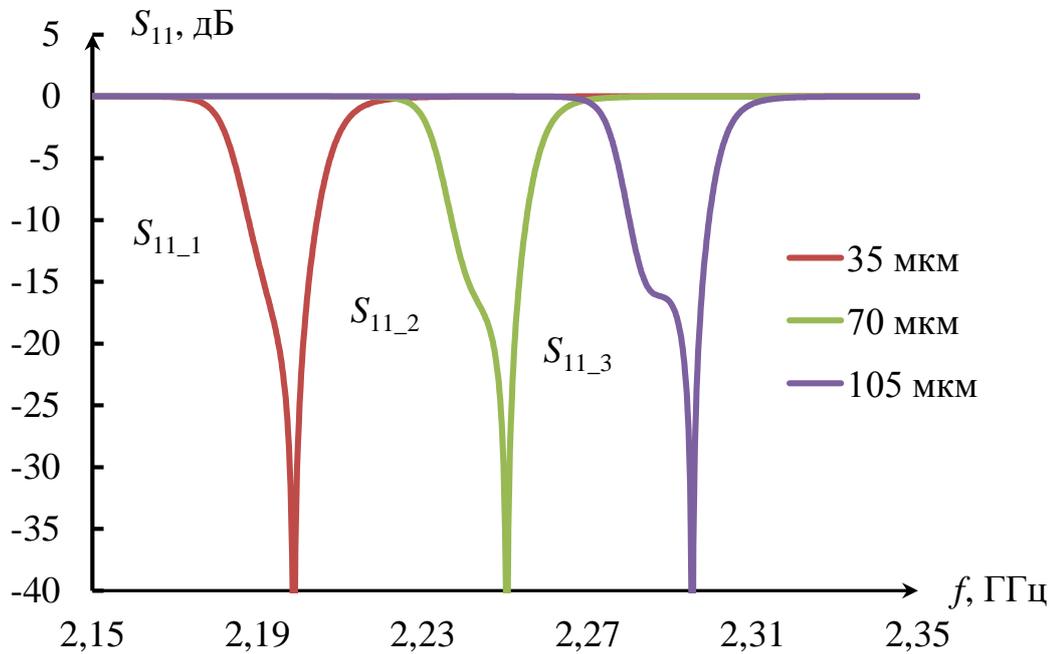


Рисунок 3.6 Характеристики полосно-пропускающего фильтра с учетом технологии изготовления на фрезерном станке *ProtoMat S100*

Качество радиометра в значительной мере зависит от параметров квадратичного (амплитудного) детектора *КД*. Во всем динамическом диапазоне входных сигналов детектор должен иметь квадратичную передаточную характеристику, обеспечивающую линейную зависимость выходного напряжения от мощности шумового сигнала. В качестве квадратичного детектора в приемнике используется микросхема *LT5534* фирмы *Hittite* высокой чувствительности, имеющая достаточный запас по динамическому диапазону. Ее параметры следующие: чувствительность детектора в рабочей полосе частот $1,1 \text{ мВ/мкВт}$, динамический диапазон от -60 до -10 дБм . Принципиальная схема детектора выполнена в соответствии с рекомендациями завода-изготовителя.

Усилитель низких частот выполнен по схеме неинвертирующего усилителя на микросхеме *AD8512* [176]. Усилитель обладает временем нарастания 50 В/мкс при напряжении питания $\pm 5 \text{ В}$ и имеет коэффициент усиления 35.

Синхронный фильтр низких частот представляет собой однозвенную *RC*-цепь, осуществляющую аналоговое накопление (усреднение) сигналов с постоянной времени τ , и выполнен по схеме, приведенной в [106]. В состав *СФ* входят три конденсатора, на каждом из которых накапливаются протектированные постоянные составляющие шумовых сигналов антенны, антенны и сигнала опорного канала подшумливания, согласованной нагрузки. Схема фильтра приведена на рисунке 3.7. На входе и выходе схемы установлены повторители напряжения на микросхемах M_1 и M_2 . Три цепи интегрирования сигналов выполнены на общем резисторе R и трех конденсаторах $C_1 \div C_3$. Постоянные времени цепи для сигнала антенны и суммы сигналов антенны и канала подшумливания равны $1,31 \text{ мс}$. Постоянная времени цепи,

накапливающая постоянную составляющую сигнала согласованной нагрузки, в 5 раз больше и равна 6,6 мс.

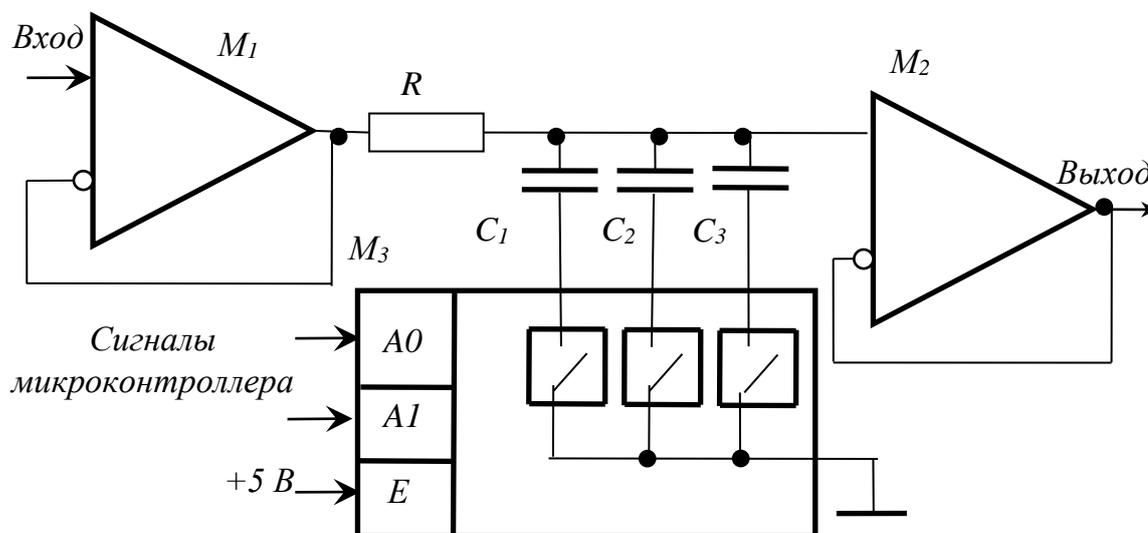


Рисунок 3.7 Схема синхронного фильтра низких частот. $M_{1,2}$ – AD8512,

M_3 – ADG1204, резистор R – P1–12АЛЯР.434110.005ТУ – 20 кОм,

конденсаторы К10–67 $C_{1,2}$ – 68 нФ, C_3 – 330 нФ

Управление интеграторами $C\Phi$ осуществляется при помощи мультиплексора на микросхеме M_3 . На дешифратор мультиплексора управляющие сигналы $t_{шум}$ и $t_{аим}$ поступают по двухпроводной параллельной шине данных микроконтроллера.

Схема фильтра высоких частот и компаратора приведена на рисунке 3.8. $\Phi ВЧ$ представляет собой однозвенную RC -цепь первого порядка с постоянной времени цепи 1,16 мс. Компаратор выполнен на микросхеме M_2 . Между $\Phi ВЧ$ и компаратором установлен буферный каскад на микросхеме M_1 .

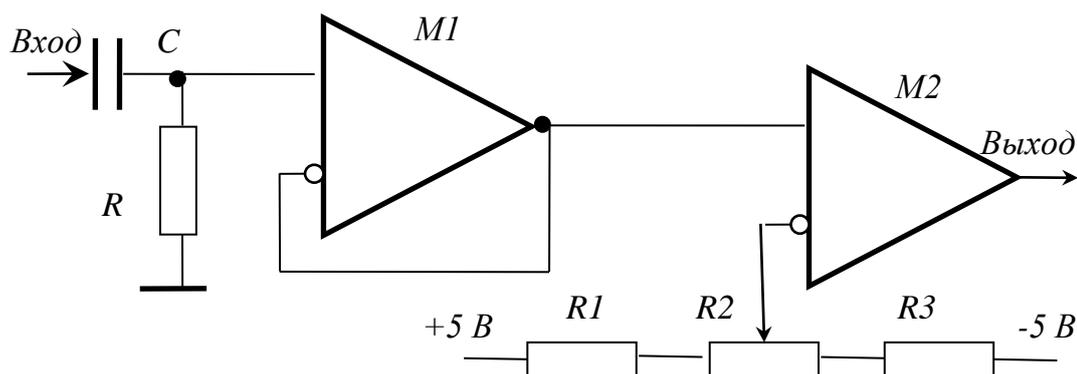


Рисунок 3.8 Схема фильтра высоких частот и компаратора. M_1 – AD8512, M_2 – LM339, конденсатор C – 68 нФ типа К10–67, резисторы R – 20 кОм, $R_{1,2}$ – 200 кОм типа P1–12АЛЯР.434110.005ТУ, резистор R_2 – 6,8 кОм типа СП5–3ВА

Компаратор работает в режиме нуль-органа (определяет полярность входного напряжения) и используется без цепи гистерезиса. Выходной логический сигнал компаратора через цепи гальванической развязки поступает на микроконтроллер. Подстроечный резистор R_2 введен для регулирования напряжения смещения на инвертирующем входе компаратора. Регулировка осуществляется после изготовления радиометра и выполняется для устранения влияния на точность измерений отклонений от номинального значения коэффициента передачи измерительного тракта. Для этого моделируют ситуацию изменения коэффициента передачи дискретным изменением усиления в низкочастотном тракте с помощью резистивного делителя. В ходе итерационного процесса, с подключенным резистивным делителем и без него, устанавливают одинаковость показаний длительности широтно-импульсного модулирующего сигнала во входном блоке радиометра. При этом на вход радиометра подают сигнал, примерно равный середине измерительной шкалы. После такой настройки, в ходе дальнейшей работы радиометра почти полностью устраняется влияние на точность измерений дрейфа и флуктуаций коэффициента передачи всего измерительного тракта.

Все элементы приемника до квадратичного детектора выполнены по гибридно-полосковой технологии на одной подложке. Благодаря развязкам по питанию и управлению, тщательной отработке топологии платы и экранированию уровень собственных шумов радиометрического приемника удалось значительно снизить. Трассировка проводников выполнена субстративным методом при помощи фрезерного

станка *Protomat 100S* [177, 178]. Трассировка проведена с учетом электромагнитной совместимости компонентов печатной платы [179].

3.3. Цифровой блок управления на базе микроконтроллера

Микроконтроллер выполняет функции генерирования управляющих сигналов $t_{uим}$ и $t_{aим}$ широтно-импульсной и амплитудно-импульсной модуляций для каждого из приемных каналов, управляет мощностью сигнала опорного генератора шума канала подшумливания, выполняет коммутацию ключей в переключателе-селекторе входного блока и в синхронных фильтрах приемников, производит съем и анализ выходных сигналов приемников, выполняет предварительную математическую обработку данных (накопление, расчет среднего, дисперсии и т.д.), выводит данные и служебную информацию на жидкокристаллический индикатор *ЖКИ*, определяет состояние системы термостатирования входного блока, обменивается командами и данными с ЭВМ.

Выбор архитектуры микроконтроллера обусловлен требованиями жесткой временной синхронизации работы приемных каналов. Как описано ранее, в методе комбинированной импульсной модуляции информативным параметром о сигнале антенны служит длительность широтно-импульсного сигнала. Следовательно, необходимо обеспечить стабильную временную синхронизацию каждого канала, выполнять операции, связанные с переключениями опорных сигналов, с минимальными фазовыми задержками. Так же необходимо наличие современных средств связи с ЭВМ, интерфейсы *Ethernet*, *USB*, *RS-485*, *1349(FireWire)*.

Таким требованиям удовлетворяет микроконтроллер *SAM7X256* с архитектурой *Advanced RISC Machine* семейства *ARM7* фирмы *Atmel*. Основное его преимущество – это наличие встроенных в ядро микроконтроллера аппаратных счетчиков. Выходы счетчиков соединены с физическими выводами микроконтроллера, управление

которыми выполняется при помощи программирования соответствующих регистров. Таким образом, управление сигналами t_{uim} и t_{aim} , осуществляется на аппаратном уровне, по достижению счетчиком заданной величины, без участия в этом процессе основного ядра микроконтроллера. Данная особенность позволяет реализовать жесткую привязку всех приемных каналов к общему задающему тактовому генератору. В микроконтроллер встроено три счетчика, каждый из которых способен управлять двумя физическими выводами одновременно. Все счетчики имеют тактовую синхронизацию от одного внутреннего тактового генератора, с возможностью гибкой перестройки частоты синхронизации при помощи целочисленного и дробного деления. Разрядности счетчиков составляют 16 бит и могут перепрограммироваться в процессе работы системы.

Микроконтроллер имеет встроенные в ядро контроллеры шины *USB* и *Ethernet*, что позволяет принимать команды и передавать данные измерений на ЭВМ.

На рисунке 3.9 приведена схема цифрового управляющего устройства на базе микроконтроллера. Контроллер широтно-импульсной модуляции (ШИМ) вызывает подпрограмму прерывания, осуществляющую вызов подпрограммы математической обработки результатов измерений, передачу информации на ЭВМ, передачу информации в контроллер *SPI* и контроллер шины данных.

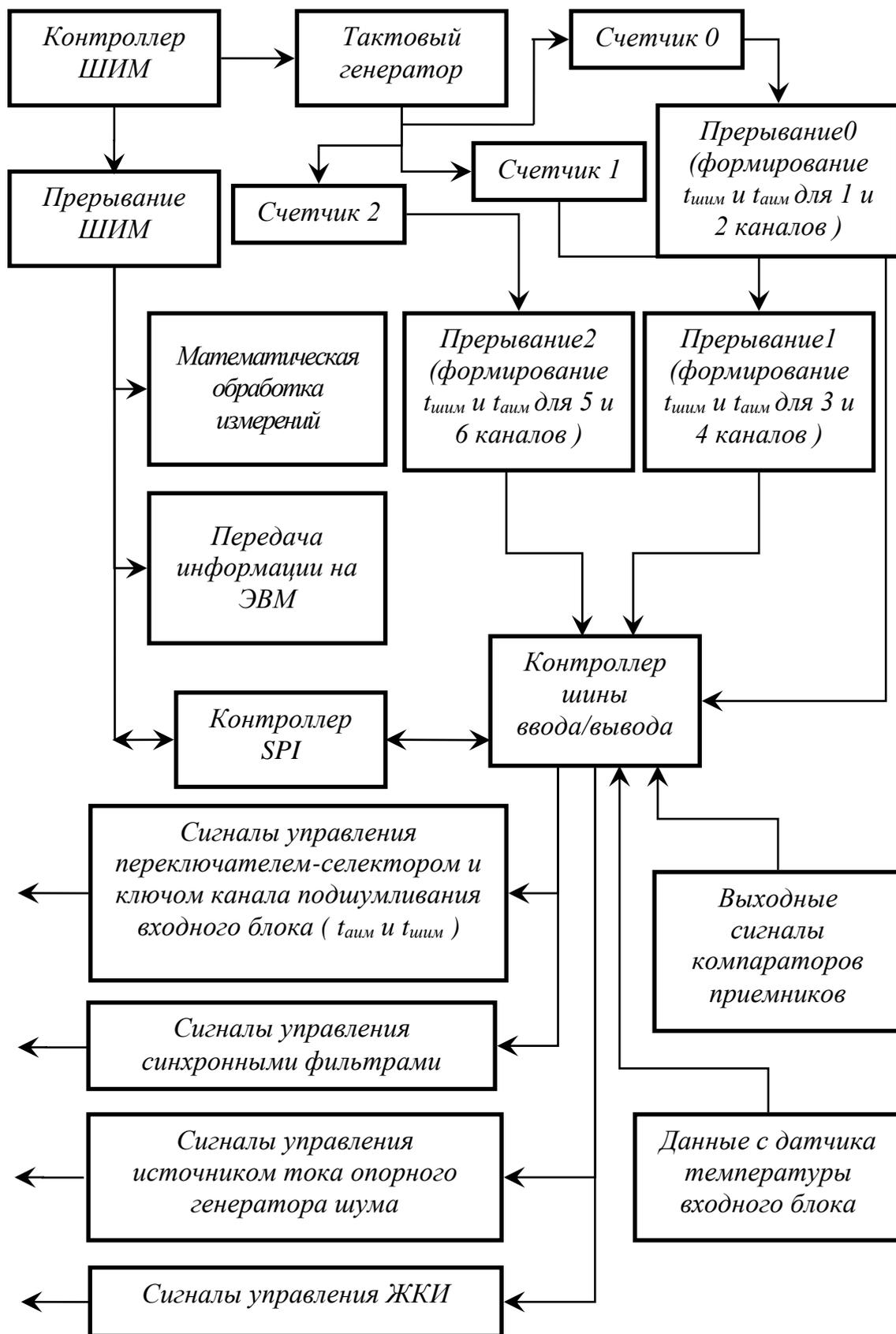


Рисунок 3.9 Функциональная схема управляющего устройства радиометра на базе микроконтроллера

Контроллер *SPI* осуществляет обмен информацией с устройствами шины *SPI*: датчиком температуры во входном блоке радиометра, цифровыми потенциометрами управления мощностью опорного генератора шума канала подшумливания, жидкокристаллическим индикатором.

Управляющие коды на нагреватели согласованных нагрузок циркуляторов заносятся одноразово при включении радиометра и его инициализации. По параллельной шине данные контроллера ввода/вывода сигналы управления переключателем-селектором и ключом канала подшумливания поступают во входной блок для выполнения импульсных модуляций в радиометре, сигналы управления синхронными фильтрами. По этой же шине происходит съём логических сигналов компараторов всех приемников.

Управляющие входные и выходные сигналы микроконтроллера гальванически развязаны с входным блоком и приемниками. Развязка выполнена на микросхемах *ADuM1401*.

На рисунке 3.10 приведены временные диаграммы формирования управляющих сигналов амплитудно-импульсной модуляции. Контроллер ШИМ тактируется от основного тактового генератора микроконтроллера с частотой 48 МГц. Для формирования тактового сигнала счетчиков в контроллере ШИМ конфигурируется делитель частоты основного тактового генератора таким образом, чтобы деление происходило на 6. В результате частота тактового сигнала счетчиков понижается до 8 МГц. Вызов подпрограммы прерывания ШИМ осуществляется через каждые 4096 отсчетов тактовых импульсов счетчиков. Следовательно, длительность импульса $t_{aим}$ составляет 512 мкс и число дискретов Δt длительности широтно-импульсного сигнала $t_{шим}$, которые укладываются на длительности импульса $t_{aим}$, равно

2^{12} ($\Delta t = 0,25$ мкс). Полный период амплитудно-импульсной модуляции равен $6t_{aим} = 3,072$ мс (частота повторения 325,5 Гц). В промежутках между импульсами $t_{aим}$, через равные интервалы времени производится съем выходных сигналов компараторов (4 раза для каждого приемника) и корректируется код длительность широтного сигнала по алгоритму, приведенному в разделе 2.6 второй главы.

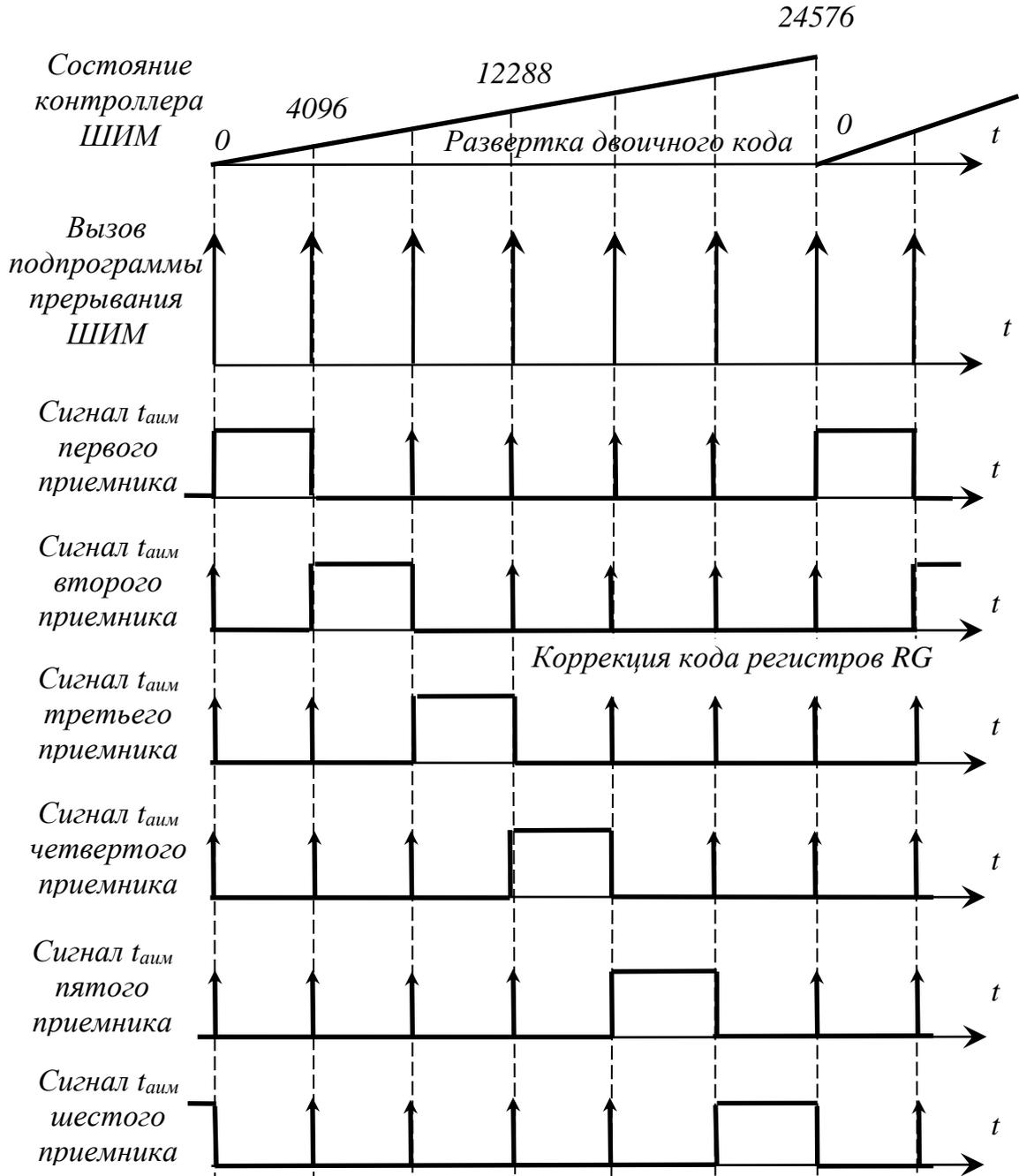


Рисунок 3.10 Временные диаграммы, поясняющие формирование управляющих сигналов амплитудно-импульсной модуляции

На рисунке 3.11 приведены временные диаграммы, поясняющие формирование широтно-импульсных сигналов управления двумя приемниками радиометра (четным и нечетным). Тактовый генератор вырабатывает непрерывную последовательность импульсов, поступающую на вход счета шестнадцатиразрядного счетчика. По этим импульсам в счетчике производится сначала прямая, а затем обратная развертка цифрового двоичного кода. Каждый счетчик управляет состоянием сигнала $t_{шиим}$ для двух приемников (четного и нечетного). Формирование сигналов $t_{шиим}$ осуществляется путем занесения в управляющие регистры RG_a и RG_b счетчика кодов длительностей широтно-импульсных сигналов, соответствующих цифровым эквивалентам длительностей $t_{шиим}$ четного и нечетного приемников. При совпадении значения управляющего регистра с состоянием счетчика происходит прерывание, по которому вызывается соответствующая подпрограмма формирования сигналов $t_{шиим}$.

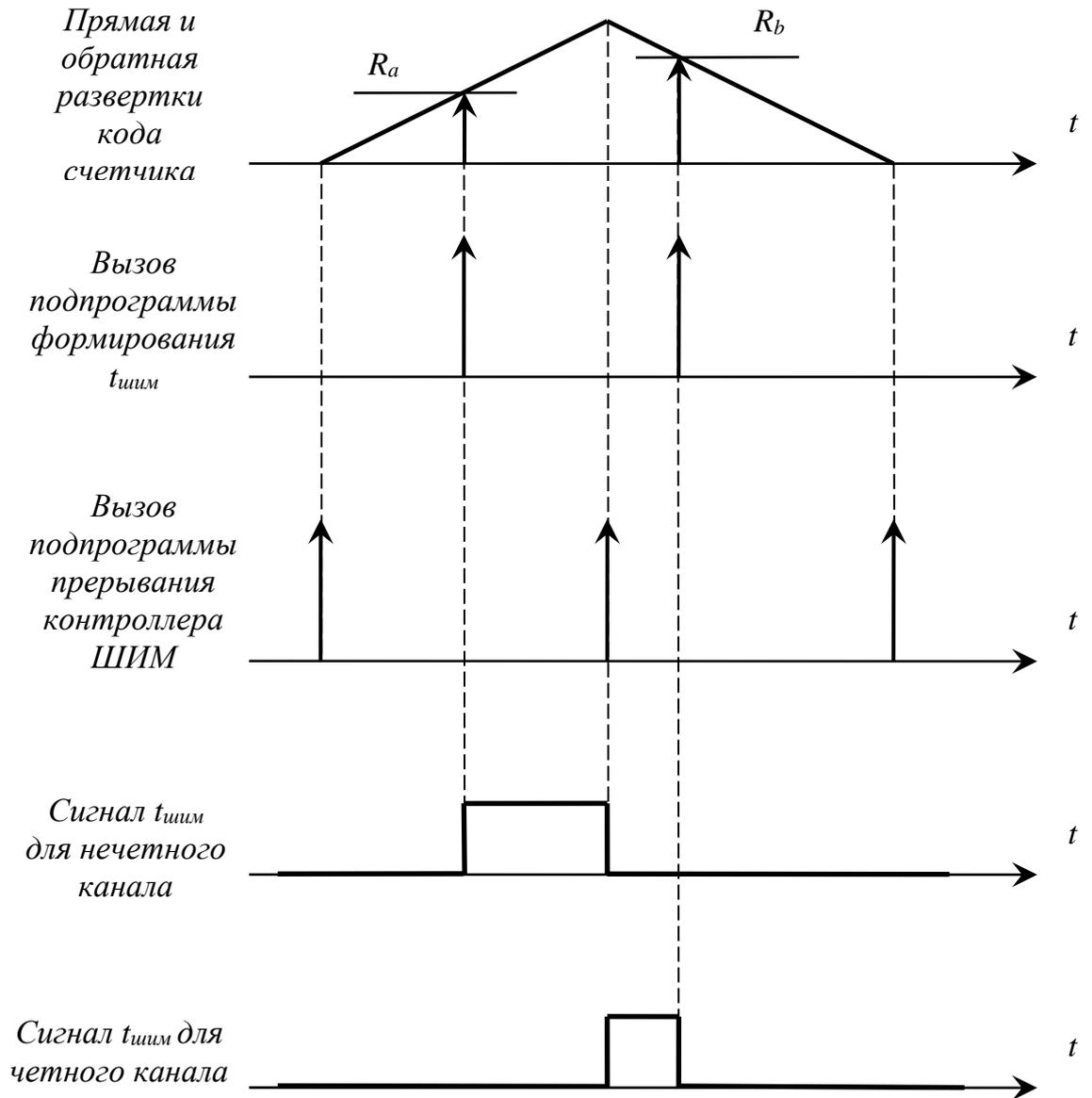


Рисунок 3.11 Временные диаграммы, поясняющие формирование широтно-импульсных сигналов управления двумя приемниками радиометра

Ниже приведен алгоритм управления работой радиометра [180]. При описании используются следующие обозначения: цифровые коды широтно-импульсных сигналов шести приемников хранятся в соответствующих управляющих регистрах счетчиков $RG_1 - RG_6$; нумерация синхронных фильтров шести приемников $C\Phi_1 - C\Phi_6$.

1. В начальный момент (состояние 0 контроллера ШИМ) вызывается подпрограмма прерывания ШИМ, которая выполняет следующие действия:

- останавливает тактирование счетчика 2;
- подключает антенну на вход первого приемника;
- запускает тактирование счетчика 0 (прямая развертка двоичного кода);
- в $C\Phi_1$ подключает цепь, интегрирующую сигнал антенны;
- в $C\Phi_6$ подключает цепь, накапливающую сигнал согласованной нагрузки;
- заносит код (определяется в процессе калибровки) в управляемый генератор шума канала подшумливания для формирования опорного сигнала $T_{on,2}$ первого приемника;
- по логическим выходным сигналам компараторов 2 – 5 приемников корректирует содержимое регистров $RG_2 – RG_5$ на 1 младший разряд.

2. При совпадении содержимого счетчика 0 и регистра RG_1 происходит вызов подпрограммы "прерывание 0", которая выполняет следующие действия:

- замыкает ключ в канале подшумливания;
- в $C\Phi_1$ подключает цепь, накапливающую сумму сигналов антенны и опорного канала подшумливания.

3. По состоянию 4096 контроллера ШИМ происходит вызов подпрограммы прерывания ШИМ, которая выполняет:

- производит реверс в работе счетчика 0 (обратная развертка двоичного кода);
- переключает антенну на вход второго приемника;
- заносит код в управляемый генератор шума канала подшумливания для формирования опорного сигнала второго приемника;
- в $C\Phi_1$ подключает цепь интегрирования сигнала согласованной нагрузки;
- в $C\Phi_2$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны и опорного генератора шума;

- по выходным сигналам компараторов 3 – 6 приемников корректирует содержимое регистров $RG_3 – RG_6$ на 1 младший разряд;

4. При совпадении содержимого счетчика 0 и регистра RG_2 происходит вызов подпрограммы "прерывание 0", которая выполняет следующие операции:

- выключает ключ канала подшумливания;
- в $C\Phi_2$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны.

5. По состоянию 8192 контроллера ШИМ происходит вызов подпрограммы прерывания ШИМ, которая выполняет:

- останавливает тактирование счетчика 0;
- подключает антенну на вход третьего приемника;
- запускает тактирование счетчика 1 (прямая развертка двоичного кода);
- в $C\Phi_3$ подключает цепь, интегрирующую сигнал антенны;
- в $C\Phi_2$ подключает цепь интегрирования сигнала согласованной нагрузки;
- заносит код в управляемый генератор шума канала подшумливания для формирования опорного сигнала третьего приемника;
- определяет состояние компараторов 1, 4 – 6 приемников и корректирует содержимое регистров $RG_1, RG_4 – RG_6$ на 1 младший разряд.

6. При совпадении содержимого счетчика 1 и регистра RG_3 происходит вызов подпрограммы "прерывание 1", которая выполняет следующие операции:

- включает ключ канала подшумливания;
- в $C\Phi_3$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны и опорного генератора шума канала подшумливания.

7. По состоянию 12288 контроллера ШИМ происходит вызов подпрограммы прерывания ШИМ, которая выполняет:

- производит реверс в работе счетчика 1 (обратная развертка двоичного кода)
- переключает антенну на вход четвертого приемника;
- заносит код в управляемый генератор шума канала подшумливания для формирования опорного сигнала четвертого приемника;
- в $C\Phi_3$ подключает цепь интегрирования сигнала согласованной нагрузки;
- в $C\Phi_4$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны и опорного генератора шума;
- определяет состояние компараторов 1, 2, 5, 6 приемников и корректирует содержимое регистров RG_1, RG_2, RG_5, RG_6 на 1 младший разряд.

8. При совпадении содержимого счетчика 1 и регистра RG_4 происходит вызов подпрограммы "прерывание 1", которая выполняет следующие операции:

- выключает ключ канала подшумливания;
- в $C\Phi_4$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны.

9. По состоянию 16384 контроллера ШИМ происходит вызов подпрограммы прерывания ШИМ, которая выполняет:

- останавливает тактирование счетчика 1;
- подключает антенну на вход пятого приемника;
- запускает тактирование счетчика 2 (прямая развертка двоичного кода);
- в $C\Phi_5$ подключает цепь, интегрирующую сигнал антенны;
- в $C\Phi_4$ подключает цепь интегрирования сигнала согласованной нагрузки;
- заносит код в управляемый генератор шума канала подшумливания для формирования опорного сигнала пятого приемника;
- по выходным сигналам компараторов 1 – 3, 6 приемников корректирует содержимое регистров $RG_1 – RG_3, RG_6$ на 1 младший разряд.

10. При совпадении содержимого счетчика 2 и регистра RG_5 происходит вызов подпрограммы "прерывание 2", которая выполняет следующие операции:

- включает ключ канала подшумливания;
- в $C\Phi_5$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны и опорного генератора шума канала подшумливания.

11. По состоянию 20480 контроллера ШИМ происходит вызов подпрограммы прерывания ШИМ, которая выполняет:

- производит реверс в работе счетчика 2 (обратная развертка двоичного кода)
- переключает антенну на вход шестого приемника;
- заносит код в управляемый генератор шума канала подшумливания для формирования опорного сигнала шестого приемника;
- в $C\Phi_5$ подключает цепь интегрирования сигнала согласованной нагрузки;
- в $C\Phi_6$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны и опорного генератора шума;
- определяет состояние компараторов 1 – 4 приемников и корректирует содержимое регистров $RG_1 – RG_4$ на 1 младший разряд.

12. При совпадении содержимого счетчика 2 и регистра RG_6 происходит вызов подпрограммы "прерывание 2", которая выполняет следующие операции:

- выключает ключ канала подшумливания;
- в $C\Phi_6$ подключает цепь интегрирования сигнала антенны.

13. По состоянию 24576 контроллера ШИМ происходит вызов подпрограммы прерывания ШИМ, которая сбрасывает контроллер ШИМ в состояние 0. И работа устройства повторяется.

3.4. Расчет шумовой температуры приемников и флуктуационной чувствительности радиометра

Рассчитаем приведенную к входу приемника (входу *МШУ*) эффективную температуру $T_{ш}$ собственных шумов. Согласно [169], шумы усилительной части приемника $T_{ш,пр}$ рассчитываются по формуле

$$T_{ш,пр} = T_{ш,МШУ} + \frac{T_{ш,УВЧ}}{G_{МШУ}}, \quad (3.5)$$

где $T_{ш,МШУ}$ и $T_{ш,УВЧ}$ – эффективные шумовые температуры усилителей *МШУ* и *УВЧ* приемника, определяемые как $(F_{ш} - 1)T$, где $F_{ш}$ – коэффициент шума усилителей, T – температура рабочей среды радиометра; $G_{МШУ}$ – коэффициент усиления малозумящего усилителя высоких частот. Для применяемых усилителей (раздел 3.2) при температуре окружающей среды $T = 300$ К – $T_{ш,МШУ} = 56,6$ К, $T_{ш,УВЧ} = 298,5$ К, $G_{МШУ} = 14,1$. После подстановки этих значений в формулу (3.5), получим $T_{ш,пр} = 77,7$ К.

Во входном блоке радиометра, при распространении сигнала через СВЧ-узлы, происходят не только его потери, но и возникают новые шумы, которые пропорциональны величине потерь и определяются из следующей формулы (в случае, если узлы находятся при одной и той же температуре) [181]

$$T_{ш,ex} = (1 - \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n) T_0, \quad (3.6)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ – коэффициенты передачи отдельных узлов входного тракта, T_0 – термодинамическая температура термостатированного входного узла, равная 320 К. Если передача сигнала происходит без потерь, то есть $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = 1$, то, как следует из (3.6), входной тракт не вносит дополнительных шумов. В описанном радиометре основные потери во входном блоке возникают при передаче сигнала через переключатель-селектор ($\alpha_1 = 0,891$, раздел 3.1.1) и вентиль ($\alpha_2 = 0,966$).

Тогда, подставляя данные величины в (3.6), получим $T_{ш,ex} = 44,6$ К. Для того, чтобы учесть потери в соединениях, соединительных линиях передачи сигналов полученную шумовую температуру входного узла домножаем на коэффициент $1,4 \div 1,7$.

Таким образом, полная эффективная температура собственных шумов будет равна $T_{ш} = T_{ш,np} + 1,65T_{ш,ex} = 151,29$ К.

Произведем расчет флуктуационной чувствительности одного приемника радиометра для диапазона измерений $dT_a = 300$ К (тогда, согласно (2.9) $T_{оп,2} = 300$ К), $T_{оп,1} = 320$ К (согласованные нагрузки находятся в термостате при температуре $+45^\circ\text{C}$), полосы принимаемых частот $\Delta f = 65$ МГц, постоянной времени синхронного фильтра $\tau = 1,31$ мс, $m = N = 6$. Время измерения $t_{изм}$ нормируем к 0,5 секунде. Тогда, по формуле (2.24) определяем число накопленных кодов длительности широтно-импульсного сигнала, $R = 163$ ($6 \times t_{аим} = 6 \times 512$ мкс = 3,072 мс). Используя выражение (2.22а) для оценки флуктуационной чувствительности одного приемного канала, получаем $\Delta T_{макс}^1 = 0,075$ К. Применяя (2.23), определяем флуктуационную чувствительность всего радиометра с шестью приемными каналами: $\Delta T_{макс} = 0,031$ К.

Выводы

В данной главе приведено описание созданного микроволнового шестиприемникового радиометра дециметрового диапазона длин волн, принцип работы которого основан на нулевом методе измерений. Рассмотрен микрополосковый входной блок радиометра, в котором выполняются два вида импульсных модуляций – амплитудной и широтной, приведены конструкции входных узлов. Радиометрические приемники построены по схеме прямого усиления с полосой принимаемых сигналов 65 МГц. Прямое преобразование заметно снижает уровень собственных шумов, имеет простую схемную реализацию, стабильные характеристики. Современная элементная база позволяет создавать приемники радиометров по схемам прямого усиления включая миллиметровый диапазон. Приведено детальное описание всех функциональных блоков приемников. Описан цифровой блок управления, созданный на базе микроконтроллера. Приведена структура блока и алгоритм функционирования. По выведенным во второй главе формулам проведен расчет собственной шумовой температуры приемников радиометра, флуктуационной чувствительности одного приемного канала и всего радиометра в целом.

Как следует из полученных формул и их анализа многоприемниковый радиометр позволяет достигнуть высокую чувствительность без криогенного охлаждения входных (первых) усилителей радиометра. Полученные в результате расчетов численные данные показывают, что применение только четырех приемников уже позволяет получить чувствительность, близкую к чувствительности идеального компенсационного радиометра. Применение многоприемниковой схемы перекрывает потери во входном блоке радиометра и оправдывает наличие во входном блоке модуляции, которая, по определению, ухудшает свойства по чувствительности, но без которой нельзя обойтись, если поднимается вопрос по стабильности функционирования радиометра.

4. Экспериментальные исследования характеристик многоприемниковых нулевых радиометров

В данной главе описаны экспериментальные исследования разработанного радиометра с шестью приемными каналами. Рассмотрены вопросы калибровки. Определена флуктуационная чувствительность и построена передаточная характеристика каждого приемного канала и всего радиометра в целом. Установлена погрешность нелинейности измерений. Выполнены тесты на проверку долговременной и температурной стабильности измерений в лабораторных и натуральных условиях эксплуатации радиометра. Для этого предварительно рассмотрено в статике влияние изменений коэффициента передачи измерительного тракта приемника на точность измерений. С помощью аттенуаторов и резистивных делителей производились изменения коэффициента передачи приемников по высокой и низкой частотам. Результаты измерений сравнивались с модуляционным и компенсационным методами.

4.1. Калибровка радиометра

Как известно, калибровочный процесс предшествует измерениям. Для радиометрических систем калибровка подразделяется на внешнюю и внутреннюю [182, 183]. Внешняя калибровка выполняется в совокупности с антенными системами и осуществляется либо на искусственных эталонах (имеет место для небольших антенн, чаще всего эталоны представляют собой объемные крионагрузки, выполненные из радиопоглощающего материала, которые могут насыщаться хладагентом [158, 160, 184–186]), либо по естественным эталонам с известной излучательной характеристикой (вода, лес и т.д.) [187]. Внутренняя калибровка, как правило, выполняется двухточечным методом по двум эталонам, определяющим границы диапазона измерений, которые подключаются на вход радиометра вместо антенны. В зависимости от настраиваемого диапазона здесь используются или согласованные нагрузки – охлаждаемые и нагреваемые, как более стабильные шумовые

генераторы, или активные элементы – генераторы шума на полупроводниках, газоразрядные и т.д.

Так как предметом исследований в данной работе является радиометр многоприемникового типа, а не антенная система, для проведения намеченных экспериментов осуществлялась только внутренняя калибровка радиометра с эталонами, генерирующими низкотемпературный и высокотемпературный шумы.

Для формирования эталонных шумовых сигналов был разработан калибровочный модуль, структурная схема которого приведена на рисунке 4.1. Он имеет три независимых канала формирования шумовых сигналов и три выхода. На выход 1 поступает низкотемпературный шум фиксированной величины ≈ 50 К. На выход 2 – сигнал со средней шумовой температурой, которую можно регулировать в пределах $\approx 100 \div 250$ К. На выходе 3 шумовой сигнал является высокотемпературным и регулируется в пределах $\approx 300 \div 350$ К.

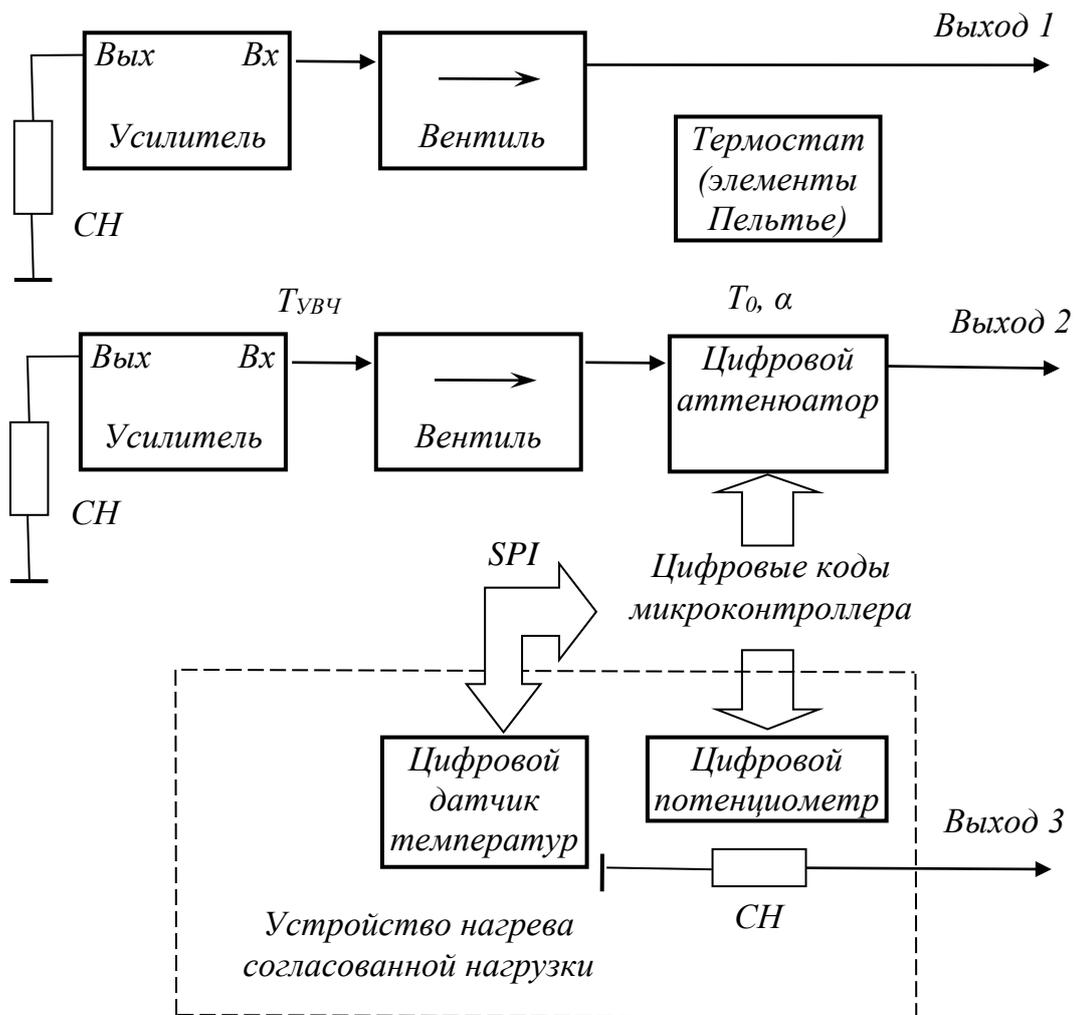


Рисунок 4.1 Структурная схема устройства калибровки радиометра с каналами низкотемпературного (выход 1), среднетемпературного (выход 2) и высокотемпературного (выход 3) шумов, СН – согласованная нагрузка

Для первого и второго каналов модуля, в качестве эталонной единицы используются два сверхмалошумящих высокочастотных усилителя *TAMP-242-LN+* с характеристиками: полоса усиливаемых частот $1,7 \div 2,4$ ГГц, коэффициент шума $k_{ш} = 0,55$ дБ (при температуре окружающей среды $293 \text{ K} (\approx +20^\circ \text{ C})$ шумовая температура, приведенная к входу усилителя составляет $39,56 \text{ K}$). Выходы усилителей соединены с согласованными нагрузками. Входы усилителей через вентили ФПЦН2-321-2,25 с прямыми потерями $-0,2$ дБ подключаются к 1 и 2 выходам

калибратора. Такое подключение обеспечивает генерирование низкотемпературного шума (в иностранной литературе такие устройства больше известны как активные "холодные" источники шума [89]). В первом канале вход усилителя соединен через вентиль непосредственно с первым выходом калибратора. Во втором канале регулируемого среднетемпературного шума соединение со вторым выходом выполнено через регулируемый аттенюатор, управляемый цифровым кодом. В качестве аттенюатора используется 5-ти битная микросхема *HMC539LP3E* с параметрами: прямые потери – 0,7 дБ, изменение затухания с дискретностью 0,25 дБ, максимальное затухание – 7,75 дБ, диапазон рабочих частот $0 \div 4$ ГГц. Величина шумового сигнала на выходе 2 устанавливается регулировкой коэффициента передачи аттенюатора согласно следующего соотношения

$$T_{\text{вых}2} = T_{\text{УВЧ}} \alpha + T_0(1 - \alpha), \quad (4.1)$$

где $T_{\text{УВЧ}}$ – приведенные к входу шумы усилителя, α – коэффициент передачи цифрового аттенюатора, изменяющийся дискретно, T_0 – физическая температура аттенюатора, выраженная в градусах термодинамической шкалы Кельвина. Усилитель и аттенюатор термостатированы при температуре $T_0 = 293$ К ($\approx +20^\circ$ С) с точностью $\pm 0,1^\circ$ С. Устройство термостатирования выполнено с применением элементов Пельтье и имеет аналоговый принцип управления, подобный реализованному в термостате, схема которого представлена на рисунке 3.2.

В третьем канале калибровочного устройства, в котором происходит формирование высокотемпературного шума, в качестве генератора используется нагреваемая согласованная нагрузка. Нагрев нагрузки осуществляется устройством, выполненным по схеме на рисунке 3.3. Отличие заключается в том, что используется

потенциометр на 8 цифровых разрядов, микросхема AD5260. Точность поддержания температуры согласованной нагрузки контролируется цифровым датчиком ADT7310.

Управление калибровочным узлом осуществляется при помощи ЭВМ с применением устройства сопряжения, выполненного на микроконтроллере SAM7S64 семейства ARM7 фирмы Atmel с элементами гальванической развязки ADUM1300.

Шумовые температуры по трем выходам (фиксированная по выходу 1 и регулируемые по выходам 2 и 3) тестировались с помощью измерителя шумов X5M-04 (ОАО "Микран"). В диапазоне 2,2 ÷ 2,4 ГГц неравномерность шумового сигнала составила не более ±0,1 %. С использованием данного измерителя шумов была создана таблица соответствия значений генерируемых шумовых температур от цифровых кодов, подаваемых на аттенюатор и цифровой потенциометр. Некоторые из этих значений приведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 — Таблица значений генерируемых шумовых температур калибратора от цифровых кодов, подаваемых на аттенюатор и цифровой потенциометр

Выходы калибратора	Цифровые коды, подаваемые на аттенюатор и потенциометр	Выходной шумовой сигнал, К
Выход 1		50,97
Выход 2	0 0000	86,95
	0 0100	129,28
	0 1001	170,34
	0 1110	201,00
	1 0011	224,07
	1 1011	249,40

Выход 3	0000 0000	293,01
	0100 0000	298,71
	1000 0000	316,14
	1100 0000	332,96
	1111 1111	360,75

Данный калибровочный источник шумовых сигналов использовался не только для калибровки радиометра, но и для проверки флуктуационной чувствительности и линейности передаточной характеристики.

С применением данного калибровочного узла, первоначально радиометр был откалиброван на диапазон $50,97 \div 351,1$ К.

4.2. Режимы работы радиометра

Для проведения лабораторных испытаний в радиометре были реализованы три режима работы. Под управлением ЭВМ радиометр мог функционировать по методу компенсационных и модуляционных измерений и по методу нулевых измерений.

В модуляционном и компенсационном режимах работы радиометра канал подшумливания выключался. Для реализации модуляционного метода в радиометре осуществлялась только амплитудно-импульсная модуляция. Для компенсационного метода переключатель-селектор во входном узле радиометра устанавливался в такое положение, когда антенна на протяжении всего времени измерений подключена к входу приемника.

В модуляционном и компенсационном режимах съем сигналов производился с выходов низкочастотных усилителей приемников. Коэффициент усиления измерительных трактов приемников устанавливался таким образом, чтобы при

минимальном сигнале антенны, когда размах сигналов на выходах низкочастотных усилителей приемников принимает максимальные значения, усилители не переходили в нелинейную область передаточной характеристики (ограничение сигналов по источникам питания). Максимальный размах не превышал $2/3$ от напряжения источников питания. Далее сигналы оцифровывались и накапливались в базе данных.

При измерениях по нулевому методу радиометр работал в штатном режиме. Сигнал антенны отдельно по приемникам определялся из следующего соотношения

$$T_a^i = \frac{T_{\text{эт,макс}} - T_{\text{эт,мин}}}{2^n} \times \frac{1}{R} \sum_{v=1}^R N_{\text{шум},v}^i, \quad (4.2)$$

где i – номер приемного канала ($1 \div 6$), $T_{\text{эт,макс}}$ и $T_{\text{эт,мин}}$ – шумовые температуры выходного сигнала узла калибровки, соответственно равные 351,1 и 50,97 К, n – разрядность цифрового кода длительности широтно-импульсного сигнала, в нашем случае равная 12, $N_{\text{шум},v}$ и R – цифровые коды длительности широтно-импульсного сигнала и их количество, накопленное за время одного измерения. Например, при времени измерения 0,5 с значение $R = 163$. Первый множитель во второй половине равенства (4.2) характеризует разрешающую способность приемного канала радиометра. После завершения одного измерительного интервала антенный сигнал всего радиометра определялся по формуле

$$T_a = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_a^i, \quad (4.3)$$

где N – число приемников в радиометре.

4.3. Определение флуктуационной чувствительности

После проведения калибровки, для определения флуктуационной чувствительности всего радиометра и отдельно по каналам на вход подавался шумовой

сигнал от калибровочного узла, величина которого соответствовала середине диапазона измерений (≈ 200 К). Шумовой сигнал задавался соответствующим цифровым кодом, подаваемым на цифровой аттенюатор. В этом случае, как следует из второй главы (формула (2.22а)), чувствительность приемных каналов радиометра составляет минимальную величину.

Производились 64 независимых измерения с временем измерения 0,5 с. Последующим расчетом среднего, дисперсии определялась флуктуационная чувствительность по каждому из приемников. Для этого использовалась формула [188]

$$\Delta T_{\text{эксн}}^i = \frac{T_{\text{эт, макс}} - T_{\text{эт, мин}}}{2^n} \times \sqrt{\frac{1}{63} \sum_{j=1}^{64} (N_{\text{шмм}, j} - \overline{N_{\text{шмм}}})^2}, \quad (4.4)$$

где $N_{\text{шмм}, j}$ – цифровые коды длительности широтно-импульсного сигнала 64-х измерений, $\overline{N_{\text{шмм}}} = \frac{1}{64} \sum_{j=1}^{64} N_{\text{шмм}, j}$.

Для установления зависимости чувствительности радиометра от числа приемных каналов, полученные данные измерений обрабатывались для двух, трех, четырех, пяти и шести приемников. Расчет производился следующим образом.

Сначала по каждому из 64 измерений рассчитывались средние значения показаний N приемников (N принимало значения от 2 до 6)

$$\overline{N_{\text{шмм}, 1}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N N_{\text{шмм}, 1}^i, \quad \overline{N_{\text{шмм}, 2}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N N_{\text{шмм}, 2}^i, \quad \dots, \quad \overline{N_{\text{шмм}, 64}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N N_{\text{шмм}, 64}^i.$$

Далее определялась чувствительность с N приемными каналами по следующей формуле

$$\Delta T_{\text{эксн}} = \frac{T_{\text{эт, макс}} - T_{\text{эт, мин}}}{2^n} \times \sqrt{\frac{1}{63} \sum_{j=1}^{64} (\overline{N_{\text{шмм}, j}} - \overline{\overline{N_{\text{шмм}}}})^2}, \quad (4.5)$$

$$\text{где } \overline{N_{\text{шм}}} = \frac{1}{64} \sum_{j=1}^{64} \overline{N_{\text{шм},j}}$$

Всего было выполнено 16 серий, которые дали близкие значения. Результаты одной серии сведены в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 — Флуктуационная чувствительность радиометра

в зависимости от числа приемных каналов при времени измерения 0,5 с

Приемные каналы	Флуктуационная чувствительность, мК					
1	155,3	103,9	72,7	67,8	55,4	52,3
2	124					
3	135					
4	138,2					
5	91,5					
6	161,6					

На рисунке 4.2 приведен график, построенный по данным таблицы 4.2. Приведенная на графике чувствительность для одного приемника рассчитывалась усреднением значений чувствительностей шести приемников. Пунктирная кривая определяется функциональной зависимостью $N^{1/2}$.

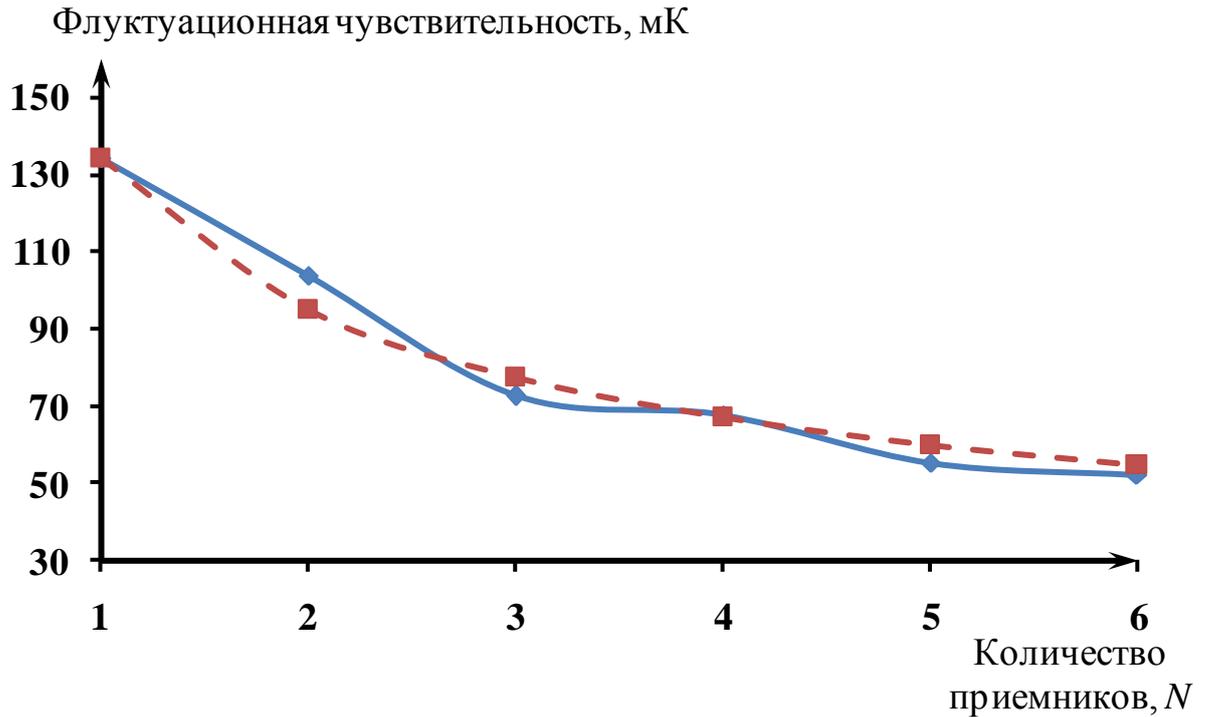


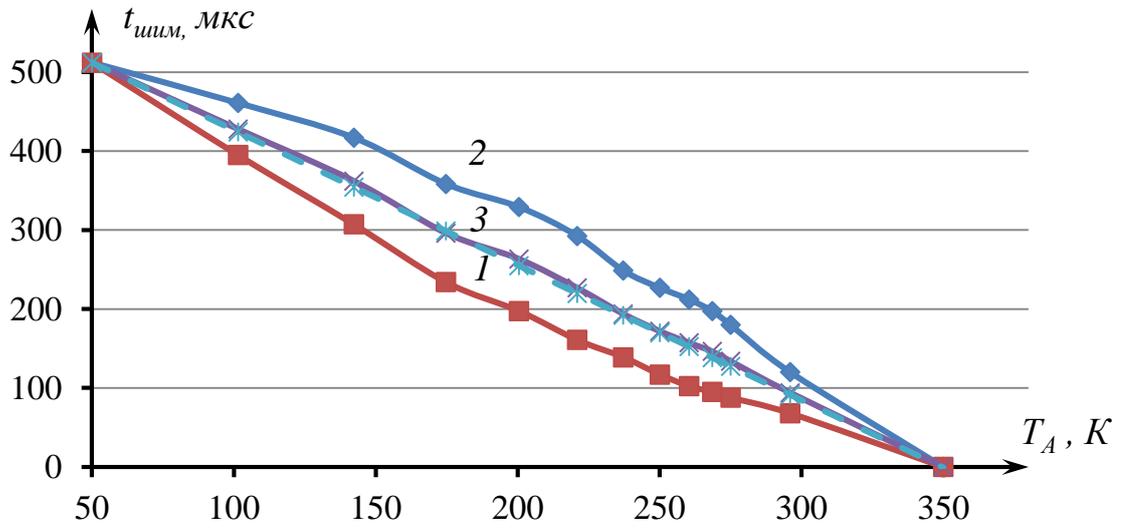
Рисунок 4.2 Зависимость флуктуационной чувствительности радиометра от числа приемных каналов при времени измерения 0,5 с

Таким образом, экспериментальные данные удовлетворительно согласуются с результатами теоретических исследований, согласно которым чувствительность радиометра растет пропорционально корню квадратному из числа приемных каналов. Погрешность отклонения полученной кривой от функциональной зависимости составила не более 8%.

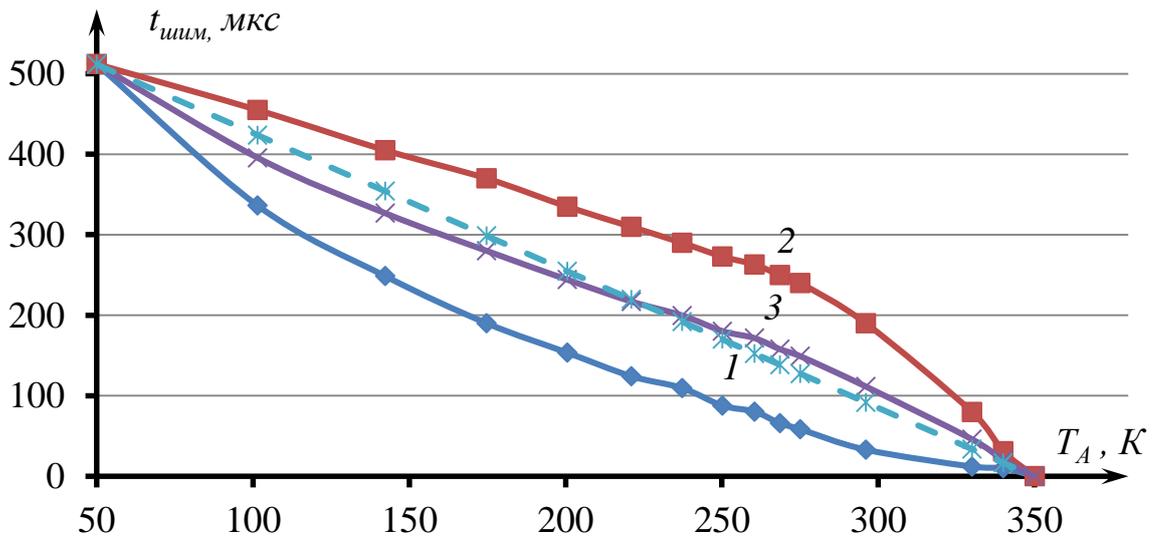
4.4. Линейность передаточной характеристики

Для различных шумовых сигналов на входе радиометра, задаваемых изменением цифровых кодов по управлению аттенюатором и потенциометром калибровочного узла, были получены передаточные характеристики одной пары, четного и нечетного, приемных каналов радиометра и рассчитана их результирующая характеристика. Передаточные характеристики снимались для разных постоянных времени фильтров высоких частот приемников, равных 3,4, 0,62 и 0,14 мс. На рисунке 4.3а, б, в приведены

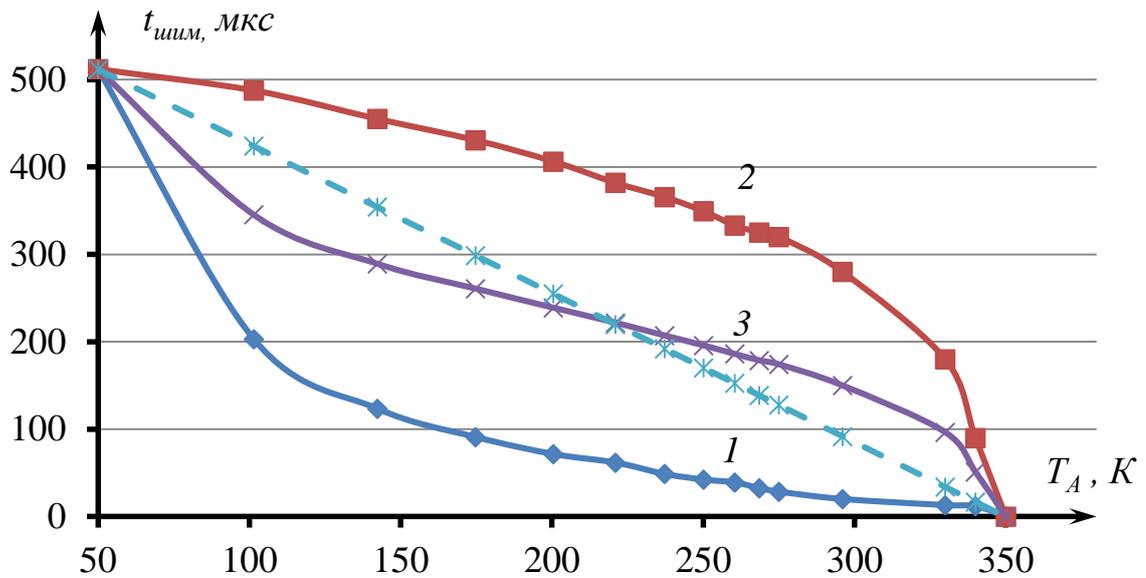
кривые построенных передаточных характеристик. Пунктирной линией на графиках проведена прямая, соответствующая линейному закону.



а)



б)



в)

Рисунок 4.3 Передаточные характеристики четного (1) и нечетного (2) приемников радиометра и результирующая характеристика (3) для постоянных времени фильтров высоких частот, равных а – 3,4 мс, б – 0,62 мс, в – 0,14 мс

Из построенных графиков следует, что интегральные значения погрешности нелинейности одного приемного канала при постоянных времени фильтров высоких частот, равных 3,4, 0,62 и 0,14 мс, соответственно составили 8,3, 12,9 и 23,4 % при максимальных значениях 13,7, 21,5 и 42 %. Анализ результирующей передаточной характеристики двух приемных каналов показал, что при тех же самых постоянных времени фильтров интегральные значения погрешности нелинейности передаточной характеристики соответственно составляют 0,84, 2,6 и 3,9 % при максимальных величинах 1,6, 5,5 и 6,7 %. То есть, можно сделать вывод о том, что линейность совокупной передаточной характеристики возрастает в 5 ÷ 10 раз, что согласуется с данными результатов теоретических исследований второй главы.

4.5. Влияние изменений коэффициента передачи приемников в статике на точность измерений

Как было отмечено, к достоинству нулевого метода относится его инвариантность к вариациям коэффициента передачи измерительного тракта приемника, когда минимизировано влияние дрейфа и флуктуаций на точность измерений.

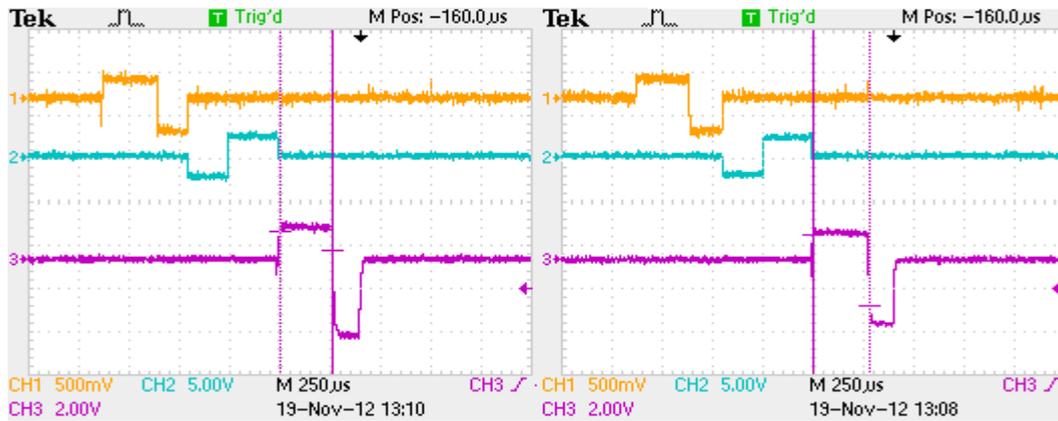
В данном разделе рассмотрено влияние на точность измерений изменений коэффициента усиления приемников в статическом режиме и проведено сравнение нулевого метода с модуляционным методом дифференциальных измерений.

Изменение усиления приемников в одном эксперименте выполнялось в низкочастотном тракте соответствующей установкой резистивных делителей перед низкочастотными усилителями. В другом эксперименте изменение коэффициента усиления производилось установкой в высокочастотный тракт (до квадратичного детектора) калиброванных аттенюаторов из набора *Minicircuits VAT-2+*. Во втором случае, чтобы шумы аттенюатора не влияли на полную, приведенную к входу шумовую температуру приемника, аттенюаторы устанавливались в конце высокочастотного тракта, перед квадратичным детектором.

4.5.1. Изменение усиления в низкочастотном тракте передачи сигналов

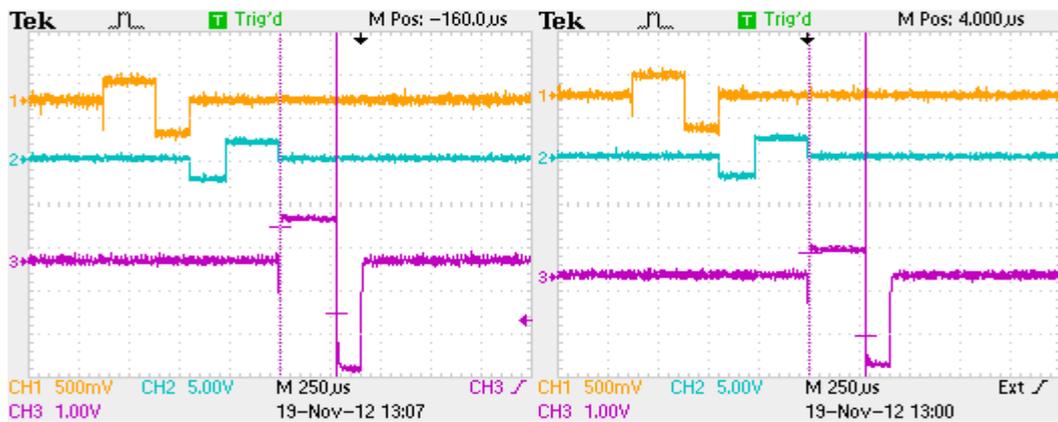
На рисунке 4.4 приведены осциллограммы на входе компараторов первого, второго и третьего приемников. Как следует из масштабов по оси ординат (для первого канала 0,5 В/дел, второго канала 5 В/дел), сигнал во втором приемнике примерно в 10 раз больше сигналов в других двух приемниках, что осуществлялось установкой соответствующих резистивных делителей. Тем не менее длительности широтно-импульсного сигнала канала подшумливания (положительного импульса на осциллограммах), через которую определяется сигнал антенны, во всех трех приемниках имеют примерно одинаковую величину, и можно сделать предварительный вывод о том, что на радиометр не влияют изменения коэффициента передачи измерительного тракта.

Для более точно выяснения влияния изменений коэффициента усиления на точность измерений проведен анализ для пяти различных коэффициентов передачи резистивных делителей. Для эксперимента был выбран третий приемный канал, которому соответствует третья осциллограмма на рисунке 4.4. Для модуляционного метода канал подшумливания выключен и регистрируется только отрицательный импульс, как это показано на рисунке 4.5. Если в рассмотренной модификации нулевого метода величина сигнала антенны определяется через длительность импульса подшумливания, то в методе дифференциальных измерений амплитуда отрицательного импульса является информативным параметром, которая характеризует уровень разности опорного и антенного сигналов.



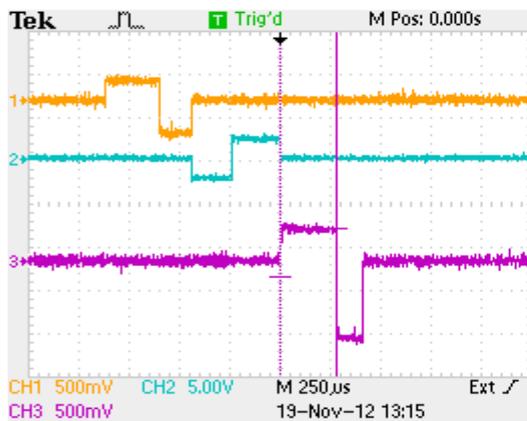
а)

б)



в)

г)



д)

Рисунок 4.4 Осциллограммы сигналов на входе компаратора приемника при различных коэффициентах ослабления сигналов, вносимых соответствующей установкой резистивных делителей. Коэффициенты передачи резистивных делителей: а – 1, б – 0,89, в – 0,72, г – 0,59, д – 0,27

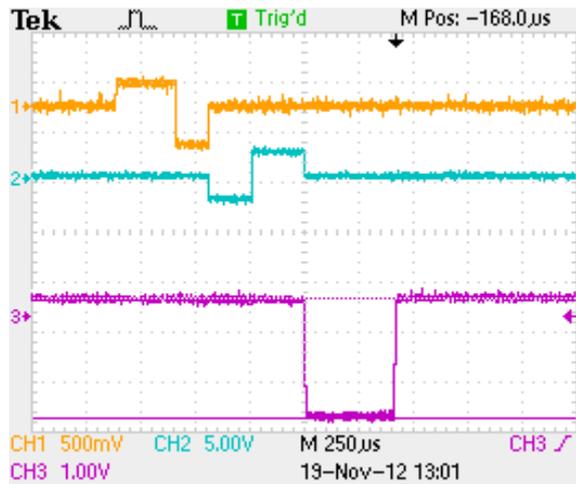


Рисунок 4.5 Осциллограмма сигналов на входе компаратора приемника при выключенном канале подшумливания (для третьего канала)

В таблице 4.3 приведены данные по длительности широтно-импульсного сигнала – положительного импульса на осциллограммах (нулевой метод), и амплитуды отрицательного импульса (модуляционный метод) для коэффициентов ослабления сигналов 0,89, 0,72, 0,59, 0,27. Также в данной таблице приведены данные по погрешности измерений для модуляционного и нулевого методов.

Таблица 4.3 — Погрешность измерений радиометра по модуляционному и нулевому методам при изменении усиления в низкочастотном тракте приемника

Коэффициент передачи резистивного делителя	Изменение усиления приемника в раз	Выходной сигнал для модуляционного метода (амплитуда отрицательного импульса U_-), В	Выходной сигнал для нулевого метода (длительность положительного импульса U_+), мкс	Погрешность модуляционного метода, %	Погрешность нулевого метода, %
1	1	3,4	336,0	0	0
0,89	1,12	3,0	336,2	11,8	0,06
0,72	1,39	2,5	336,4	26,5	0,12
0,59	1,69	2,1	336,7	38,2	0,21
0,27	3,7	0,9	337,2	73,5	0,36

Согласно данным таблицы 4.3, погрешность измерений, например, при изменении усиления в 1,4 раза в модуляционном режиме работы приемника радиометра составила 26,5 %, а в нулевом – 0,12 %. Из табличных данных также следует, что изменения длительности широтно-импульсного сигнала при изменении усиления носят систематический характер. Более тщательной настройкой напряжения смещения на

входе компаратора (см. раздел 3.2, схема на рисунке 3.8) можно добиться еще меньшего влияния на точность измерений изменений коэффициента усиления приемников.

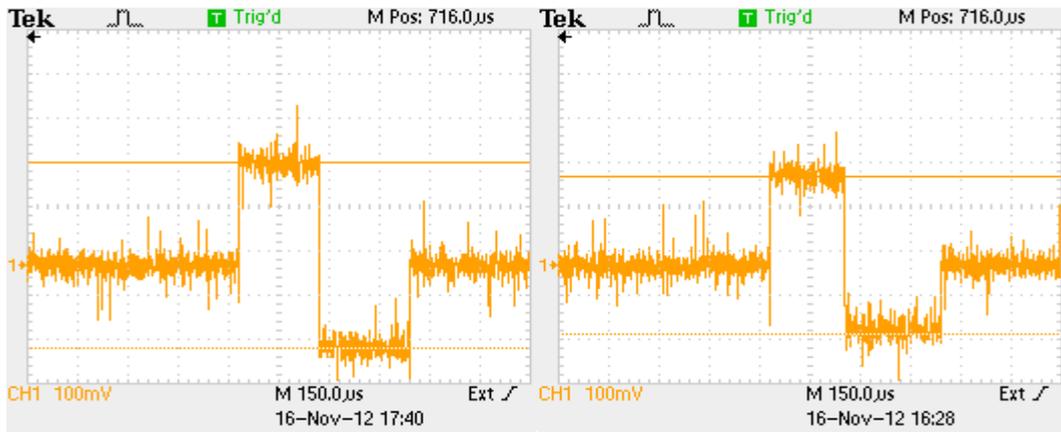
4.5.2. Изменение усиления в высокочастотном тракте передачи сигналов

Изменения коэффициента передачи производились путем введения в СВЧ-тракт фиксированных аттенюаторов с различными коэффициентами ослабления сигналов. На рисунке 4.6 приведены осциллограммы на входе компаратора третьего приемного канала радиометра, полученные в результате ослабления сигнала на 2, 3, 4, 5 дБ. В таблице 4.4 сведены данные анализа осциллограмм: длительность положительного импульса канала подшумливания (информативного параметра $t_{\text{шум}}$ для определения сигнала антенны по нулевому методу); амплитуда отрицательного импульса, характеризующая разность опорного и антенного сигналов (информативный параметр в модуляционном методе), рассчитанные погрешности измерений по двум методам, модуляционному и нулевому, выраженные в процентном отношении.

Таблица 4.4 — Погрешность измерений радиометра по модуляционному и нулевому методам при изменении усиления в высокочастотном тракте приемника

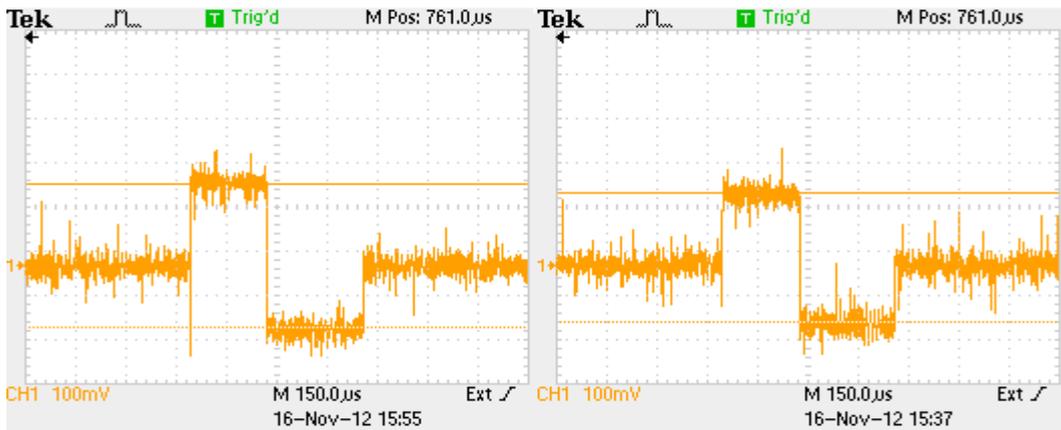
Ослабление, дБ	Выходной сигнал для модуляционного метода (амплитуда отрицательного импульса U_-), мВ	Выходной сигнал для нулевого метода (длительность положительного импульса U_+), мкс	Погрешность модуляционного метода, %	Погрешность нулевого метода, %
1	2	3	4	5
0	188	225,8	-	-
-2	149	226,0	20,7	0,09
-3	133	226,1	29,3	0,13
-4	122	226,2	35,2	0,18
-5	106	226,4	43,6	0,26

Таким образом, данные таблицы 4.4 подтверждают выводы предыдущего раздела монографии о том, что при применении нулевого метода измерений влияние изменений коэффициента усиления приемников на точность измерений имеет не значительную величину.



а)

б)



в)

г)



д)

Рисунок 4.6 Осциллограммы сигналов на входе компаратора приемника при различных коэффициентах ослабления сигналов, вносимых соответствующей установкой фиксированных аттенюаторов в высокочастотный тракт. Значения величин ослабления сигналов: а – 0 дБ, б – 2 дБ, в – 3 дБ, г – 4 дБ, д – 5 дБ

4.6. Температурная и долговременная стабильность измерений

Для проведения экспериментов на температурную и долговременную стабильность использовался температурный шкаф с возможностью установки отрицательных и положительных температур и с возможностью изменения температуры от одного значения до другого в циклическом режиме. Радиометр помещался в термошкаф. Вход радиометра подключался к выходу калибратора, который находился снаружи шкафа. С помощью калибратора на входе радиометра задавался эталонный шумовой сигнал, который не изменялся в процессе измерений.

В ходе экспериментов проводились исследования температурной стабильности. Для определения температурной повторяемости результатов измерений внутренняя температура шкафа изменялась с некоторой скоростью и регистрация сигналов радиометра производилась в трех режимах – компенсационном, модуляционном и нулевом. При изменении температуры от $+25^{\circ}\text{C}$ до -5°C погрешность одного приемного канала радиометра по методу компенсационных измерений составила 7,7 %, по модуляционному методу – 2,9 %, по нулевому – 0,32 %.

Для определения долговременной стабильности температура внутри шкафа оставалась на определенном уровне и съем сигналов производился через определенные временные интервалы (10 мин) в течение 8 часов. Для трех температур -10°C , 0°C , $+25^{\circ}\text{C}$ средние значения отклонений сигналов от первоначального уровня в течение 8 часов непрерывной работы составили: для компенсационной схемы 4,1 %, для модуляционной – 1,1 %, для нулевой – 0,14 %.

Как и следовало ожидать, основное влияние на точность измерений оказали температурные изменения рабочей среды прибора, температурная нестабильность представления результатов измерений.

На графике (рисунок 4.7) приведены кривые изменения нормированных выходных сигналов радиометра в трех режимах его функционирования в течении полуторачасового эксперимента при изменении температуры внешней среды от $+25^{\circ}\text{C}$ до $+10^{\circ}\text{C}$.

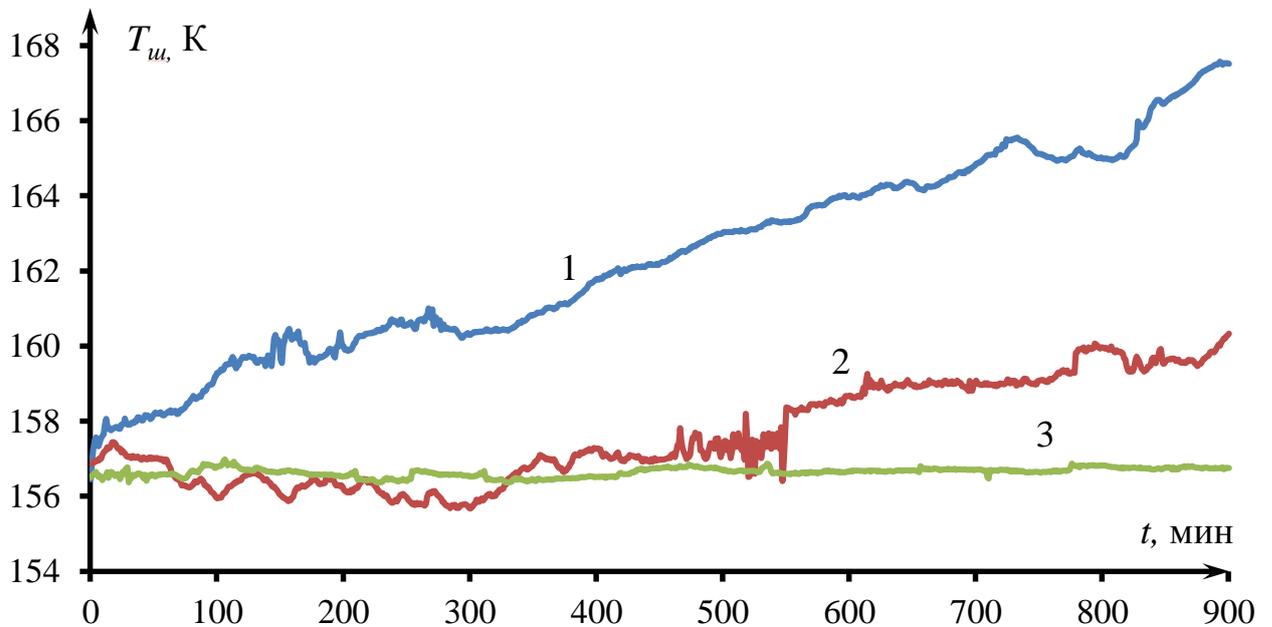


Рисунок 4.7 Временные характеристики изменения выходных сигналов радиометра в компенсационном (1), модуляционном (2), нулевом (3) режимах при изменении температуры окружающей среды на 15°C и неизменном сигнале на входе

Выводы

В данной главе получены экспериментальные результаты испытаний разработанного шестиприемникового нулевого радиометра. Экспериментальные исследования заключались в проверке радиометра на флуктуационную чувствительность, долговременную и температурную стабильность, определение линейности передаточной характеристики во всем динамическом диапазоне, оценке влияния на точность измерений отклонений коэффициентов усиления приемников от номинальных уровней.

Найденные в ходе экспериментов минимальные пороги обнаружения сигнала подтвердили сделанные теоретические выводы о характере изменения чувствительности многоприемникового радиометра в зависимости от числа приемных каналов, получено удовлетворительное совпадение теоретических расчетов с экспериментальными результатами.

Испытания нулевого радиометра в сравнении с обычным модуляционным радиометром показали, что при изменении усиления измерительного тракта приемника в 1,4 раза в модуляционном режиме работы погрешность составила 26,5 %, в нулевом – 0,12 %.

Погрешности при температурных испытаниях для компенсационного, модуляционного и нулевого методов соответственно оказались равными 7,7, 2,9 и 0,32 %. При определении долговременной стабильности погрешности для трех методов составили 4,1, 1,1 и 0,14 %.

Таким образом, подтверждена адекватность теоретических результатов и выводов с полученными экспериментальными данными.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты работы сводятся к следующему:

1. Развита концепция нулевого метода измерений для ее применения в микроволновых многоприемниковых радиометрах, позволяющая повысить флуктуационную чувствительность без криогенного охлаждения входных (первых) усилителей, стабильность характеристик во времени и при изменении температуры окружающей среды, надежность работы. Предложена схема построения многоприемникового радиометра с применением модификации метода нулевых измерений на базе комбинированной импульсной модуляции – амплитудной и широтной, со следящей системой авторегулирования нулевого баланса и значительным упрощением измерительного тракта после квадратичного детектора.

2. Получена математическая модель передаточной характеристики многоприемникового радиометра. В отличие от традиционного нулевого метода предложенная модель позволяет определить сигнал антенны косвенно по длительности импульса широтно-импульсного сигнала канала опорного подшумливания без преобразований сигналов в низкочастотном тракте.

3. Выполнен анализ флуктуационной чувствительности многоприемникового нулевого радиометра, получены математические модели для ее оценки. Показано, что с увеличением приемников в радиометре чувствительность растет пропорционально корню квадратному из их числа. Применение четырех приемников позволяет увеличить чувствительность в два раза и она становится близкой к чувствительности идеального компенсационного радиометра. Применение многоприемниковой схемы позволяет перекрыть потери во входном блоке радиометра и оправдать наличие во входном блоке модуляции, которая, по определению, ухудшает свойства по чувствительности, но без

которой нельзя обойтись, если поднимается вопрос по стабильности функционирования радиометра.

4. Предложен способ повышения линейности передаточной характеристики в многоприемниковом радиометре, который заключается в специальном алгоритме формирования модулирующих сигналов широтно-импульсной модуляции для четного и нечетного приемников.

5. Проведены расчеты по оценке потерь и других неидеальностей входного узла радиометра на точность измерений. Получены соотношения для определения границ изменения опорных сигналов, в которых отклонения выходного сигнала не превышают флуктуационной чувствительности радиометра.

6. Разработан многоприемниковый нулевой радиометр с шестью приемными каналами и исследованы его основные характеристики. Основные технические решения имеют патентную защиту в России.

7. Предложена процедура оперативной калибровки многоприемникового радиометра и произведена оценка инструментальной погрешности данных в ходе экспериментальных исследований на температурную и долговременную стабильность, линейность передаточной характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Арманд Н.А., Крапивин В.Ф., Мкртчян Ф.А. Методы обработки данных радиофизического исследования окружающей среды. – М.: Наука. – 1987.
2. Астафьева Н.М., Раев М.Д., Шарков Е.А. Портрет Земли из космоса. Глобальное радиотепловое поле // Природа. – 2006. – №9. – С.20–35.
3. Сытник О.В. Методы идентификации природных сред и объектов по данным радиофизического эксперимента // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 1. – С. 30–56.
4. Быстров В.П., Краснянский А.Д., Новиков С.С., Потапов А.А., Соколов А.В. Пассивные радиолокационные системы скрытного обнаружения наземных объектов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 1996. – Т. 1, № 1. – С. 64–71.
5. Арманд Н.А., Воронков В.Н., Никитский В.П., Панченко В.А. и др. Перспективы исследований в области дистанционного зондирования Земли и экологического мониторинга // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, №9. – С. 1061–1069.
6. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). – М.: Советское радио, 1964. – 326 с.
7. Кравцов Ю.А. Наблюдения океана из космоса при помощи микроволновых радиометров // Соросовский образовательный журнал. – 1999. – № 7. – С. 103–107.
8. Швецов А.А., Караштин Д.А., Федосеев Л.И. и др. Наземное зондирование термической структуры средней атмосферы в диапазоне частот 50 – 60 ГГц // Известия вузов. Радиофизика. – 2011. – Т. 54, № 8–9. – С. 631–639.

9. Федосеев Л.И., Кузнецов И.В., Куликов Ю.Ю. и др. Радиотепловые контрасты объектов в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн // Радиотехника. – 2011 – № 11. – С. 80–89.

10. Бубукин И.Т., Станкевич К.С. Радиометрия температурной пленки морской поверхности // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 11. – С. 39–55.

11. Михайлов Н.Ф., Щукин Г.Г. Зарубежные исследования в области СВЧ–радиометрического зондирования атмосферы. Обзор // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 4. – С. 49–58.

12. Elowitz Howard I. An introduction for microwave remote sensing // Microwave J. – 1992. – V. 35, N9. – P. 69–70

13. Финкель М.И., Масленников С.Н., Гольцман Г.Н. Концепция приемного комплекса космического радиотелескопа "Миллиметрон" // Известия вузов. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, № 10–11. – С. 924–932.

14. Руденко В.М. Особенности приема низкоэнергетических источников радиоэлектронных излучений в СВЧ диапазоне частот // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 12. – С. 18–31.

15. Шульгина Е.Н. Радиотепловое зондирование земных покровов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 4. – С. 59–68.

16. Vaks V.L., Kislyakov A.G., Pripolzin S.I., Savel'ev D.V., Shevelev E.I. Laboratory spectroscope based on a multichannel radiometer // Radiophysics and Quantum Electronics. – 1998. – V.41, № 7/ – P. 610–615.

17. Башаринов А.Е., Шутко А.М. Определение влажности земных покровов методами СВЧ– радиометрии (обзор) // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23, №9. – С. 1778–1791.

18. Шутко А.М. СВЧ– радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. – М.: Наука, 1986.
19. Ulaby F.T., Moore R.K., Fung A.K. Radiometer systems. In Microwave Remote Sensing (Active and Passive), 2nd ed. – Addison–Wesley: Reading, MA, USA. – 1981. – Vol. 1. – P. 344–431.
20. Краус Д.Д. Радиоастрономия. – М.: Сов радио, 1973. – 456с.
21. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1973. – 415 с.
22. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.: Советское радио, 1976.
23. Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Кохалев А.В. Радиометрическая система радиотелескопа РТФ–32 // Приборы и техника эксперимента. – 2005. – № 4. – С. 66–75.
24. Федотов Л.Б., Кольцов Н.Е., Носов Е.В., Гренков С.А. Цифровая система преобразования сигналов для астрономических радиоинтерферометров с небольшими антеннами // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 6. – С. 21–26.
25. Кольцов Н.Е., Маршалов Д.А., Мардышкин В.В., Федотов Л.Б. Блоки усиления и преобразования частот сигналов для радиоастрономических приемников // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 6. – С. 41–50.
26. Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Федотов Л.Б. Радиоинтерферометрический терминал обсерватории "Бадары" // Приборы и техника эксперимента. – 2009. – № 1. – С. 52–57.
27. Розанов С.Б., Завгородний А.С., Логвиненко С.В. и др. Малошумящий приемник для микроволновой озонметрии // Известия вузов. Радиофизика. – 2011. – Т. 54, № 8–9. – С. 708–718.

28. Швецов А.А., Федосеев Л.И., Большаков О.С., Караштин Д.А. Микроволновый спектрорадиометр для наземного комплекса температурного зондирования стратосферы // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 1. – С. 134–135.

29. Красильников А.А., Куликов Ю.Ю., Рыскин В.Г. и др. Новый малогабаритный микроволновый спектрорадиометр – озонметр // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 1. – С. 127–133.

30. Lemaître F., Poussière J.-C., Kerr Y.H. Design and Test of the Ground-Based L-Band Radiometer for Estimating Water in Soils (LEWIS) // IEEE Trans. on Geos. and Remote Sensing. – 2004. – V. 42, № 8. – P. 1666–1676

31. Шилов С.А., Комяк В.А. Перспективы создания многолучевых сканирующих СВЧ-радиометрических систем на основе антенн с открытыми электродинамическими структурами // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2008. – Т. 13, № 2–3. – С. 101–110.

32. Выставкин А.Н., Шитов С.В., Банков С.Е. и др. Высокочувствительный матричный радиометр диапазона частот 0,13–0,38 ТГц на сверхпроводниковых болометрах для телескопа БТА // Известия вузов. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, № 10–11. – С. 941–947.

33. Соломонов С.В., Игнатьев А.Н., Кропоткина Е.П. и др. Спектральная аппаратура для мониторинга атмосферного озона на миллиметровых волнах // Приборы и техника эксперимента. – 2009. – №2. – С. 138–144.

34. Кубланов В.С., Потапова О.В., Седельников Ю.Е., Сысков А.М. Совершенствование характеристик свч-радиотермографов в медицинских задачах // Журнал радиоэлектроники. – 2012. – № 4. – С. 1–27.

35. Кубланов В.С., Седельников Ю.Е., Азин А.Л., Сысков А.М. Природа флуктуаций собственного электромагнитного излучения головного мозга // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2010. – № 9. – С. 45–54.

36. Акиншин Р.И., Быстров Р.П., Кузнецов Е.Б. и др. Развитие радиоэлектронной техники радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – №10. – С. 24–58.

37. Быстров Р.П., Кузнецов Е.Б., Соколов А.В., Чесноков Ю.С. Методы современной радиолокации и системы обработки сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – № 9. – С. 11–28.

38. Соколов А.В., Чеканов Р.Н., Быстров Р.П., Садыков Р.Р., Федорова Л.В. Элементы и устройства радиоэлектронных систем // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 1. – С. 58–69.

39. Sato M., Hirose T., Ohki T., Sato H. et al. 94-GHz Band High-Gain and Low-Noise Amplifier using InP-HEMTs for Passive MillimeterWave Imager // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 3–8 June 2007. – Honolulu, USA. – P. 1775–1778

40. Пирумян Г.А. Совмещенная система активно-пассивной локации // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – Т. 16, № 7. – С. 52–58.

41. Черный И.В., Чернявский Г.М., Успенский А.Б., Пегасов В.М. СВЧ-радиометр МТВЗА спутника "Метеор – 3М" № 1: предварительные результаты летных испытаний // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 6. – С. 35–48.

42. Алексеев П.В., Викторов А.С., Волков А.М. и др. Микроволновый сканирующий радиометр интегрального влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 5. – С. 68–76.

43. Федосеев Л.И., Божков В.Г., Геннеберг В.А., Петров И.В. Шкаев А.П. Радиометр 3– миллиметрового диапазона длин волн с модулятором– калибратором // Известия вузов. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, N 10–11. – С. 948 – 953.

44. Vocquet B.J., Velde C., Mamouni A., Leroy Y. Microwave radiometric imaging at 3 GHz for the exploration of breast tumors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1990. – Vol. 38, № 6. – P. 791–793.

45. Маречек С.В. Интерференционный радиометр– поляриметр // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 4. – С. 64–70.

46. Аракелян А.К., Акопян И.К., Аракелян А.А. и др. Коротко–импульсный, поляризационный, совмещенный скаттерометр–радиометр на 20 ГГц // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 9. – С. 56–63.

47. Аракелян А.К., Гамбарян А.К., Смолин А.И. и др. Коротко–импульсный, поляризационный, совмещенный скаттерометр–радиометр диапазона Ка // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – № 7. – С. 73–77.

48. Аракелян А.К., Акопян И.К., Аракелян А.А. и др. Поляризационный, коротко–импульсный, совмещенный скаттерометр–радиометр диапазона S с возможностью действия на близких расстояниях // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12, № 3. – С. 52–60.

49. Аракелян А.К., Акопян И.К., Аракелян А.А. и др. Двухканальный, поляриметрический, совмещенный скаттерометр–радиометр на 5,6 ГГц // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12, № 11. – С. 41 – 47.

50. Патент РФ 2060507, МПК⁷ G01R 29/08. Радиоспектрометр с частотной модуляцией / А.Г. Кисляков, Е.И. Шкелев (РФ). – 5002395/09; заявл. 01.07.91; опубл. 20.05.96. – Бюл. №14. – С.196.

51. Jansky K.G. Directional studies of atmospheric at High Frequencies // Proc. IRE. – 1932. – vol. 20. – P. 1920–1932.
52. Reber G. Cosmic Static // Astrophys. J. – 1940. – vol. 91, June. – P. 621–624.
53. Tiuri M.E. Radiometer astronomy receivers // IEEE Transactions Antennas Propagations. – 1964. – № 12. – P. 930–938.
54. Hersman M.S., Poe G.A. Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration // IEEE Transactions Microwave Theory. – 1981. – № 29. – P. 32–40.
55. Brown S., Desai S., Lu W. and Tanner A. On the Long-Term Stability of Microwave Radiometers Using Noise Diodes for Calibration // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2007. – V. 45, № 7. – P. 1908–1920.
56. Dicke R.H. The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies // Rev. Sci. Instr. – 1946. – vol. 17, July. – P. 268–275.
57. Thomsen F. On the resolution of Dicke type radiometers // IEEE Transactions Microwave Theory. – 1984. – № 32. – P. 145–150.
58. Skou N. Sensitivity and accuracy of different radiometer types. In Microwave Radiometer Systems. Design and Analysis, 2nd ed. – Artech House: Norwood, MA, USA. – 1989. – P. 57–78.
59. Башаринов А.Е., Гурвич А.С., Егоров С.Т. Радиоизлучение Земли как планеты. – М.: Наука, 1974. – 188 с.
60. Грачев А.М. Модуляционные радиометры (обзор) // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1991. – № 3. – С. 29–38.
61. Ryle M. Vonberg D.D. An investigation of radio-frequency radiation from the sun // Proceeding of the Royal Society. – 1948. – Vol. 193, № 1032. – P. 98–119.

62. Троицкий В.С. Нулевой метод измерения слабых электрических флюктуаций // Журнал технической физики. – 1955. – Т.25, №3. –С. 478–496.
63. Fusomoto K. On the Correlation Radiometer Technique // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1964.– vol. MTT–12. – P. 203.
64. Панаджян В.Г. Балансный радиометр // Известия вузов. Радиофизика. – 1990. – Т. 33, № 7. – С. 887–888.
65. Aitken G. J. M. A new correlation radiometer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1968. – Vol. 16, N 2. – P. 511–523
66. Гвоздев В.И., Криворучко В.И., Кузаев Г.А., Турыгин С.Ю. Микроволновый радиовизор // Измерительная техника. – 2000. – №3. – С. 52–57.
67. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. – М.: Луч, 1997. – 440 с.
68. Graham M.H. Radiometer circuit // Proc. IRE. – 1958. – vol.46. – P. 1966
69. Дулевич Б.Е. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио. – 1964. – 710 с.
70. Ван дер Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1958. – 234 с.
71. Адерихин В.И., Буренков Ю.А., Саргсян М.В., Уздин Р.И.
Усовершенствование государственного первичного эталона единицы спектральной плотности мощности шумового радиоизлучения // Измерительная техника. – 2012. – № 12. – С. 3 – 8.
72. Поляков В.М. Измерения абсолютных термодинамических температур биологических объектов радиофизическим методом // Радиотехника. – 1998. – №8. – С. 88–94.

73. Башаринов А.Е., Тучков Л.Т., Поляков В.М., Ананов Н.И. Измерение радиотепловых и плазменных излучений в СВЧ– диапазоне. – М.: Сов. радио, 1968. – 390 с.

74. Harris A.I. Spectroscopy with Multichannel Correlation Radiometers // Review of Scientific Instruments. – 2005. – 76, 054503. – P. 1–6.

75. А.с. №1166017 СССР. МКИ G01 R 29/08. Многоканальный радиометр / А.С. Султанов, В.А. Кулаков, В.Н. Быков, Ю.В. Овсянников. – Оpubл. в Бюл. №25, 1985.

76. А. с. №1528156 СССР, МКИ⁵ G01R 29/08. Многоканальный модуляционный радиометр / В.С.Аблязов. – 4326858/24–09; заявл. 11.11.87.

77. А. с. №1574037 СССР, МКИ⁵ G01R 29/08. Многоканальный модуляционный радиометрический приемник / В.С.Аблязов. – 4323335/24–09; заявл. 30.10.87.

78. А. с. №1605784 СССР, МКИ⁵ G01R 29/08. Многоканальный модуляционный радиометр / В.С.Аблязов. – 4419546/24–09; заявл. 03.05.88.

79. Мухиев Г., Рахимов И.А., Рыжков Н.Ф., Ханбердиев А.Х. Методика спектральных измерений с шумовым пилот– сигналом в широкополосном канале и с синтезированным каналом сравнения в анализаторе спектра с цифровыми спектральными каналами // Тез. докл. XVII Всесоюзной конференции "Радиоастрономическая аппаратура". – 10–12 окт. 1985 г. – Ереван: Изд–во Акад. наук Арм. ССР, 1985. – С. 95.

80. Абанеев С.И., Гудзь Ю.Д., Ловкова И.М., Спангенберг Е.Е. Радиометр РАТАН–600 на волну 31см по схеме с пилот– сигналом // Тез. докл. XVII Всесоюзной конференции "Радиоастрономическая аппаратура". – 10–12 окт. 1985 г. – Ереван: Изд–во Акад. наук Арм. ССР, 1985. – С. 190.

81. Alimenti F., Bonafoni S., Leone L., Tasselli G., Basili P., Roselli L. A Low-Cost Microwave Radiometer for the Detection of Fire in Forest Environments // IEEE Transactions on geoscience and remote sensing. – 2008. – vol. 46, №. 9. – 2632–2643

82. А.С. №1451627 СССР, МКИ G01W 1/100. Сканирующий радиометр / Н.Н. Будолович, В.В. Некрасов, Л.А. Пенязь, А.Ю. Прозоровский. – 4170442/24–10. – Оpubл. В бюл. №2 15.01.89

83. А.С. №1370640 СССР, МКИ G 01 s 13/95, G01 R 29/08. Компенсационный радиометр / С.А. Волохов и А.А. Кочетков. – 4127834/24–09. – Оpubл. В бюл. № 4 30.01.88

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

85. Вайсблат А.В. Методы калибровки и поверки медицинских радиотермометров // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2003. – № 1. – С. 49–54.

86. Розанов С.Б., Платонов Ю.М., Лукин А.Н., Соломонов С.В. Охлаждаемые квазиоптические поглощающие нагрузки для радиометров коротковолновой части миллиметрового диапазона волн // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 3. – С. 359–365.

87. Тетерич Н.М. Генераторы шума и измерение шумовой характеристики. – М.: Энергия, 1968. – 214 с.

88. Наливайко Б.А., Берлин А.С., Божков В.Г., Вейц В.В., и др. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник. – Томск: МГП "РАСКО", 1992. – 223 с.

89. Frater R.H., Williams D.R. An active "cold" noise source // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1981. – МТТ–29, № 4. – Р. 344–347.
90. Бережной В.А. Низкотемпературный генератор шума // Электронная техника. Серия: Электроника СВЧ. – 1989. – №10. – С. 46–47.
91. Немлихер Ю.А., Рукавицын А.Ф., Струков И.А. Транзистор – источник низкотемпературного СВЧ–шума // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 5. – С. 603–608.
92. Топольницкий В.Н. Генерация "холодного" шума сверхвысокочастотным транзистором // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 12. – С. 1513–1516.
93. Адерихин В.И., Дорофеев А.А., Топольницкий В.Н., Уздин Р.И. Расчет шумовой температуры транзисторных низкотемпературных генераторов шума СВЧ // Измерительная техника. – 2002. – № 2. – С. 59–64.
94. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. – 2010. – № 2. – Р. 1826–1843/
95. Q. Klemetsen, Y. Birkelund, S. K. Jacobsen, P. F. Maccarini and P. R. Stauffer. Design of medical radiometer front–end for improved performance. // Progress In Electromagnetics Research –2011. – № B27: – P.289–306.
96. United states patent US2013/0079629 Int.Cl. A61 B 6/00. Passive non invasive tomography / James U. Lemke. – App. № 13/242 186, Pub. date 28.03.2013.
97. Авторское свидетельство СССР № 1168876 МКИ 4G01R29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – 3530983/24–09, опубл. 23.07.82 в Бюл. № 27 стр. 8–15.
98. Goggins W.B. A microwave feedback radiometer // IEEE Transactions Aerospace Electronics Systems. – 1967. – № 3. – Р. 83–90.

99. Геворкян В.Г., Кисляков А.Г., Мирзабекян Э.Г. Автоматический нулевой радиометр диапазона длин волн 3 – 4 мм // Известия вузов. Радиофизика. – 1979. – Т. 22, № 2. – С. 240–242.

100. Чеевко А.Г. Метод противопоставления в шумовой термометрии как развитие идей П.Г. Стрелкова // Измерительная техника. – 2011. – № 10. – С. 28–33.

101. Карапетян В.Р., Нагдалян Э.А. Квазиулевой модуляционный радиометр // Тез. докл. XVII Всесоюзной конференции "Радиоастрономическая аппаратура". – 10–12 окт. 1985 г. – Ереван: Изд-во Акад. наук Арм. ССР, 1985. – С. 255–256.

102. Агаджанян А.С., Долганов С.А., Тохмахян М.Г. Цифровое управление подшумливанием для квазиулевого радиометра // Тез. докл. XVII Всесоюзной конференции "Радиоастрономическая аппаратура". – 10–12 окт. 1985 г. – Ереван: Изд-во Акад. наук Арм. ССР, 1985. – С. 5–6.

103. Nach J.P. A very sensitive airborne microwave radiometer using two reference temperatures // IEEE Transactions Microwave Theory. – 1968. – № 16. – P. 629–636.

104. Ворсин Н.Н., Милицкий Ю.А., Шаинский В.М., Эткин В.С. Измерительные СВЧ-радиометры с цифровым выходом // Приборы и техника эксперимента. – 1988. – № 2. – С. 103.

105. Wilson W.J., Tanner A., Pellerano F. Development of a high stability L- band radiometer for ocean salinity measurements // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Pasadena, CA, USA, July 2003. – Vol. 2. – P. 1238 – 1240. (две опоры, время наблюдения на три части, компьютерные расчеты, формула для чувствительности)

106. Фрейтер. Синхронный интегратор и демодулятор // Приборы для научных исследований. – 1965. – Т. 36, № 5. – С. 53–57.

107. Ипатов А.В., Берлин А.Б. Низкочастотное выходное устройство радиоастрономического приемника с синхронным интегратором // Известия вузов. Радиофизика. – 1973. – Т. 16, № 5. – С. 712–715.

108. Hardy W.N., Gray K.W., Love A.W. An S-band Radiometer Design with High Absolute Precision // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1974. – MTT-22, № 4. – P. 382–391.

109. Носов В.И., Забытов Ю.М., Лебский О.В., Штанюк А.М. Нулевой двухканальный автоматический радиометр 3-миллиметрового диапазона волн // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – Т. 31, № 7. – С. 785–790.

110. А.с. №1171731 СССР, МКИ³ G01R 29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Б.И. № 29, 1985. – С. 154.

111. Land D.V., Levick A.P. and Hand J.W. The use of the allan deviation for the measurement of the noise and drift performance of microwave radiometers // Measurement Science Technology. – 2007. – Vol. 18, № 7. – P. 1917–1928.

112. Филатов А.В. Способы реализации модификации метода нулевого приема в сверхвысокочастотных радиометра // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т.48, № 7. – С. 888–894.

113. Филатов А.В. Микроволновые радиометрические системы нулевого метода измерений. Изд-во: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 273 с.

114. Филатов А.В. Нулевой метод в радиометрических измерениях. Изд-во: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2010. – 206 с.

115. Филатов А.В., Убайчин А.В. Параев Д.Е. Применение концепции нулевого метода измерений в микроволновых радиометрах // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2011. – № 4. – С. 41–55

116. Филатов А. В., Убайчин А.В. Метод авторегулирования нулевого баланса в радиометрических системах // Нелинейный мир. – 2010. – Т.8. № 4, – С. 220–233.

117. United States Patent ICC G01S 3/02 20060101 G01S003/02/. Multi-channel radiometer imaging system / Ammar, Danny F. – pub. March 9, 2006

118. А.с. №1538150 СССР. МКИ G01R29/08. Компенсационный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Бюл. № 3, 1990.

119. А.с. №1144060 СССР. МКИ G01 R 29/08. Радиометр / А.С. Султанов, В.А. Кулаков, Ю.В. Овсянников В.Н. Бондарчук. – Оpubл. в Бюл. № 9, 1985.

120. А.с. №1168876 СССР. МКИ G01 R 29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Бюл. № 27, 1985.

121. А.с. №1423967 СССР. МКИ G01 R 29/08. Радиометр / А.Ю. Прозоровский, В.П. Яковлев, К.Ю. Ходареев. – Оpubл. в Бюл. № 34, 1988.

122. А.с. №1493962 СССР. МКИ G01 R 29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Бюл. № 26, 1989.

123. А. с. №1574038 СССР, МКИ⁵ G01R 29/08. Многоканальный балансный радиометр / В.С.Аблязов. – 4419538/24–09; заявл. 03.05.88.

124. Патент США №7603088 В2. Многоканальная радиометрическая система с применением СВЧ ГИС / Danny F. Ammar, F.L Wndermere (US). – приоритет от 13 декабря 2005.

125. Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е. Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L-диапазона // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 1. – С. 67–75.

126. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О. Двухканальный радиометр повышенной точности // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–53.

127. Филатов А.В., Убайчин А.В., Бомбизов А.А. Двухприемниковый микроволновый радиометр с высокой линейностью передаточной характеристики // Измерительная техника. – 2012. – № 1. – С. 37–41.

128. Патент №2439594 РФ, МПК G01R 29/08. Нулевой радиометр / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков. – Приоритет от 01.06.2010. – заявка № 2010122360/28. – Оpubл. в Бюл. № 1, 2012. – С. 133.

129. Патент №2460081 РФ. МПК G01R 29/08. Многоканальный нулевой радиометр / А.В. Филатов, А.В. Убайчин. – Приоритет от 23.11.2010. – заявка № 2010147776/28. – Оpubл. в Бюл. № 24, 2012. – С. 253.

130. Патент №2393502 РФ, МПК G01R 29/26, G01S 13/95. Двухканальный нулевой радиометр / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, О.А. Сербинов. – Приоритет от 08.12.2008. – заявка № 2008148402/09. – Оpubл. в Бюл. № 18, 2010. – С. 125.

131. Убайчин А.В., Сербинов О.А., Жуков Н.О. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности // Всероссийская научно–техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР–2009". – 4–8 мая 2009. – Томск. – Из–во: В–Спектр, 2009. – Ч. 5. – С. 312–315.

132. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О., Чудинов А.О. Новый подход к построению многоканальных радиометрических систем для дистанционного определения легких газовых составляющих атмосферы // IV Всероссийская

конференция молодых ученых "Материаловедение, технологии и экология в 3–м тысячелетии". – 19–21 окт. 2009. – Томск. – Изд–во: ИОА СО РАН, 2009. – С. 372–376.

133. Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е. Многоканальные радиометрические системы нулевого метода измерений // Конференция молодых специалистов "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева" "Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем", посвященной 50–летию полета в космос Ю.А. Гагарина. – 2–4 марта 2011. – Железногорск. – Изд–во: ОАО "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева", 2011. – С. 53–55.

134. Убайчин А.В. Двухканальный радиометр с произвольным диапазоном измерения // Конференция молодых специалистов "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева" "Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем", посвященной 50–летию полета в космос Ю.А. Гагарина. – 2–4 марта 2011. – Железногорск. – Изд–во: ОАО "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева", 2011. – С. 51–53.

135. Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е. Многоканальные радиометрические системы для экологических исследований // 66–я Научная сессия, посвященная Дню радио. Российское научно–техническое общество радиотехники электроники и связи (РНТОРЭС). – 11–12 мая 2011. – Москва. – Изд–во: РНТОРЭС, 2011. – С. 100–102.

136. Убайчин А.В., Мисюнас А.О., Филатов А.В. Цифровой блок управления для микроволнового радиометра РМ–1420 // Всероссийская научно–техническая

конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР–2008". – 4–8 мая 2008. – Томск. – Изд-во: В–Спектр, 2008.– Ч. 1. – С. 111–115.

137. Убайчин А.В. Инвариантность нулевых радиометров с цифровым управлением подшумливанием к нелинейности уравнивающего генератора шума на лавинно–пролетном диоде // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), часть 1. – С.87–91.

138. Филатов, А.В. Модифицированный метод нулевого приема в сверхвысокочастотном радиометре / Филатов А.В. // Приборы и техника эксперимента. – 1996. – № 3. – С. 87–92.

139. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. – М.: Высшая школа, 2000. – 383с.

140. Грачев В.Г., Рыжков Н.Ф. Чувствительность радиометра и метод импульсной компенсации // Астрофизические исследования (Изв. САО). – 1980. – № 19. – С. 68–76.

141. Галустов Г.Г., Бровченко С.П., Клименко В.В. Связь шумовых параметров многоканального приемного СВЧ– устройства с его чувствительностью // Радиотехника. – 2008. – № 11. – С. 102–105.

142. Лебедев И.В. Новый подход к расчетам тепловых шумов // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 12. – С. 1516–1520.

143. Ворсин Н.Н., Милицкий Ю.А., Шаинский В.М., Эткин В.С. Реализация предельной чувствительности модуляционных СВЧ–радиометров // Известия вузов. Радиофизика. – 1987. – Т. 30, № 8. – С. 931–938.

144. Филатов А.В., Каратаева Н.А., Лошилов А.Г. Флуктуационная чувствительность микроволновых нулевых радиометров на основе комбинированной импульсной модуляции // Успехи современной радиоэлектроники. – № 10.– 2006.– С. 3–18.

145. Филатов А.В., Убайчин А.В. К вопросу о повышении чувствительности нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией // 22-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". – 10–14 сентября 2012, Севастополь, Крым, Украина. – Изд-во: Вебер, –2012. – Т.2. – С. 1094–1098.

146. Убайчин А.В. Оценка возможности определения тепловых аномалий по собственному электромагнитному излучению в непроводящих средах. // Доклады ТУСУР.– 2011. – № 2 (24), часть 1. – С.122–127.

147. А.с. №1124232 СССР МКИ G 01 S 13/00/ Радиометр /Б.П. Рябов, В.А. Шевченко. – приоритет от 31.12.86. Заявка 360114/18–09. – опубл. в бюл. № 42 15.11.84.

148. Федосеева Е.В. Анализ факторов, ограничивающих пространственную разрешающую способность радиометрических систем СВЧ // Радиотехника. – 2009. – № 11. – С. 130 – 133.

149. Филатов А. В., Убайчин А.В. Динамические свойства цифровой радиометрической системы и эффективность ее работы // Измерительная техника. – 2011. – № 10. – С. 39–42.

150. Убайчин А.В., Жуков Н.О., Филатов А.В. Способы повышения динамических характеристик микроволновых радиометрических систем // Международная научно–практическая конференция "Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития". – 31 октября – 3 ноября 2007. – Томск. – Изд-во: В-Спектр, –2007. – С. 39–42.

151. Филатов А.В., Шестернев Д.М. Микроволновые нулевые радиометры для исследования экосистем. Якутск: ИМЗ СО РАН, 2003. – 152 с.

152. Филатов А.В., Винокуров В.М., Мисюнас А.О. Двухканальный радиометр с нулевым методом измерений // Приборы и техника эксперимента.– 2009. – №1. – С. 90–95.

153. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т.55, № 9/3. – С. 130–134.

154. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О., Чудинов А.О. Двухканальный микроволновый радиометр с улучшенными динамическими характеристиками // Шестая Всероссийская научно–техническая конференция с участием стран СНГ "Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем". – 22–23 сентября 2009. – Ульяновск. – Изд–во: Ульяновский ГТУ, 2009. С. 279–300.

155. Филатов А.В., Убайчин А.В. Повышение динамических характеристик двухканального микроволнового радиометра // Конференция молодых специалистов "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева" "Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем", посвященной 50–летию полета в космос Ю.А. Гагарина. – 2–4 марта 2011. – Железногорск. – Изд–во: ОАО "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева", 2011. – С. 56–57.

156. А.с. №1582833 СССР МКИ G 01 R 29/08, G 1 S 13/95. Калибратор сверхвысокочастотного радиометра / В.С. Кубланов, Ю.П. Гаврилов. – приоритет от 28.04.1988 заявка № 4453587/24–09. Обул. в бюл. № 15 02.05. 1989.

157. А.с. №1239641 СССР. G01R 29/08. Калибратор СВЧ– радиометра / А.Г. Горелик, С.А. Кочеров, Ю.А. Фролов. – Оpubл. в Б.И. №23, 1986. – С. 174

158. Юрчук Э.Ф., Арсаев И.Е. Обеспечение единства измерений в микроволновой радиометрии // Измерительная техника. – 2009. – № 1. – С. 51–56.

159. Han Y., Westwater E.R. Analysis and improvement of tipping calibration for ground-based microwave radiometers // IEEE International Geoscience and Remote Sensing. – 2000. – N 38. – P. 1260–1277.

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

161. Убайчин А.В., Жуков Н.О., Филатов А.В. Микроволновый радиометр для измерения сигналов с низкой эффективной температурой // Международная научно-практическая конференция "Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития". – 31 октября – 3 ноября 2007. – Томск. – Изд-во: В-Спектр, 2007. – С. 34–39.

162. Клаассен К. Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике / Клаассен, К.Б. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.

163. Ефимов И.Е., Шермина Г.А. Волноводные линии передачи. – М.: Связь, 1979. – 232с.

164. Бахарев С.И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. и др.. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

165. Мэклин Э.Д. Терморезисторы. Пер. с англ. под общей редакцией К.И. Мартюшова. – М.: Радио и связь, 1983. – 208 с.

166. Радиотехника: Энциклопедия / Под ред. Ю.Л. Мазора, Е.А. Мачусского, В.И. Правды. – М.: Додэка-21, 2002. – 944с.

167. А.с. №1575715 СССР. Радиометрический приемник / В.Н. Самарин, В.Ф. Ключев. – приоритет от 29.02.1988.
168. Костров В.В., Линников О.Н., Смирнов М.С., Трусов В.Н. Сравнительный анализ приемников сверхширокополосных сигналов // Радиотехника. – 2009 – № 11. – С. 134 – 136.
169. Алмазов–Долженко К.И., Пантыкин С.В. Шумовые параметры шестиполосников // Радиотехника. – 2009 – № 6. – С. 32–34.
170. А.с. №1633984 СССР, МПК⁵ G01R 29/26. Способ определения эквивалентной шумовой температуры входа усилителя / И.И.Очковский, В.А.Петровский. – 4720862/21; заявл. 14.07.89.
171. Крохалев А.В. Блок магистральных усилителей–корректоров для радиотелескопов комплекса "Квазар" // Приборы и техника эксперимента. – 2009. – № 2. – С. 175–176.
172. Belyaev V.A., Tyurnev V.V., Nikitina M.I., Nozhenkova L.F. Intelligent system for the designing of microband filters // Journal of Computer and Systems Sciences International. – 2000. – Т. 39, № 2. – С. 255–261.
173. Беляев Б.А., Титов М.М., Тюрнев В.В. Коэффициент связи нерегулярных микрополосковых резонаторов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2000. – Т. 43, № 8. – С. 722–727.
174. Belyaev V.A., Serzhantov A.M. The behavior of coupling coefficients of coupled microwave quarter–wave resonators // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2004. – Т. 49, № 3. – С. 275–281.
175. Alaydrus M. Designing Microstrip Bandpass Filter at 3.2 GHz // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. – 2010.– Volume 2, № 2. – P.71–83.
176. Плотников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. – М.: Энергоиздат, 1983. – 216 с.
177. Ильин В.А. Технология изготовления печатных плат. – Л.: Машиностроение, 1984. – 75 с.
178. Медведев А.М. Печатные платы. Конструкции и материалы. – М.: Техносфера, 2005. – 302 с.

179. Kalimulin I.F., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Impedance of low-frequency passive components of spaceborne equipment at frequencies ranging to 20 GHz // *Instruments and Experimental Techniques*. – 2012. – Т. 55. № 2. – С. 231–237.

180. Убайчин А.В., Жуков Н.О. Устройство отладки радиометров с цифровым управлением подшумливанием // Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2010". – 4–8 мая 2010. – Томск. – Изд-во: В-Спектр, 2010. – Ч.5. – С. 269–271.

181. Бережной В.А., Полищук В.И. Установка для прецизионного измерения малых ослаблений СВЧ- мощности методом замещения на низкой частоте // *Электронная техника. Серия: Электроника СВЧ*. – 1989. – № 9. – С. 60–61.

182. Xu Wen Tian, Yand Chuan Tao. Microwave radiometer calibration and its error analysis // *Digest Conference on precision electromagnetic measurements. CPEM'88*. – 1988. – Tsukuba. – S. 1. – P. 390–391.

183. Carver K.R. Microwave remote sensor calibration // *New Mexico State University Engineering Research center*. – 12–16 sept. 1983. – С. 589–599.

184. Hardy W.N. Precision temperature reference for microwave radiometer // *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. – 1973. – МТТ-21. – № 3. – P. 149–150.

185. Патент №2439595 РФ. G01R 29/08. Радиометрический измеритель коэффициента отражения / А.В. Филатов, А.В. Убайчин. – Приоритет от 04.08.2010. – № 2010132764/28, опублик. в Бюл. № 1, 2012. – С. 157.

186. Патент №2431856 РФ. G01R 29/08. Радиометр для исследования объектов, непосредственно прилегающих к антенне / А.В. Филатов, А.В. Убайчин. – Приоритет от 01.06.2010. – № 2010122330/28; опублик. в Бюл. № 29, 2011. – С. 240.

187. Комяк В.А., Шило С.А., Левада А.С., Яцевич С.Е. Особенности наземной калибровки бортовых радиометрических систем с антеннами больших размеров // *Известия вузов. Радиоэлектроника*. – 1999. – № 12. – С. 10–15.

188. Шевцов Б.Н., Алмазов-Долженко К.И., Паляев В.С., Пантыкин С.В. Автоматизация измерения флуктуационной чувствительности радиометров с оценкой достоверности результатов // *Электронная техника. Серия: Электроника СВЧ*. – 1990. – № 2. – С. 33–36.

Монография

**ПЕРСПЕКТИВНЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА
НУЛЕВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ**

Убайчин Антон Викторович