

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники

А. В. Филатов  
П. А. Абенова

**СОВРЕМЕННЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ**

Учебное пособие

Томск  
2021

УДК 621.37  
ББК 32.84  
Ф 517

**Рецензент:**

Малютин Н. Д., профессор кафедры КУДР ТУСУР, доктор технических наук

**Филатов, Александр Владимирович**

Ф 517 Современныe микроволновые радиометрические системы: учебное пособие /  
А.В. Филатов, П.А. Абенова. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2021. –  
126 с.

В учебном пособии изложены особенности теплового радиоизлучения природных сред. Анализируются разновидности построения различных приемных микроволновых радиометрических систем и факторы, ограничивающие чувствительность. Обобщены и систематически изложены варианты построения микроволновых радиометров, использующих метод нулевых измерений. Основное внимание уделяется новой модификации нулевого метода измерений и ее применения в радиометрах. Приводятся особенности построения приемных систем модифицированных нулевых радиометров. Оцениваются технические характеристики двух и многоприемниковых нулевых радиометров. Приведены методики калибровки.

Учебное пособие предназначено для студентов старших курсов высших учебных заведений радиотехнических специальностей, обучающихся по направлениям подготовки 11.03.01 "Радиотехника", 11.05.01 "Радиоэлектронные системы и комплексы".

Книга будет полезной научным работникам, аспирантам, магистрантам, а также преподавателям вузов, специализирующимся в создании пассивных радиосистем на радиометрическом методе.

Одобрено на заседании кафедры ТОР, протокол № 8 от 29 апреля 2021 г.

УДК 621.37  
ББК 32.84

© Филатов А.В., 2021  
© Томск. гос. ун-т систем управления  
и радиоэлектроники, 2021

## Оглавление

ВВЕДЕНИЕ .....	5
ГЛАВА 1. ТЕПЛОВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ МАТЕРИАЛЬНЫХ ТЕЛ. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ И КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ .....	7
1.1. Цель обучения.....	7
1.2. Тепловое излучение материальных тел .....	7
1.3. Излучение абсолютно черного тела. Законы Планка и Рэлея-Джинса.....	8
1.4. Сопротивление излучения антенны .....	10
1.5. Излучение реальных тел .....	13
1.6. Прием радиотеплового излучения.....	14
1.7. Вопросы для самопроверки.....	16
ГЛАВА 2. МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРЫ .....	18
2.1. Цель обучения.....	18
2.2. Сложность приема радиотеплового излучения.....	18
2.3. Разновидности микроволновых радиометров и их основные характеристики.....	19
2.3.1. Компенсационный радиометр.....	19
2.3.2. Модуляционный радиометр .....	22
2.3.3. Двухприемниковый модуляционный радиометр .....	26
2.3.4. Корреляционный радиометр .....	26
2.3.5. Балансный радиометр .....	27
2.4. Факторы, ограничивающие чувствительность и точность измерений микроволновых радиометров.....	29
2.5. Вопросы для самопроверки.....	31
Глава 3. НУЛЕВЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРЫ.....	32
3.1. Цель обучения.....	32
3.2. Особенности построения и классификация нулевых радиометров .....	32
3.3. Нулевые радиометры с регулировкой нулевого баланса после квадратичного детектора (в низкочастотном тракте).....	36
3.4. Нулевые радиометры с установкой нулевого баланса в высокочастотном тракте (до квадратичного детектора) .....	38
3.5. Нулевые радиометры с установкой нулевого баланса на входе радиометра.....	39
3.6. Нулевые радиометры с делением сигналов .....	41
3.7. Нулевые радиометры с формированием опорного сигнала из собственных шумов приемника .....	42
3.8. Нулевые радиометры для измерения электромагнитного излучения объектов, находящихся в непосредственной близости с антенной .....	44
3.9. Классификация применяемых в радиометрах генераторов шума.....	46
3.10. Вопросы для самопроверки.....	48
ГЛАВА 4. НУЛЕВЫЕ МОДИФИЦИРОВАННЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРЫ С ИМПУЛЬСНЫМ ПОДШУМЛИВАНИЕМ .....	50
4.1. Цель обучения.....	50
4.2. Нулевые радиометры с импульсным подшумливанием .....	50
4.3. Модифицированный метод нулевого приема.....	51
4.4. Обобщенная структурная схема модифицированного нулевого радиометра.....	53
4.5. Блок управления модифицированным нулевым радиометром.....	54
4.6. Входные устройства нулевых модифицированных радиометров .....	57
4.6.1. Входной блок с вводом дополнительного опорного сигнала в тракт антенны через направленный ответвитель.....	57

4.6.2. Входной блок с вводом дополнительного опорного сигнала в опорный тракт через направленный ответвитель.....	61
4.6.3. Входной блок на основе двух модуляторов.....	64
4.6.4. Комбинированный входной блок .....	67
4.6.5. Входной блок с полосовыми фильтрами .....	69
4.7. Расчет параметров низкочастотного тракта обработки сигналов .....	73
4.8. Анализ погрешности передаточной характеристики модифицированного радиометра .....	74
4.9. Вопросы для самопроверки.....	82
<b>ГЛАВА 5. УПРАВЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ ИЗМЕРЕНИЯ СИГНАЛОВ АНТЕННЫ В НУЛЕВЫХ МОДИФИЦИРОВАННЫХ РАДИОМЕТРАХ ....</b>	<b>83</b>
5.1. Цель обучения.....	83
5.2. Проблема регистрации сигналов в широком динамическом диапазоне.....	83
5.3. Регулировка диапазона измерения формированием дополнительных периодов модуляции двух типов .....	83
5.4. Способ изменения диапазона измерения регулировкой времени поступления сигнала опорного генератора шума в измерительный тракт .....	91
5.5. Нулевой модифицированный радиометр с возможностями установки произвольного диапазона измерений и одним генератором шума для формирования опорных сигналов.....	97
5.6. Вопросы для самопроверки.....	100
<b>ГЛАВА 6. НУЛЕВЫЕ МОДИФИЦИРОВАННЫЕ РАДИОМЕТРЫ, ПОСТРОЕННЫЕ ПО ДВУХПРИЕМНИКОВЫМ СХЕМАМ .....</b>	<b>101</b>
6.1. Цель обучения.....	101
6.2. Двухприемниковый модифицированный нулевой радиометр .....	101
6.3. Повышение динамических характеристик двухприемникового радиометра .....	105
6.4. Двухприемниковый нулевой радиометр с расширенными функциями по изменению диапазона измерения.....	110
6.5. Вопросы для самопроверки.....	112
<b>ГЛАВА 7. МНОГОПРИЕМНИКОВЫЕ НУЛЕВЫЕ РАДИОМЕТРЫ .....</b>	<b>113</b>
7.1. Цель обучения.....	113
7.3. Многоприемниковый нулевой радиометр .....	117
7.4. Калибровка многоприемникового нулевого радиометра.....	122
7.5. Сравнительный анализ чувствительности компенсационного и нулевого многоприемникового радиометров .....	122
7.6. Вопросы для самопроверки.....	125
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>126</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Для проведения радиофизических экспериментов широко используются методы активной и пассивной радиолокации. Активные методы изучают характер отражения, рассеяния и поглощения волн, излучаемых передатчиком с известной спектральной плотностью. Пассивные методы используют анализ собственного теплового излучения сред в радиодиапазоне с целью получения о них необходимой информации. Основой пассивных методов являются методы микроволновой радиометрии. На сегодняшний день главными областями использования микроволновой радиометрии являются такие, как радиоастрономия, дистанционное зондирование Земли, медицинские приложения.

К одной из основных задач, решаемой современной непилоотируемой космонавтикой, относится дистанционное исследование Земли и Мирового океана, проводимое с целью прогноза изменений климата, своевременного обнаружения катастроф природного и техногенного характера и т.д. Не секрет, что быстрое развитие цивилизации и недостаточно продуманное природопользование на протяжении предыдущего столетия привело к ухудшению экологического состояния среды обитания на Земле (в настоящий момент проблема экологии сравнима с проблемой войны и мира) и подошло к катастрофическому уровню. Однако, в настоящее время, в научных кругах имеется достаточно четкое понимание этих проблем.

В мониторинге изменений и в обеспечении надежных данных для моделей, прогнозирующих изменение климата, уровня океанов и общего состояние окружающей среды, огромную роль играют современные радиолокационные средства, устанавливаемые на самолетах и космических аппаратах, и в настоящее время представляют один из наиболее интенсивно развивающихся сегментов радиоэлектронной техники. В современных условиях динамика глобальной экологической ситуации, контроль параметров и безопасность природных и техногенных сред требуют ускоренного развития радиотехнических систем с обеспечением высоких метрологических характеристик, инвариантностью в различных условиях эксплуатации. 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. Для космических систем наряду с высокой стабильностью измерений предъявляются повышенные требования к надежности работы, к повышению динамических характеристик и чувствительности.

Всемирная метрологическая организация "Международное бюро мер и весов" уделяет большое внимание микроволновым радиометрам. В радиометрических измерениях оперативного экологического и природоресурсного мониторинга в широком спектральном диапазоне, от волн ультрафиолетового диапазона до микроволн (длины волн от 0.2 мкм до 1 м), важная роль отведена динамическому картированию изображений радиотепловых полей поверхности Земли и Мирового океана, оценке удельных запасов биомассы лесных и экосистем, исследованию глобального изменения биосферы. В исследованиях природных сред на очереди изучение более тонких эффектов и сложных состояний, что требует повышения чувствительности и надежности радиометрической аппаратуры, стимулирует работы по созданию приемных систем, обладающих не только высокой абсолютной точностью измерений, но и быстройдействием.

К другому важному и современному направлению относится применение микроволновой радиометрии в медицине для диагностики заболеваний, в основном онкологического характера. Радиотермометрия применяется в ранней диагностике рака молочной железы, делаются попытки ее применения в гинекологии, урологии, неврологии. Метод микроволновой радиотермометрии основан на измерении интенсивности собственного электромагнитного излучения внутренних тканей пациента в диапазоне сверхвысоких частот, которая пропорциональна температуре тканей. Радиоволны обладают большой проникающей способностью. С помощью антенн-аппликаторов, помещаемых непосредственно на объект исследования, можно судить о температуре глубинных слоев (мощность излучения пропорциональна абсолютной температуре внутри биологической среды). Микроволновые методы

позволяют проводить бесконтактную раннюю диагностику рака с абсолютной безвредностью, обнаружение быстрорастущих опухолей, непрерывный контроль за ходом лечения, возможность проведения многократных исследований. Повышение температуры, которое обнаруживается микроволновым радиометром, обычно предшествует структурным изменениям тканей. Поэтому данный метод можно отнести к методам ранней диагностики. Методы радиометрической диагностики получили свое развитие лишь тогда, когда были разработаны высокочувствительные радиометры.

В данном учебном пособии в основном рассматриваются современные радиометрические устройства, использующие в основе функционирования нулевой метод и перспективные модификации этого метода на базе комбинированной импульсной модуляции. Освещены вопросы проектирования высокоточных портативных микроволновых радиометров с улучшенными метрологическими характеристиками, такими как точность, стабильность, чувствительность.

В первой главе приводятся основные закономерности теплового микроволнового излучения объектов, абсолютно черного тела, законы Планка и Рэлея-Джинса. Изложен принцип радиометрии, показана связь термодинамической температуры среды с ее излучательной способностью и антенной температурой, которую измеряет радиометр. Приведены особенности приема радиотеплового излучения.

Во второй главе описаны факторы, осложняющие прием радиотеплового излучения. Рассматриваются типы радиометрических приемников, принципы построения и их основные характеристики. Приводятся формулы для оценки флуктуационной чувствительности с учетом собственной шумовой температуры приемников. Отмечаются основные факторы, ограничивающие чувствительность и точность измерений известных микроволновых радиометров.

В третьей главе достаточно подробно рассматриваются микроволновые радиометры, использующие в основе нулевой метод измерений. Приведена их классификация по способу формирования и месту ввода регулируемого опорного сигнала. Рассмотрены основные направления проектирования нулевых радиометров. Приведены принципы построения радиометрических приемников, их важнейшие характеристики, реализация входных частей. Описаны и классифицированы генераторы шума, вырабатывающие опорные сигналы неизменной величины.

В четвертой главе уделено внимание разработке и исследованию модификации метода нулевого приема на основе комбинированной импульсной модуляции. Описана обобщенная структурная схема модифицированного нулевого радиометра. Значительное внимание уделено проектированию входных устройств нулевых модифицированных радиометров, технической реализации блоков. Рассматривается методика расчета параметров низкочастотного тракта обработки сигналов, погрешности нелинейности характеристики преобразования при определении сигнала антенны. Выполнен детальный анализ погрешности измерений модифицированными радиометрами и приводятся конкретные значения достижимой точности.

В пятой главе приведены способы управления динамическим диапазоном в нулевых модифицированных радиометрах и объяснено влияние внешних факторов на разрешающую способность измерений и чувствительность.

В шестой и седьмой главах рассмотрены нулевые модифицированные радиометры, построенные по двух- и многоприемниковым схемам. Приводятся принципы построения многоприемниковых микроволновых нулевых радиометров. Выполнен сравнительный анализ компенсационного идеального радиометра и нулевого многоприемникового радиометра. Показано, при каких условиях чувствительность компенсационного радиометра становится одинаковой с чувствительностью многоприемникового. Приведены достоинства радиометров с несколькими приемниками и условия их применения.

# ГЛАВА 1. ТЕПЛОВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ МАТЕРИАЛЬНЫХ ТЕЛ. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ И КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

## 1.1. Цель обучения

В данной главе изучаются основные закономерности теплового излучения различных материальных тел. Количественные характеристики излучения абсолютно черного тела, основанные на законе Планка и его приближении для радиодиапазона – законе Релея-Джинса. Рассматривается излучение реальных тел, его отличие от чернотельного. Для излучения в радиодиапазоне дается понятие сопротивления излучения антенны и описываются особенности его приема измерительными радиоволновыми системами. После изучения данной главы студент должен:

1. Понимать механизм естественного излучения электромагнитных волн материальными телами.
2. Знать законы Планка и Релея-Джинса и применять их для расчета излучения абсолютно черного тела.
3. Пользоваться формулой Найквиста для определения эффективного значения напряжения шума на активном сопротивлении.
4. Проводить анализ излучения реального тела с использованием коэффициентов излучения и отражения.
5. Описать последовательность приема антенной теплового электромагнитного излучения материальных сред в радиодиапазоне.

## 1.2. Тепловое излучение материальных тел

Любое материальное тело, нагретое выше нуля термодинамической шкалы Кельвина, излучает энергию в виде электромагнитных волн. Эта энергия поглощается, отражается, переизлучается другими окружающими телами. Случайные электромагнитные сигналы излучают все без исключения тела с температурой, отличной от абсолютного нуля: почвы, растения, облака, водные поверхности, атмосфера, даже льды. Это собственное естественное излучение тел связано с множеством элементарных осцилляторов (микроскопических частиц вещества), возбуждаемых тепловым движением. Такими осцилляторами являются электроны, атомы, ионы, молекулы, обладающие свойством электрической и магнитной полярности. Случайные микротоки, протекающие в физических телах, и случайные перемещения в телах микрозарядов (по аналогии с броуновским движением) приводят к возникновению электромагнитных полей, электрическая и магнитная напряженности которых изменяются случайным образом, что делает спектр излучения непрерывным (сплошным) в широком диапазоне частот вплоть до тераГерц (ТГц).

Микротоки и перемещения микрозарядов имеют тепловое происхождение и при температуре абсолютного нуля отсутствуют. Физическая сущность радиотеплового излучения заключается в преобразовании внутренней тепловой энергии тела в энергию электромагнитного поля, распространяющегося за пределы этого тела. Пространство, занимаемое излучением, называется полем излучения. Его количественной характеристикой является спектральная интенсивность излучения. Характеристики этого излучения, такие как интенсивность, спектральный состав, степень поляризации зависят от физических свойств излучающего тела.

Таким образом, тепловое электромагнитное излучение генерируется энергией теплового движения частиц объекта или среды и присуще всем телам, имеющим температуру выше абсолютного нуля.

### 1.3. Излучение абсолютно черного тела. Законы Планка и Рэля-Джинса

Идеальным поглотителем электромагнитных волн является абсолютно черное тело (АЧТ). Из закона теплового излучения Кирхгофа следует, что идеальный поглотитель является идеальным излучателем. Черное тело поглощает все излучение, падающее на него на всех длинах волн, а его собственное излучение является функцией только температуры и частоты. Понятие абсолютно черного тела является идеализацией, введение которой облегчает практические и теоретические расчеты. Связь интенсивности излучения абсолютно черного тела  $I_{\text{АЧТ}}$ , его термодинамической температуры  $T$  и частоты излучения  $f$  определяется законом Планка:

$$I_{\text{АЧТ}} = \frac{2hf^3}{c^2} \times \frac{1}{\exp \frac{hf}{kT} - 1}, \quad (1.1)$$

где  $h = 6.63 \times 10^{-34}$  – постоянная Планка, Дж×сек;  $k = 1.38 \times 10^{-23}$  – постоянная Больцмана, Дж/К;  $c = 3 \times 10^8$  – скорость света в вакууме, м/сек;  $T$  – абсолютная температура, К;  $f$  – частота, Гц. Особенностью приведенных на рис. 1.1 кривых излучения Планка является смещение максимума интенсивности в сторону высоких частот с увеличением внутренней температуры АЧТ.

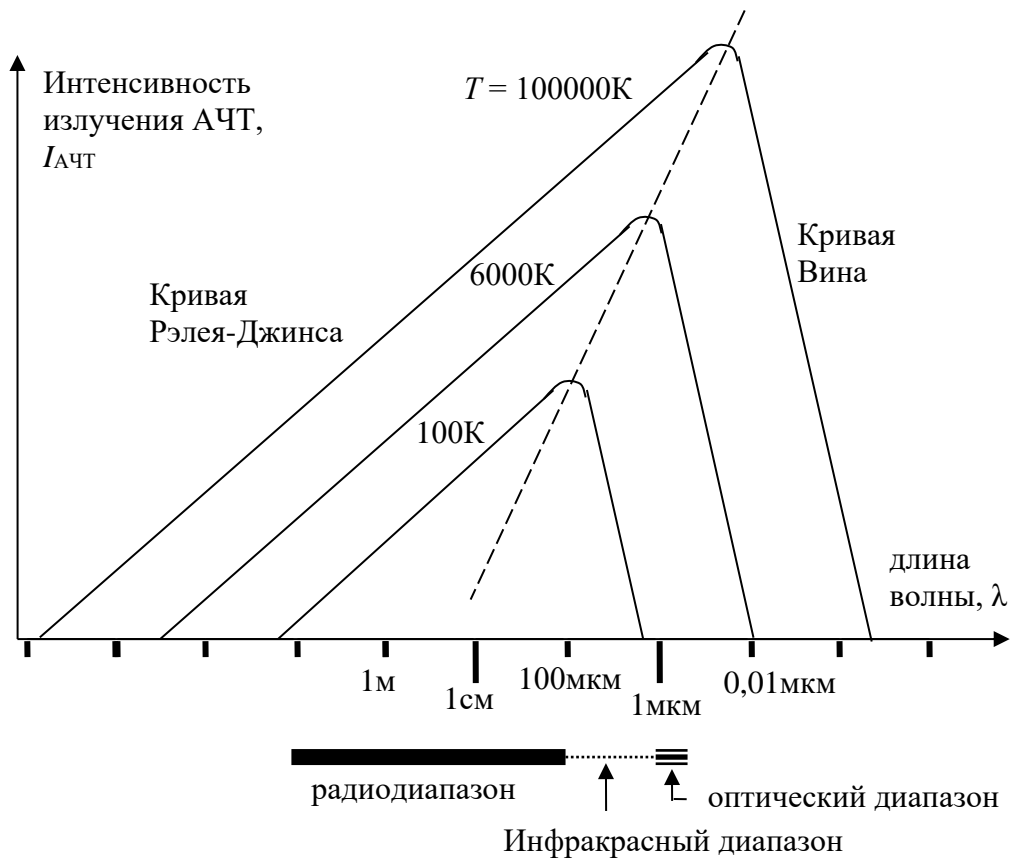


Рисунок 1.1 – Кривые излучения Планка

Для радиодиапазона (для частот  $f \leq 200$  ГГц) и для температур, имеющих место в естественных условиях (температура системы атмосфера – Земля изменяется в пределах 3 – 600 К) выполняется сильное неравенство  $hf \ll kT$  и экспоненту в выражении (1.1) можно представить рядом из двух членов.

Тогда  $\exp \frac{hf}{kT} - 1 \cong \frac{hf}{kT}$  и формула (1.1) значительно упрощается и сводится к виду:

$$I_{\text{АЧТ}} = \frac{2f^2 kT}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2}, \quad (1.2)$$



где  $\lambda$  – длина электромагнитных волн, измеряемая в метрах.

Полученная формула (1.2) является законом излучения Рэля-Джинса (приближение для радиодиапазона), который предшествовал закону Планка. Невозможность объяснить с его помощью уменьшение интенсивности на коротких длинах волн послужило причиной Планку постулировать положение о том, что излучатель обладает дискретным набором уровней энергии (энергии с промежуточными значениями не существуют). Излучение или поглощение энергии происходит лишь дискретными количествами. Существенно то, что в этой простой формуле (1.2) интенсивность излучения пропорциональна температуре.

Погрешность приближения Рэля – Джинса для  $T \approx 300$  К связана с частотой электромагнитного излучения и ее можно оценить по следующей формуле:

$$\Delta = 8 \cdot 10^{-12} f = \frac{2.4 \cdot 10^{-3}}{\lambda}, \quad (1.3)$$

где  $\Delta$  – отклонение (1.2) от (1.1) в процентах,  $f$  – частота в герцах,  $\lambda$  – длина волны в метрах. Так, для  $f = 200$  ГГц (длина волны  $\lambda = 1,5$  мм)  $\Delta = 1,6$  %, для  $f = 1$  ГГц ( $\lambda = 30$  см)  $\Delta = 8 \cdot 10^{-3}$  %.

Интенсивность излучения имеет размерность мощности, деленной на единицу площади, на единицу телесного угла и на единицу частоты. Отсюда следует, что излучение абсолютно черного тела, поступающее на поверхность площадью  $A$  в телесном угле  $\Omega$  (рис. 1.2) численно равно величине спектральной плотности принимаемой мощности (имеется ввиду прием излучения со сплошным спектром):

$$P_{\text{АЧТ}} = I_{\text{АЧТ}} \cos \theta \times \Omega \times A, \quad (1.4)$$

где  $\theta$  – угол между нормалью к поверхности и направлением на излучатель,  $A$  – площадь элемента поверхности,  $\text{м}^2$ ,  $\Omega$  – телесный угол, стерadians. Связь телесного угла с размерами поверхности, принимающей электромагнитное излучение, и длиной волны  $\lambda$  определяется следующим равенством:

$$\Omega = \frac{\lambda^2}{A}. \quad (1.5)$$

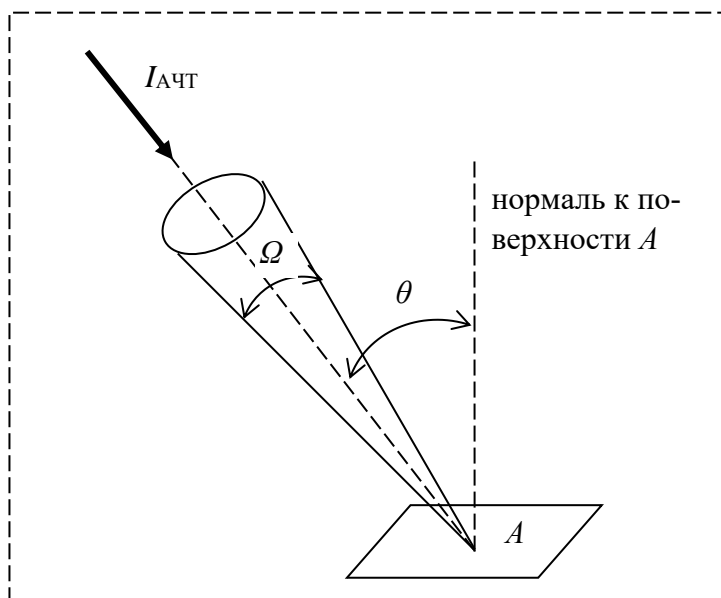


Рисунок 1.2 – Излучение абсолютно-черного тела, поступающее на элемент поверхности площадью  $A$  в телесном угле  $\Omega$

После подстановки (1.2) и (1.5) в (1.4), при наблюдении в направлении, перпендикулярном к поверхности площадки ( $\theta = 0$ ), получим, что спектральная мощность принимаемого электромагнитного излучения равна:

$$P_{\text{АЧТ}} = 2kT. \quad (1.6)$$

Спектральная мощность, излучаемая большинством материальных тел, находится в пределах  $10^{-20} - 10^{-25}$  Вт/Гц<sup>1/2</sup>. Из-за неудобства использования таких величин принимаемый поток лучистой энергии характеризуют температурой, которая согласно (1.6) равна:

$$T = \frac{P_{\text{АЧТ}}}{2k}. \quad (1.7)$$

Температура является характеристикой мощности.

Перейдя к конкретным величинам частотных интервалов принимаемого излучения, получим полную мощность в полосе частот  $\Delta f$ :

$$P_{\text{АЧТ}} = 2kT\Delta f \quad \text{и} \quad T = \frac{P_{\text{АЧТ}}}{2k\Delta f}. \quad (1.8)$$

Аналогично закону Рэлея-Джинса существует приближение для коротких длин волн – закон Вина.

Таким образом, собственное излучение абсолютно черного тела в радиодиапазоне подчиняется закону Рэлея-Джинса и зависит только от двух характеристик: термодинамической температуры тела и частоты, на которой определяется его электромагнитное излучение. Переход к конкретным размерам площадей поверхности, на которые падает излучение, и телесных углов осуществляется путем выполнения соответствующих процедур интегрирования.

#### 1.4. Сопротивление излучения антенны

Сопротивление излучения антенны вводится как эквивалентное сопротивление, на котором бы выделялась излучаемая антенной в пространство мощность. Так, если антенна без потерь запитывается синусоидальным током высоких частот с действующим значением  $I$ , то средняя по времени излучаемая антенной мощность равна  $I^2 R_A / 2$ , где  $R_A$  – сопротивление излучения антенны. В случае приема электромагнитного излучения со сплошным спектром проводится аналогия между "шумящим" сопротивлением Найквиста и сопротивлением излучения антенны.

В предыдущем разделе приведено выражение (1.4) для вычисления мощности электромагнитного излучения, поступающего на поверхность с размерами площади  $A$ . Если это излучение поступает на апертурную антенну с эффективной площадью раскрытия  $A_{\text{эф}}$ , определим мощность на согласованной нагрузке антенны.

На рис. 1.3 приведена форма шумового напряжения, получаемого на выводах (полюсах) активного сопротивления  $R$ , находящегося при термодинамической температуре  $T$ . Это напряжение имеет форму флуктуационного процесса, среднее значение которого равно нулю. Но среднеквадратичное отличается от нуля и для радиодиапазона равно:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{u_{\text{ш}}^2} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.9)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса частот, в которой происходит измерение шумов сопротивления  $R$ . Формула Найквиста (1.9) применима при выполнении условия  $hf \ll kT$ , где  $f$  – частота, на которой происходит измерение шумов,  $h$  – постоянная Планка.

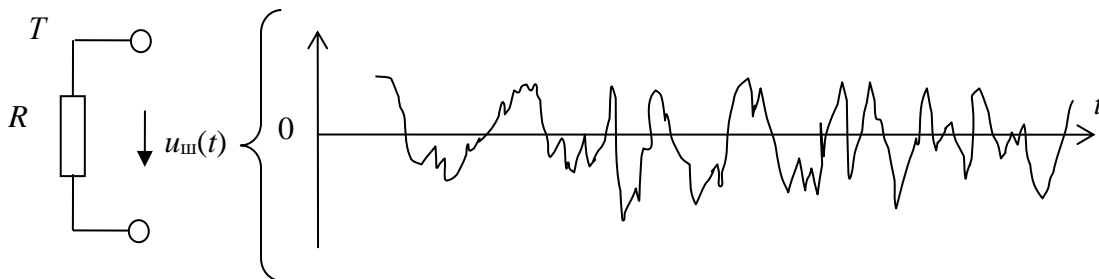


Рисунок 1.3 – Активное сопротивление и форма флуктуационного напряжения на его выводах

Следовательно, любое активное сопротивление можно представить в виде эквивалентной схемы, содержащей два элемента: нешумовое сопротивление величиной  $R$  и последовательно включенный источник шумового напряжения с действующим значением  $U_{ш}$ . Для измерения генерируемой сопротивлением мощности шума по критерию максимальной активной мощности, передаваемой в нагрузку, к зажимам сопротивления необходимо подключить измерительное устройство с входным сопротивлением  $R_{вх}$ , номинал которого равен исследуемому сопротивлению. Эквивалентная схема такого подключения приведена на рис. 1.4. Тогда мощность шумов, выделяемая на входном сопротивлении измерительного устройства, будет равна:

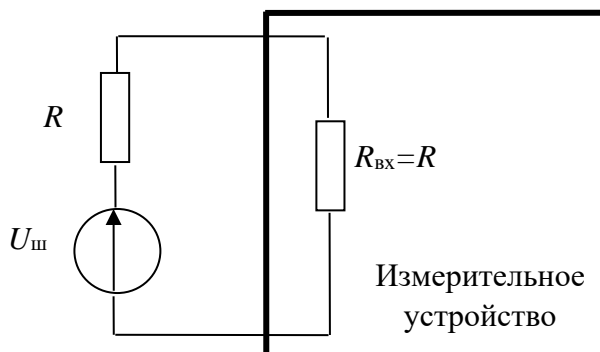


Рисунок 1.4 – Эквивалентная схема активного сопротивления, подключенного на вход измерительного устройства

$$P_{ш} = \frac{U_{ш}^2}{(R + R_{вх})^2} R_{вх} \cdot \quad (1.10)$$

Так как  $R$  равно  $R_{вх}$  и учитывая (1.9) получим:

$$P_{ш} = kT\Delta f \cdot \quad (1.11)$$

Если резистор заменить согласованной антенной без потерь с сопротивлением излучения  $R_A$ , то мощность шума останется неизменной в том случае, если антенна будет вести прием от области с температурой  $T$ . Покажем, что это утверждение выполняется.

Представим себе следующий эксперимент. Поместим антенну внутрь абсолютно поглощающей черной полости с температурой  $T$  (рис. 1.5а), в качестве которой можно использовать ящик, покрытый внутри поглощающим материалом (если бы в проводящем ящике отсутствовал поглощающий материал, то это была бы полость с малыми потерями, в которой сопротивление излучения антенны очень мало). Плотность потока электромагнитной энергии равна:

$$S = I_{АЧТ} \Omega_A \cdot \quad (1.12)$$

где  $I_{АЧТ}$  – интенсивность принимаемого электромагнитного излучения, для рассматриваемого случая постоянная во всех направлениях и определяется согласно закона Рэлея-Джинса (1.2),  $\Omega_A$  – телесный угол диаграммы направленности антенны, равный:

$$\Omega_A = \frac{\lambda^2}{A_{эфф}} \cdot \quad (1.13)$$

где  $\lambda$  – длина волны,  $A_{эфф}$  – эффективная площадь апертуры антенны.

Подставляя в (1.12) выражения (1.2) и (1.13), получим:

$$S = \frac{2kT}{A_{эфф}} \cdot \quad (1.14)$$

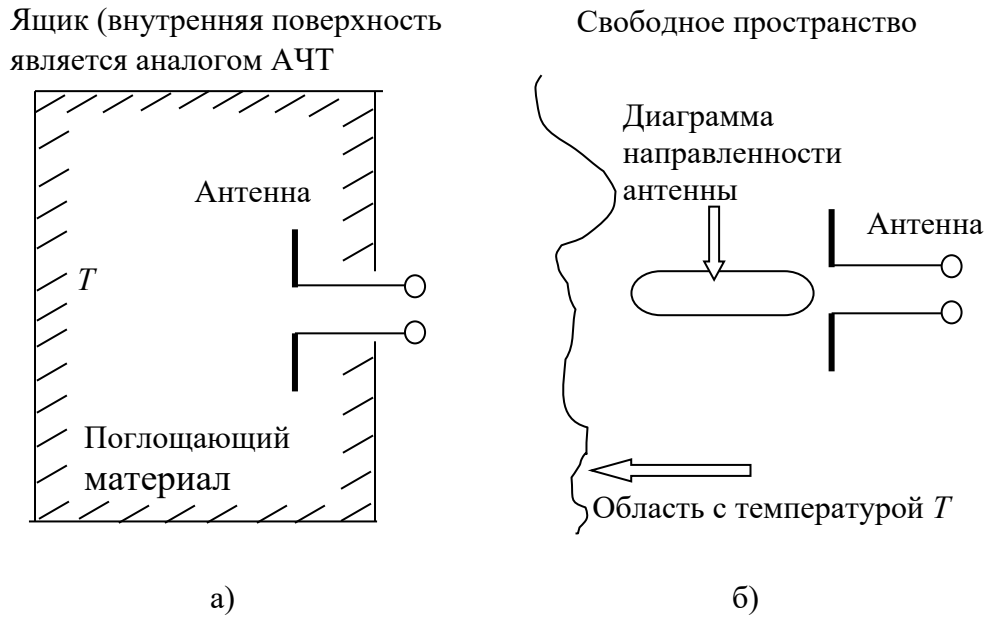


Рисунок 1.5 – Антенна, помещенная в абсолютно поглощающую полость (а) и находящаяся в свободном пространстве (б)

Принимаемая антенной спектральная мощность определяется выражением:

$$P_A = \frac{SA_{эфф}}{2}, \quad (1.15)$$

где коэффициент  $1/2$  учитывает то обстоятельство, что прием мощности электромагнитного излучения антенной происходит на одной из линейных поляризации, горизонтальной или вертикальной. Для сигналов, излучаемых естественными материальными телами и средами, мощность равномерно распределяется по обеим линейным поляризациям. В случае антенны принимается только половина всего потока излучения материальных сред.

После подстановки (1.14) в (1.15) получим спектральную мощность, выделяемую на согласованном выходе антенны:

$$p_A = kT, \quad (1.16)$$

и полную мощность в полосе частот  $\Delta f$ :

$$P_A = kT\Delta f. \quad (1.17)$$

Такой же можно получить результат, если антенну поместить в свободное пространство и принимать излучение из области с температурой  $T$ , попадающей полностью в диаграмму направленности антенны (рис. 1.5б). Температура сопротивления излучения антенны определяется температурой области, которую антенна "видит" своей диаграммой направленности (в пределах луча антенны).

Применительно к приемной антенне диаграмма направленности характеризует "отклик" антенны на плоскую волну, приходящую по данному направлению. Имеются диаграммы по амплитуде, мощности принимаемого излучения, фазовые и поляризационные диаграммы, то есть угловые зависимости амплитуды, мощности, фазы и поляризации принимаемого излучения антенной из дальней зоны при фиксированном значении расстояния от антенны до объекта измерения. При радиометрических измерениях, где имеют дело с энергетическими характеристиками излучения, фазовая и амплитудная диаграммы менее существенны.

Отсюда следует следующая схема приема теплового электромагнитного излучения материальных сред: некоторая среда – поток лучистой энергии – диаграмма направленности антенны (пространственный фильтр) – шумовая (эффективная) температура сопротивления излучения антенны. Температура сопротивления излучения антенны называется антенной (эффективной, шумовой) температурой (если антенна не имеет потерь) и данная температура является сигналом для радиометра, которую он измеряет.

Мощность на входе радиометра в случае идеальной антенны и идеального приемника (собственные шумы антенны и приемника равны нулю) для единичной эффективной температуры ( $T = 1$  К) и единичной полосы принимаемого сигнала ( $\Delta f = 1$  Гц) количественно равна нормирующему множителю - постоянной Больцмана  $1,38 \times 10^{-23}$  Вт. Если  $T = 150$  К и  $\Delta f = 100$  МГц, то согласно (1.17) полная мощность в данной полосе равна  $2,07 \times 10^{-16}$  Вт. Если  $T = 0.05$  К и  $\Delta f = 100$  МГц, тогда мощность принимаемого излучения составит  $6,09 \times 10^{-20}$  Вт. Последнее значение мощности характеризует чувствительность радиометрической системы.

### 1.5. Излучение реальных тел

Собственное излучение реальных тел отличается от чернотельного. Это учитывает коэффициент излучения тел  $\alpha$ , который для абсолютно черного тела равен единице, а для реальных тел меньше 1 при одинаковых значениях температуры тела  $T$  и полосы частот  $\Delta f$ . То есть, реальное тело не является абсолютным излучателем и абсолютным приемником излучения. Коэффициент излучения  $\alpha$  есть отношение интенсивности излучения реального тела к интенсивности излучения абсолютно черного тела, находящегося при той же температуре.

Закон Рэлея-Джинса позволяет ввести удобную количественную характеристику для интенсивности теплового радиоизлучения реальных поверхностей – радиояркостную температуру  $T_{я}$ , которая, как и термодинамическая температура объекта  $T$ , также измеряется по шкале Кельвина. Радиояркостная температура для некоторого пространства является мерой интенсивности энергетического потока в заданном направлении. Для среды с термодинамической температурой  $T$ , согласно закону излучения Кирхгофа для реальных тел радиояркостная температура равна:

$$T_{я} = \alpha T . \quad (1.18)$$

Впервые термин "радиояркостная температура" был использован в радиоастрономии. Согласно (1.18) радиояркостная температура пропорциональна физической температуре объекта. Существует связь принимаемого излучения с физико-химическими особенностями объектов. В радиодиапазоне интенсивность излучения различных тел на каждой длине волны может быть представлена в виде "своей" радиояркостной температуры. Количественная оценка этой температуры в ряде случаев просто пропорциональна значениям физических величин. Это делает решение обратных задач (нахождение интересующих величин по данным измерения радиояркостных температур) в случае радиодиапазона очень простым в отличие от оптического и инфракрасного диапазонов, где аналогичная операция является сложной и часто не однозначной.

Полное излучение реальных объектов и сред определяется не только их собственным излучением, но и наличием "подсветки", которая создается одновременно действующими источниками естественного и искусственного происхождения. К естественным источникам относятся либо сплошная среда (атмосфера, космический фон), либо источники с малыми угловыми размерами, в первую очередь Солнце и Луна. Суммарная радиояркостная температура характеризуется радиояркостной температурой объекта и радиояркостной температурой подсвечивающего излучения (рис. 1.6). Исходя из независимости радиояркостных температур объекта и фонового излучения, можно записать:

$$T_{я, сум} = \alpha T + \gamma T_{я, ф} , \quad (1.19)$$

где  $\gamma$  – коэффициент отражения на границе объекта со средой, из которой поступает внешнее излучение,  $T_{я, ф}$  – радиояркостная температура подсвечивающего излучения (фона). Таким образом, полное излучение тела определяется собственным излучением, которое зависит как от коэффициента излучения  $\alpha$ , так и физической температуры тела  $T$ , и отражением внешнего излучения от тела, которое определяется коэффициентом отражения  $\gamma$ .

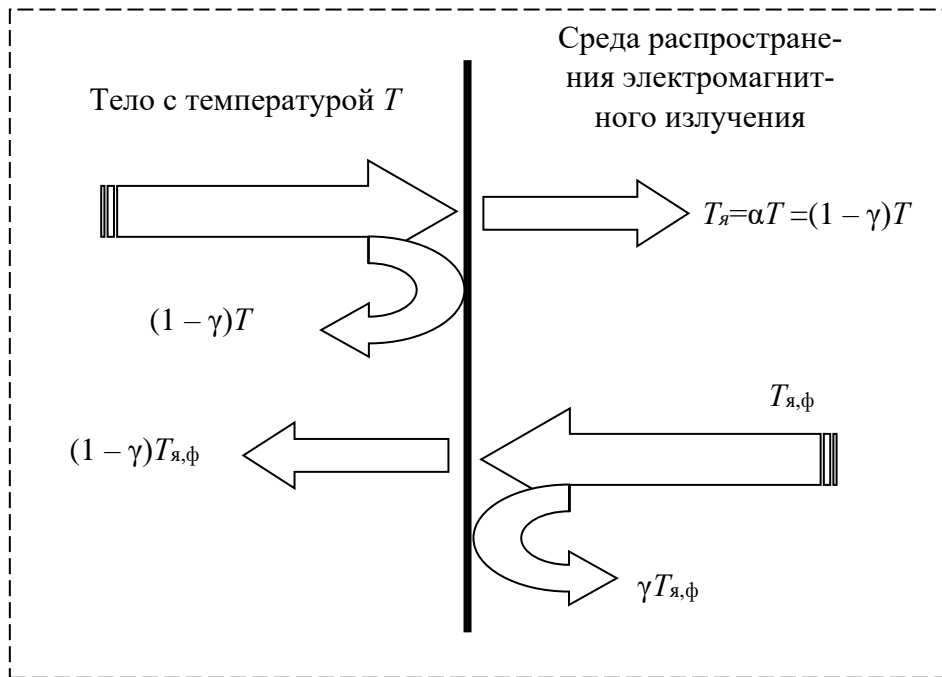


Рисунок 1.6 – Полное излучение реальных тел с учетом подсвечивающего фонового излучения

Из закона сохранения энергии коэффициенты излучения и отражения являются связанными величинами и их сумма равна 1, что в свою очередь следует из закона Кирхгофа, описывающего тепловое излучение при термодинамическом равновесии. Таким образом, для любых поверхностей в условиях термодинамического равновесия справедливо соотношение:

$$\alpha + \gamma = 1. \quad (1.20)$$

Коэффициенты излучения и отражения вводятся как безразмерные отношения энергий. Учитывая последнее равенство, формулу (1.19) можно записать через коэффициент отражения следующим образом:

$$T_{я, сум} = (1 - \gamma)T + \gamma T_{я, ф}. \quad (1.21)$$

Коэффициенты излучения и отражения зависят от целого ряда факторов и связаны с физико-химическими свойствами тел, их строением, характером поверхности и для разных частот различные. Коэффициент отражения также зависит от угла визирования.

В качестве примера приведем яркостные температуры некоторых наземных объектов на длине волны 8,6 мм: металлические конструкции – около 50 К (основной вклад - отражение, которое связано с яркостной температурой подсвечивающего фона); асфальт – 100÷300 К; реки, озера – 170÷200 К; здания – 230÷250 К; почвы и растительность – 260÷275 К; лесные массивы – 270÷285 К.

Материальные тела, как естественные источники радиотепловых излучений характеризуются не только энергетическими параметрами, но и диаграммами направленности. Для активной радиолокации (радиолокационного переизлучения) диаграмма направленности для большинства объектов имеет изрезанную лепестковую структуру. В диаграммах радиотеплового излучения нет нулевых провалов и она более равномерная, так как излучение объекта складывается из независимых друг от друга отдельных участков тела. Поэтому, в первом приближении можно полагать, что интенсивность естественного излучения не связана с направлением.

## 1.6. Прием радиотеплового излучения

Для измерения теплового радиоизлучения тел предназначены микроволновые радиометрические системы. Радиометрическая система представляет собой функционально совмещенные антенну, микроволновый радиометр и регистрирующее устройство. Она должна обладать свойствами

принимать излучение с заданной пространственной разрешающей способностью, обладать высокой чувствительностью и высокой точностью количественной оценки потоков излучения.

Как было показано выше (раздел 1.5), антенна радиометрической системы предназначена для преобразования электромагнитной волны теплового излучения, поступающего из внешнего пространства, в электромагнитную волну, поступающую на вход радиометрического приемника по волноводному тракту. В антенне происходит преобразование внешнего потока теплового излучения в антенную температуру. Измеряемой величиной является мощность, выделяющаяся на входе приемника (нагрузки антенны). Величина этой мощности зависит как от характеристик источника (спектр, интенсивность, поляризация), так и от характеристик приемной системы (полоса частот, поляризация, диаграмма направленности, коэффициент полезного действия антенны). В радиометрии принимаемое излучение имеет сплошной спектр (постоянный в пределах полосы частот антенны и приемника) с линейной поляризацией, электрическая и магнитная составляющие которого изменяются случайным образом. В качестве приемной антенны обычно используются различные типы апертурных антенн: рупорные, зеркальные, линзовые и т.д.

Таким образом, при радиометрических измерениях имеют дело с энергетическими характеристиками излучения. При расположении излучающего тела в области Фраунгофера (дальняя зона) исчезают пространственные осцилляции поля в направлении приема антенны. В дальней зоне излучение имеет структуру плоской волны и поток излучения не зависит от расстояния  $r$  (мощность излучения убывает как  $1/r^2$ , а площадь растет как  $r^2$ ), то есть поток или мощность в телесном угле сохраняются.

Интенсивность излучения выражается через яркостную температуру и используется температурная система единиц для характеристики спектральной мощности, выделяемой на согласованной нагрузке антенны. Антенная температура  $T_A$  учитывает потери сигнала в антенне и собственные шумы, возникающие в антенне вследствие ослабления сигнала. Для описания ослабления внешнего сигнала, как правило, используют коэффициент полезного действия приемной антенны  $\eta$ . Собственные шумы антенны независимы от внешнего излучения, если внешнее излучение не изменяет параметры антенны, например, не производит существенного нагрева ее элементов и т.д. Исходя из независимости сигнала и собственных шумов для излучающих объектов, находящихся в дальней (фраунгоферовой) зоне, антенную температуру можно записать:

$$T_A = T_{A,0}\eta + T_{A,k}(1 - \eta), \quad (1.22)$$

$$\text{где } T_{A,0} = \frac{\int_{\Omega_{об}} T_{я} F(\theta, \varphi) d\Omega}{\int_{4\pi} F(\theta, \varphi) d\Omega} - \text{температура антенны без потерь, определяемая тепловым излучением}$$

объекта, представленным радиояркостной температурой  $T_{я}$ ,  $F(\theta, \varphi)$  – нормированная диаграмма направленности антенны по мощности,  $\theta$  и  $\varphi$  – углы сферической системы координат,  $\Omega_{об}$  – телесный угол объекта измерения,  $T_{A,k}$  – термодинамическая абсолютная температура материала конструкции антенны,  $\eta$  – коэффициент полезного действия антенны. Таким образом, антенная система принимает и преобразует поток лучистой энергии в антенную температуру, которую измеряет радиометр. Область применимости формулы (1.22) определяется дальней зоной антенны.

Часть мощности принимается антенной через боковые и задние лепестки. Хотя уровень боковых лепестков может быть очень мал, они занимают весь телесный угол  $4\pi$ . Поэтому в боковых и задних лепестках может быть сосредоточена доля принимаемой мощности антенны, сравнимая с принимаемым излучением в главном лепестке. Для характеристики соотношения мощностей, принимаемых антенной в различные телесные углы по различным направлениям, используется коэффициент рассеяния  $\beta$ , который является одной из важнейших характеристик в радиометрии:

$$\beta = \frac{\int_{4\pi - \Omega_{тн}} F(\theta, \phi) d\Omega}{\int_{4\pi} F(\theta, \phi) d\Omega}, \quad 1 - \beta = \frac{\int_{\Omega_{тн}} F(\theta, \phi) d\Omega}{\int_{4\pi} F(\theta, \phi) d\Omega}, \quad (1.23)$$

где  $\Omega_{\text{гл}}$  – телесный угол главного лепестка диаграммы направленности антенны.

Тогда, при известном  $\beta$  антенную температуру по телесному углу главного лепестка диаграммы направленности и боковым лепесткам, для антенны с потерями можно определить по следующей формуле:

$$T_A = T_{A,\text{гл}}(1-\beta)\eta + T_{A,\text{бок}}\beta\eta + T_{A,\text{к}}(1-\eta), \quad (1.24)$$

где  $T_{A,\text{гл}}$  – эффективная температура антенны, определяемая излучением, сосредоточенным в главном лепестке диаграммы направленности,  $T_{A,\text{бок}}$  – эффективная температура антенны, связанная с приемом излучения по боковым и задним лепесткам диаграммы направленности. Второе слагаемое в (1.24) характеризует мешающие шумы фонового излучения, принимаемого через боковые и задние лепестки, третье – собственные шумы антенны, возникающие в том случае, если коэффициент полезного действия антенны отличен от единицы. Мешающие шумы антенны складываются с принимаемыми шумами источника излучения и ограничивают чувствительность. Итак, температура антенны определяется полезным сигналом, собственными шумами и фоновым излучением, принимаемым в боковые и задние лепестки диаграммы направленности.

Таким образом, радиометры относятся к пассивным средствам и позволяют регистрировать малые вариации интенсивности излучения, порождаемые изменениями температуры объектов ( $T$ ) и температуры подсвечивающего фона ( $T_{\text{я,ф}}$ ), а так же изменениями излучательной способности объектов (коэффициента  $\alpha$ ) и вариациями его отражательных свойств (коэффициента  $\gamma$ ) (рис. 1.7).

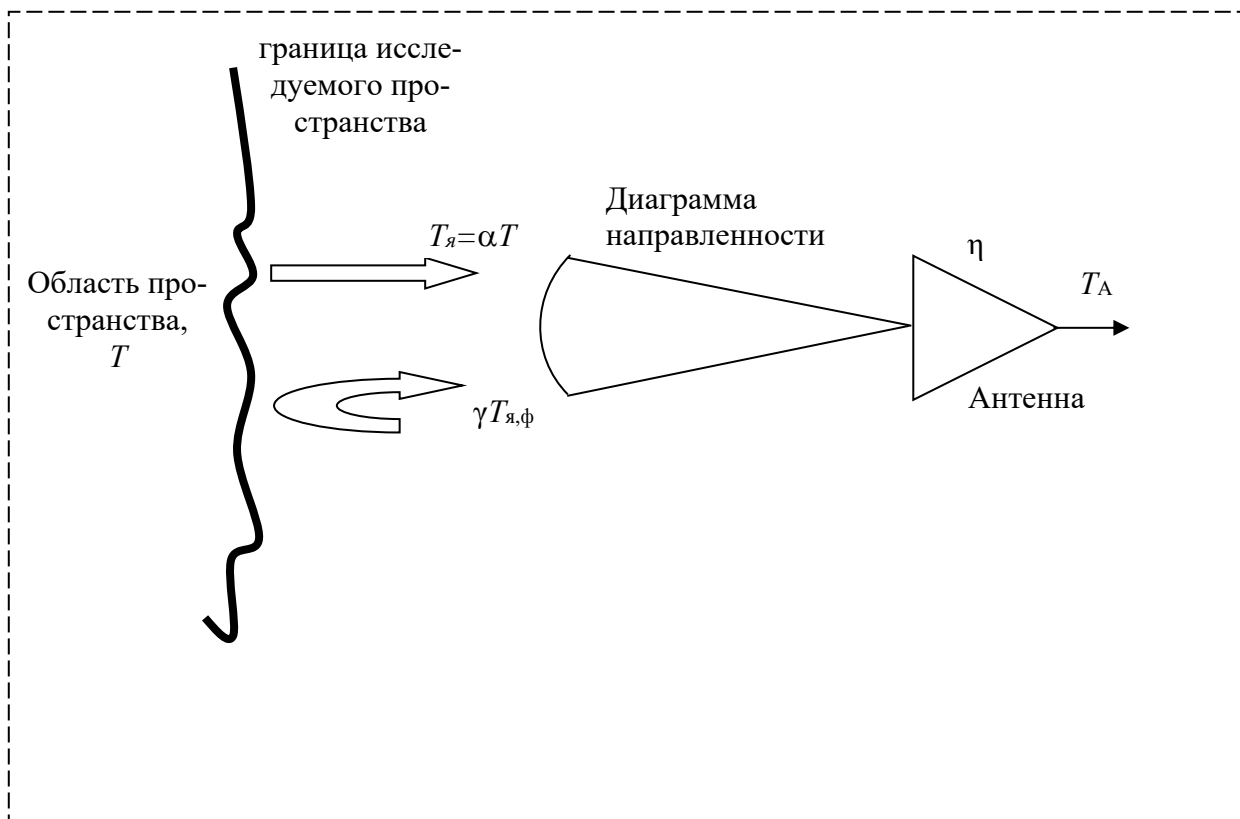


Рисунок 1.7 – Прием электромагнитного излучения материальных объектов и сред радиометрами

### 1.7. Вопросы для самопроверки

1. Объясните механизм собственного естественного излучения материальных тел.
2. В чем заключается идеализация понятия абсолютно черного тела.
3. Каким законом определяется интенсивность излучения абсолютно черного тела.
4. Каковы особенности кривых излучения Планка.



5. Для какого диапазона частот электромагнитных колебаний применяется закон Релея-Джинса.
6. По какой формуле вычисляется эффективное значение напряжения шума на "шумящем" активном сопротивлении.
7. Нарисуйте эквивалентную схему "шумящего" активного сопротивления.
8. Объясните понятие сопротивления излучения антенны.
9. Поясните, как связаны между собой активное сопротивление резистора и сопротивление излучения антенны.
10. С чем связано излучение реальных тел и чем оно отличается от чернотельного.
11. Опишите полное излучение реальных тел с учетом подсвечивающего фонового излучения.
12. Объясните понятие "антенная температура".
13. Объясните понятие "радиояркость температура" и как она связана с термодинамической температурой материальной среды.
14. Поясните, для чего вводится коэффициент рассеяния антенны, который является одной из важнейших характеристик в радиометрии.
15. К каким средствам измерений относятся радиометры.
16. Из каких основных функциональных узлов состоит радиометрическая система и какими свойствами она должна обладать.
17. Чем определяется шумовая температура антенны.

## ГЛАВА 2. МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРЫ

### 2.1. Цель обучения

В данной главе изучаются основные типы микроволновых радиометров для приема радиотеплового излучения материальных сред, их принцип функционирования, достоинства и недостатки. Рассмотрены основополагающие факторы, ограничивающие чувствительность и точность измерений таких наиболее часто используемых схем радиометров, как компенсационный, модуляционный, корреляционный. После изучения данной главы студент должен:

1. Понимать, в чем заключается оптимальный прием шумового сигнала на фоне собственных шумов радиометра.
2. Знать структурное построение и принципы функционирования основных типов микроволновых радиометров, их основные отличия.
3. Уметь правильно оценивать чувствительность радиометров и описывать факторы, на нее влияющие.
4. Понимать, чем ограничивается чувствительность и точность измерений известных радиометрических схем.

### 2.2. Сложность приема радиотеплового излучения

Как было отмечено выше, микроволновые или сверхвысокочастотные (СВЧ) радиометры измеряют слабые электромагнитные сигналы в области высоких частот, вызванные собственным излучением объектов, излучением, прошедшим через объект или отразившимся от него. Эти сигналы имеют случайный характер и их мощности определяются величинами  $10^{-20}$  Вт на 1 Гц полосы принимаемых частот. Для радиометров любое материальное тело является естественной радиостанцией.

Данное излучение по своей структуре и статистическим свойствам является шумовым и аналогично собственным шумам радиоприемной аппаратуры, имеет природу случайных стационарных эргодических процессов с нормальным распределением. В обычных радиоприемниках и активных радиолокационных станциях влияние собственных шумов уменьшают путем частотной селекции и временного стробирования. При приеме радиотепловых сигналов данные меры не применимы, так как сами сигналы имеют шумовой характер.

В статистической радиотехнике, в теории измерения шумового сигнала на фоне собственных шумов измерителя доказано, что для оптимального приема могут применяться два подхода:

1. прием с операцией квадратичного детектирования и интегрирования и последующей компенсацией постоянной составляющей собственных шумов.
2. корреляционный прием двумя независимыми приемниками с последующим интегрированием.

Согласно оптимальной концепции приема слабых сигналов случайного характера, микроволновый радиометр в простейшей реализации должен содержать последовательно соединенные усилитель высоких частот (УВЧ), амплитудно-частотная характеристика которого имеет плоскую вершину в некоторой области частот, квадратичный амплитудный детектор (КД), фильтр низких частот (ФНЧ) (рис. 2.1). УВЧ и КД принято выделывать в отдельный блок – радиометрический приемник (РП). Радиометрический приемник предназначен для измерения антенных температур. Квадратичный детектор необходим для того, чтобы напряжение на выходе приемника было пропорционально антенной температуре. На рис. 2.1  $\Delta f$  - полоса пропускания УВЧ (до детектора),  $\Delta F$  – полоса частот, эквивалентная по энергии полосе пропускания низкочастотного фильтра (после детектора).

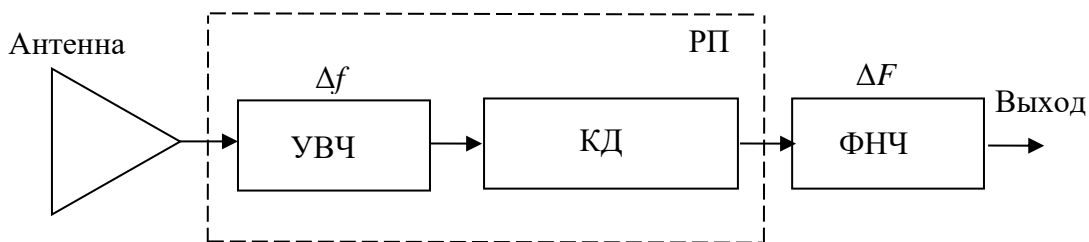


Рисунок 2.1 – Структурная схема оптимального микроволнового радиометра

На выходе детектора, после операции квадратичного детектирования шум сохраняет широкополосный характер, но его спектр переносится в область низких частот (рис. 2.2). На выходе ФНЧ, имеющего эквивалентную полосу пропускания  $\Delta F$ , мощность шума меньше в  $\Delta f/\Delta F$  – раз. Таким образом, радиометры от других приемных устройств отличает широкая полоса частот принимаемых сигналов и большое время измерения  $t_{изм}$ , пропорциональное  $1/\Delta F$ , т.е. один результат получается за достаточно большой интервал времени.

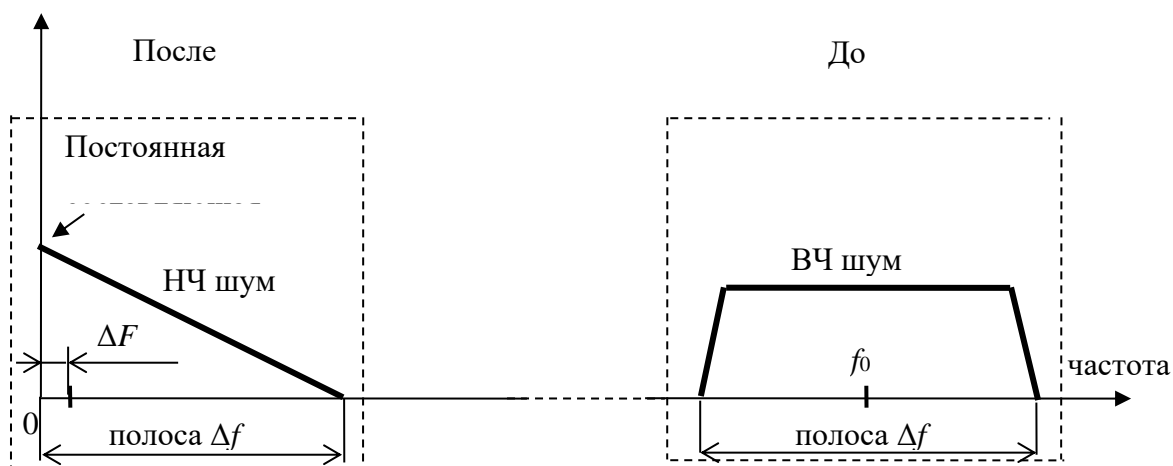


Рисунок 2.2 – Спектральные характеристики до детекторного и последетекторного сигналов

### 2.3. Разновидности микроволновых радиометров и их основные характеристики

Ниже рассмотрены основные принципы построения различных видов радиометров на примере функциональных схем. Для обеспечения высокой чувствительности разработаны такие схемы радиометров, как компенсационная, модуляционная, корреляционная. Названия радиометров непосредственно следуют из названия тех методов, которые применяются в основе функционирования радиометров.

#### 2.3.1. Компенсационный радиометр

Простейшим микроволновым радиометром является компенсационный. Компенсационный радиометр почти полностью повторяет схему оптимального радиометра. Классическая схема компенсационного радиометра (рис. 2.3) (радиометра полной мощности) содержит радиометрический приемник (РП) с высокочастотным усилителем (УВЧ) и квадратичным детектором (КД), на вход которого подключается антенна (А). Так как радиометр измеряет очень слабые сигналы, следовательно, для правильной их интерпретации приемник радиометра обладает высоким коэффициентом усиления (60÷100 дБ). Огибающая высокочастотного сигнала с выхода квадратичного детектора усиливается в

низкочастотном усилителе (УНЧ), интегрируется для увеличения радиометрического выигрыша фильтром низких частот (ФНЧ) (повышение отношения сигнал – шум). Для компенсации постоянной составляющей выходного сигнала, обусловленной шумами приемника, в схему вводится вычитающее устройство (ВУ) и источник компенсирующего сигнала – источник опорного напряжения (ИОН) (регулируемый резистивный делитель постоянного напряжения). С помощью делителя напряжения показания регистратора устанавливаются на ноль при отсутствии сигнала. Тем самым компенсируется напряжение, вызванное собственными шумами радиометрического приемника, имеющими одинаковую природу, что и сигнал антенны. При появлении сигнала схема разбалансируется и показания регистратора отображают по шкале приращение эффективной температуры антенны, вызванное данным сигналом.

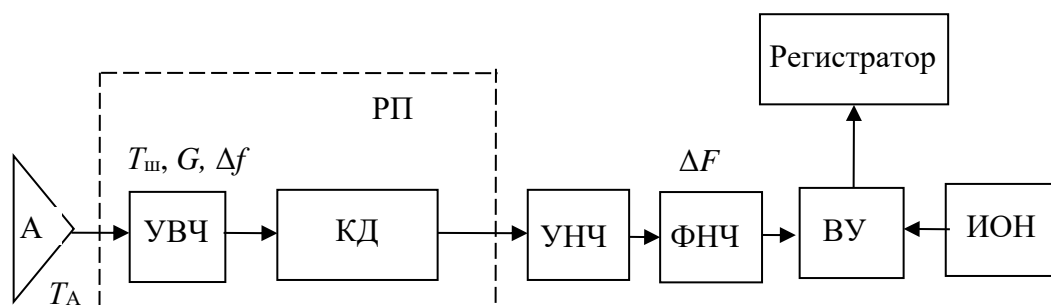


Рисунок 2.3 – Структурная схема компенсационного радиометра

Основной характеристикой радиометров является флуктуационная чувствительность. Она определяется как минимальное приращение антенной температуры, при котором среднее значение выходного сигнала радиометра равно действующему значению его флуктуаций. Чувствительность радиометров численно равна эффективной температуре сигнала антенны  $\delta T_A$ , при подаче которого на вход радиометра отношение "сигнал/шум" на выходе равно 1.

Чувствительность компенсационного радиометра рассчитывается по формуле:

$$\delta T_A = \sqrt{2}(T_{ш} + T_A) \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}, \quad (2.1)$$

где  $T_{ш}$  – эффективная температура собственных, приведенных к входу приемника шумов,  $T_A$  – эффективная температура шумов антенны, определяемая согласно (1.24) и которая складывается из поступающего в антенну излучения (сигнала) и потерь,  $\Delta F$  – прямоугольная полоса частот, эквивалентная по

энергии реальной полосе низкочастотного фильтра,  $\Delta F = \frac{\int_0^{\infty} K_{\text{НЧ}}(f) df}{K_{\text{НЧ}}(0)}$ , где  $K_{\text{НЧ}}(f)$  – энергетическая характеристика фильтра низких частот,  $\Delta f$  – эквивалентная полоса протектированных флуктуаций в области низких частот, выраженная через входную полосу принимаемых частот,  $\Delta f = \frac{\left[ \int_0^{\infty} K_{\text{ВЧ}}(f) df \right]^2}{\int_0^{\infty} K_{\text{ВЧ}}^2(f) df}$ ,

где  $K_{\text{ВЧ}}(f)$  – энергетическая характеристика высокочастотного фильтра. Величина  $\Delta f/\Delta F$  в формуле (2.1) называется радиометрическим выигрышем, она показывает насколько повышается чувствительность радиометра по сравнению с его шумовой температурой.

Так как сигнал антенны измеряется непрерывно, компенсационные радиометры обладают максимально возможной чувствительностью, но, с другой стороны, характеризуются сильной зависимостью показаний от изменений коэффициента усиления радиометрического приемника и его собственных шумов. Чувствительность ограничивается мощностью медленных и быстрых флуктуаций уровня

собственных шумов, флуктуациями коэффициента усиления каскадов. Изменения собственных шумов радиометра и коэффициента усиления измерительного тракта являются двумя основными дестабилизирующими факторами, снижающими чувствительность компенсационных радиометров.

Флуктуации выходного сигнала, возникающие вследствие случайных изменений коэффициента усиления и флуктуации, вызванные шумом в системе, не позволяют достигнуть потенциальной (теоретической) предельной чувствительности, описываемой формулой (2.1).

Наиболее точная формула для вычисления флуктуационной чувствительности компенсационного радиометра с учетом рассмотренных влияний дестабилизирующих факторов на чувствительность имеет вид:

$$\delta T_A = (T_A + T_{ш}) \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau} + \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} \frac{\tau_0}{(\tau_0 + \tau)}}, \quad (2.2)$$

где  $G_0$  – среднее значение коэффициента усиления сигнала по мощности в высокочастотном, до детекторном тракте радиометра,  $\sigma_g^2$  – дисперсия флуктуаций коэффициента усиления,  $\tau_0$  – эффективная постоянная времени корреляции флуктуаций коэффициента усиления,  $\tau$  – постоянная времени низкочастотного фильтра, если в качестве последнего используется интегрирующая  $RC$ - цепь. Использование в расчетах постоянной времени фильтра низких частот (интегратора) вместо эквивалентной энергетической полосы  $\Delta F$  низкочастотного фильтра, как в (2.1), более соответствует применению формулы на практике для оценки чувствительности радиометра. В формуле (2.2) учитывается только коэффициент усиления и его флуктуации, вызванные высокочастотной частью схемы, так как последующие цепи обычно не вносят значительного вклада в флуктуации коэффициента усиления.

Так как  $\tau$  входит как в первое, так и во второе слагаемое подкоренного выражения формулы (2.2), следовательно, увеличение постоянной времени приводит как к росту радиометрического выигрыша, так и к снижению зависимости от флуктуаций коэффициента усиления. Но, с другой стороны увеличение  $\tau$  приводит к возрастанию времени измерения (получение одного отсчета) и снижает быстродействие. Чувствительность и быстродействие, два важным параметра любой измерительной системы, для радиометра являются взаимоисключающими величинами. Для увеличения чувствительности необходимо увеличивать  $\tau$ , а это снижает быстродействие. Критерии оптимальности по их выбору не совпадают и все зависит от назначения радиометра.

Так как основное усиление происходит до детектора, поэтому в формуле (2.2) не учтены изменения коэффициента усиления последетекторных каскадов низкочастотного тракта радиометра и коэффициента передачи квадратичного детектора. В формуле (2.2) определяющую роль играет второй член суммы подкоренного выражения. Так, приемник, обеспечивающий разброс коэффициента усиления 0.1 дБ при усилении 100 дБ и шумовой температуре несколько сот градусов, имеет выходные флуктуации несколько градусов, превышая на порядок потенциальную чувствительность компенсационного радиометра, определяемую выражением (2.1).

Изменения коэффициента усиления приемника складываются из флуктуаций усиления отдельных каскадов, которые определяются нестабильностью напряжений источников питания, изменением температуры усилительных элементов (основные факторы, вызывающие вариации коэффициента усиления приемного тракта). Флуктуации коэффициента усиления возникают из-за хаотических изменений параметров составляющих радиометрический приемник элементов: генерационно-рекомбинационный шум в полупроводниках, тепловые шумы, дробовой эффект, фликкер-шум. Флуктуации внешней температуры, питающих напряжений приводят к изменениям параметров электрических цепей. Многочисленные эксперименты показали, что энергетический спектр флуктуаций коэффициента передачи усилителей изменяется с изменением частоты по закону, близкому к закону фликкер- шума и пропорционален  $1/f^\alpha$ , где  $\alpha = 1,7 \div 2,5$ . Эта зависимость имеет место вплоть до частоты  $10^5$  Гц. Флуктуации наиболее сильны около нулевой частоты (аномальные флуктуации) и значительно уменьшаются с увеличением частоты. Таким образом, основная энергия флуктуаций усиления сконцентрирована в области частот, примыкающих к нулю Герц. Это осложняет применение высокочувствительной схемы компенсационного радиометра на практике.

Изменение коэффициента усиления является первым фактором, снижающим точность работы компенсационного радиометра. Вторым дестабилизирующим фактором является изменение собственных шумов приемника. Так как они имеют ту же природу, что и измеряемые шумы антенны, поэтому они ничем не отличаются от измеряемого сигнала. Следовательно, изменение собственной шумовой температуры приемника адекватно появлению сигнала на входе.

Таким образом, к преимуществам компенсационного радиометра следует отнести простоту схемы и высокий коэффициент использования принимаемой антенной энергии, что позволяет получить чувствительность выше, чем у всех остальных радиометров. Однако ее невозможно реализовать на практике из-за влияния главных дестабилизирующих факторов работы радиометров: больших флуктуаций коэффициента усиления приемника и его шумовой температуры (коэффициента шума). В связи с низкой чувствительностью компенсационный радиометр находит лишь ограниченное применение. При изменении коэффициента усиления измерительного тракта и собственных шумов компенсация нарушается. Это вызывает паразитный сигнал на выходе радиометра, маскирующий полезный сигнал и регистрируемый индикатором так же, как и полезный сигнал.

### 2.3.2. Модуляционный радиометр

Впервые метод дифференциальных измерений был использован в модуляционном радиометре Робертом Дикке. В 1946 году им была опубликована статья "Измерение тепловых излучений на микроволновых частотах" (Rev.Sci. Instr. 17, 268, 1946), где он изложил новый метод приема слабых шумовых сигналов, на основе которого был создан модуляционный радиометр. Этим радиометром были произведены измерения интенсивности собственного теплового излучения атмосферы.

При рассмотрении компенсационного радиометра были названы два основных дестабилизирующих фактора, снижающих точность измерений: флуктуации коэффициента усиления усилителей и собственные шумы приемника. Один из факторов, влияние изменений собственных шумов, может быть значительно уменьшен, если в схеме радиометра применить модуляционный принцип дифференциальных измерений. Для этого на входе радиометра (рис. 2.4) устанавливается модулятор (М) и опорный источник шума – генератор шума (ГШ), играющий роль имитатора антенны. В современных радиометрах в качестве такого источника, как правило, применяют либо согласованную нагрузку, либо полупроводниковый генератор на лавинно-пролетных диодах.

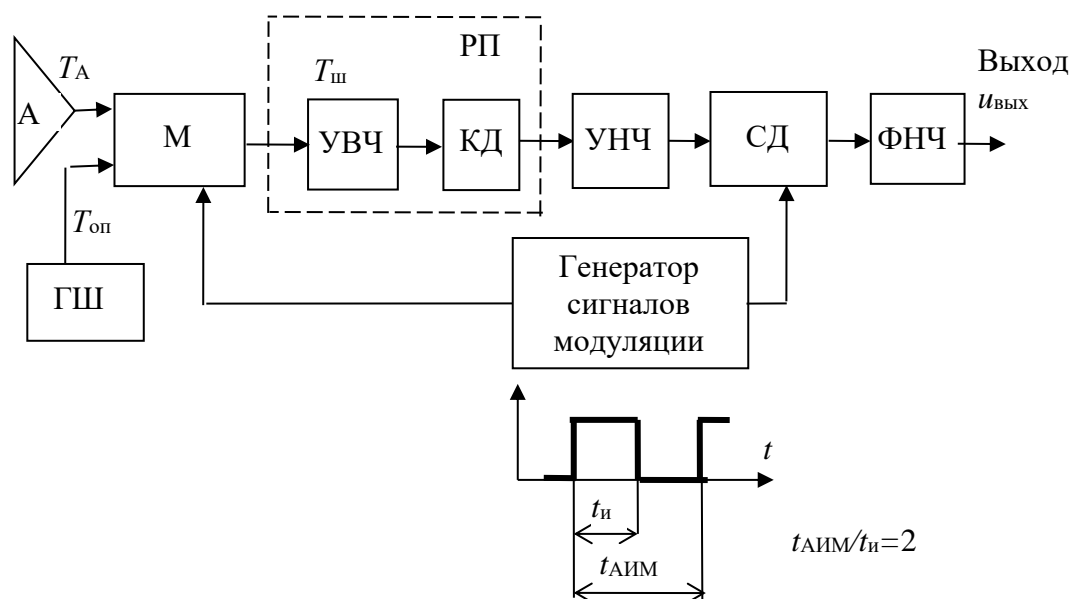


Рисунок 2.4 – Структурная схема модуляционного радиометра

В модуляционном радиометре вход радиометрического приемника попеременно подключается либо к антенне, либо к опорному генератору, вырабатывающему шумовой сигнал неизменной мощности с эффективной температурой  $T_{оп}$ . Используется принцип периодического сравнения мощности антенного сигнала с мощностью сигнала антенного эквивалента – генератора шума со стабильной шумовой температурой. В подавляющем большинстве в таком типе радиометров применяется амплитудная импульсная модуляция (АИМ) симметричным прямоугольным сигналом меандра, а после детектирования огибающая усиливается с помощью широкополосного усилителя, пропускающего большинство гармоник частоты модуляции.

Так как фаза управляющих модуляцией сигналов известна, демодуляция происходит в синхронном детекторе (СД), преобразующем огибающую продетектированных и усиленных сигналов в постоянное напряжение. На выходе синхронного детектора напряжение пропорционально разности шумовых температур антенны и опорного генератора шума. Далее постоянная составляющая сигнала поступает на фильтр низких частот (ФНЧ). Поскольку собственные шумы и сигнал антенны статистически независимы, на выходе радиометра измеряется напряжение:

$$\begin{aligned} U_{вых} + \Delta U_{вых} &= (G_0 + \Delta G)\beta K[(T_{оп} + T_{ш}) - (T_A + T_{ш})] = \\ &= G_0\beta K(T_{оп} - T_A) + \Delta G\beta K(T_{оп} - T_A), \end{aligned} \quad (2.3)$$

где  $\Delta U_{вых}$  – флуктуации выходного напряжения,  $G_0$  – коэффициент усиления сигналов по мощности в УВЧ, также учитывающий ослабление сигналов в модуляторе, соединителях и соединениях,  $\Delta G$  – параметр, характеризующий изменения (дрейф и флуктуации) коэффициента усиления высокочастотного усилителя,  $\beta$  и  $K$  – коэффициенты, соответственно определяющие передачу квадратичного детектора (КД) и усиление огибающей в усилителе низкой частоты (УНЧ) низкочастотной части радиометра,  $T_A$  и  $T_{оп}$  – эффективные температуры антенны и опорного генератора шума, соответственно,  $T_{ш}$  – приведенная к входу приемника собственная шумовая температура радиометра. Влияние изменения коэффициента усиления радиометрического тракта связано, в основном, с изменением усиления сигналов по мощности до квадратичного детектора на величину  $\Delta G$ . Это изменение вызывает изменение выходного напряжения на величину  $\Delta U_{вых}$ , численно равную второму члену из второй половины равенства (2.3). Ошибка в измерении для модуляционного радиометра пропорциональна величине изменения коэффициента усиления  $\Delta G$  и степени отличия сигналов  $T_A$  и  $T_{оп}$ . Изменения коэффициентов передачи квадратичного детектора и усиления низкочастотного усилителя в данном рассмотрении не учтены.

Как видно из полученного выражения (2.3), постоянная составляющая собственных шумов радиометра  $T_{ш}$  не входит в формулу. Собственные шумы не подвергаются модуляции и после операции в синхронном детекторе постоянная составляющая собственных шумов радиометра исключается. Следовательно, в модуляционной схеме устранено влияние дрейфа и низкочастотных флуктуаций (с частотой, меньшей частоты модуляции в радиометре) внутренних шумов приемника на точность измерений.

На рис. 2.5 приведены временные диаграммы, поясняющие принцип функционирования модуляционного радиометра, для случая  $T_{оп} \geq T_A$  во всем диапазоне изменения сигнала антенны.

Так как сигнал антенны действует на входе радиометрического приемника лишь половину времени наблюдения, чувствительность в два раза хуже, чем в компенсационной схеме. Формула для предельной чувствительности (идеальный измерительный тракт, флуктуации коэффициента усиления равны нулю) имеет вид:

$$\delta T_A = 2\sqrt{2}(T_{ш} + T_A)\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}} \quad (2.4)$$

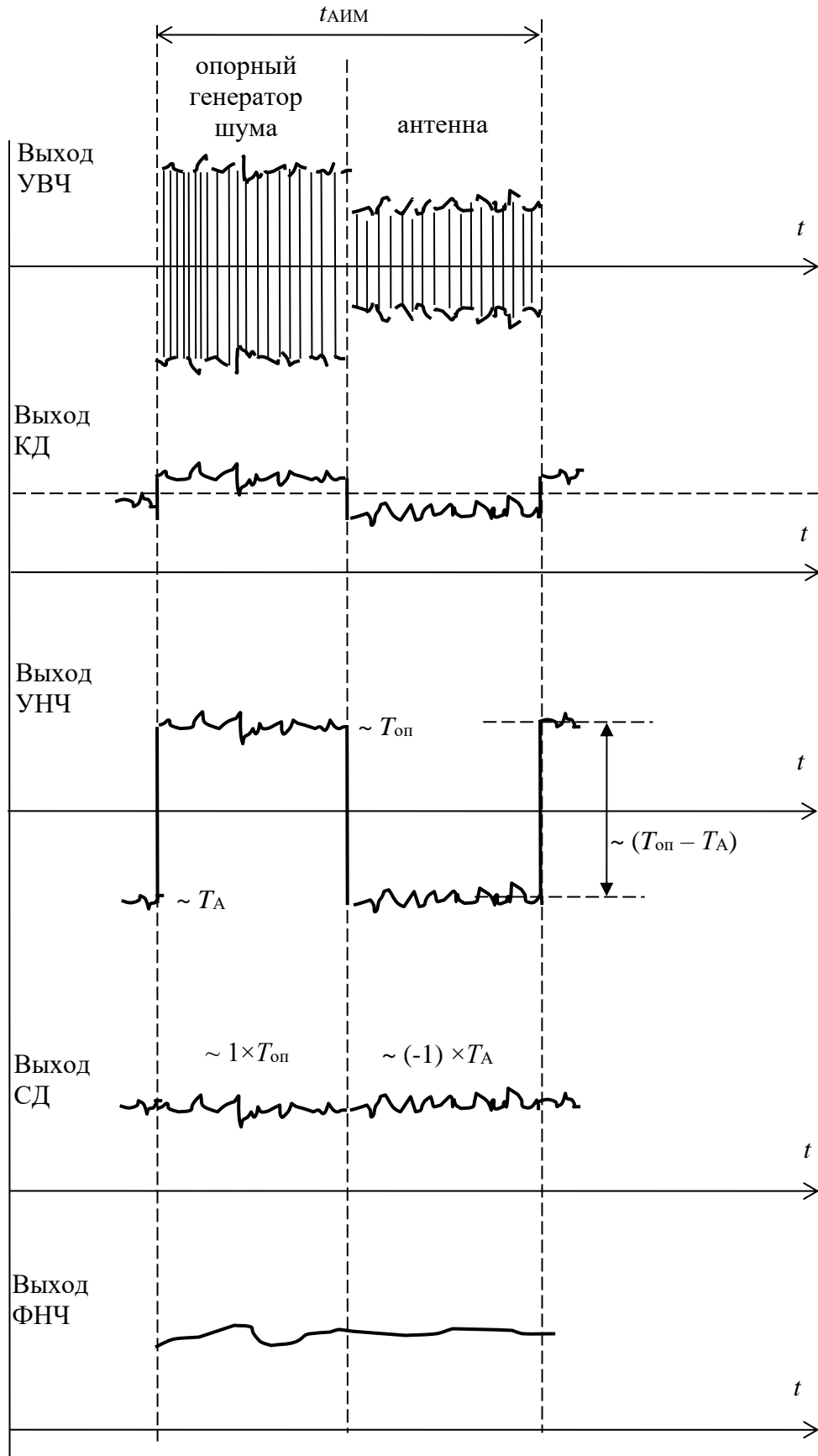


Рисунок 2.5 – Временные диаграммы, поясняющие принцип работы модуляционного радиометра



Общий проигрыш в чувствительности модуляционного радиометра можно объяснить потерей времени наблюдения вдвое из-за модуляции сигнала и дополнительном уменьшении отношения сигнал/шум из-за отбрасывания постоянной составляющей напряжения сигнала в усилителе низких частот (см. рис. 2.5). Каждый из факторов приводит к ухудшению чувствительности в  $2^{1/2}$  – раз (при модуляции по меандру) по сравнению с чувствительностью компенсационного радиометра.

В случае применения не идеального приемника, флуктуации его коэффициента усиления будут снижать чувствительность радиометра. Как было показано выше, спектральная плотность флуктуаций коэффициента усиления высокочастотных усилителей наиболее сильно выражена около нулевой частоты. На рис. 2.6 приведена временная диаграмма для простого примера, в котором изменения коэффициента усиления представлены функцией, близкой к моногармоническому виду. Из примера следует, что изменения усиления по моногармоническому закону дополнительно модулируют разность сигналов опорного генератора шума и антенны.

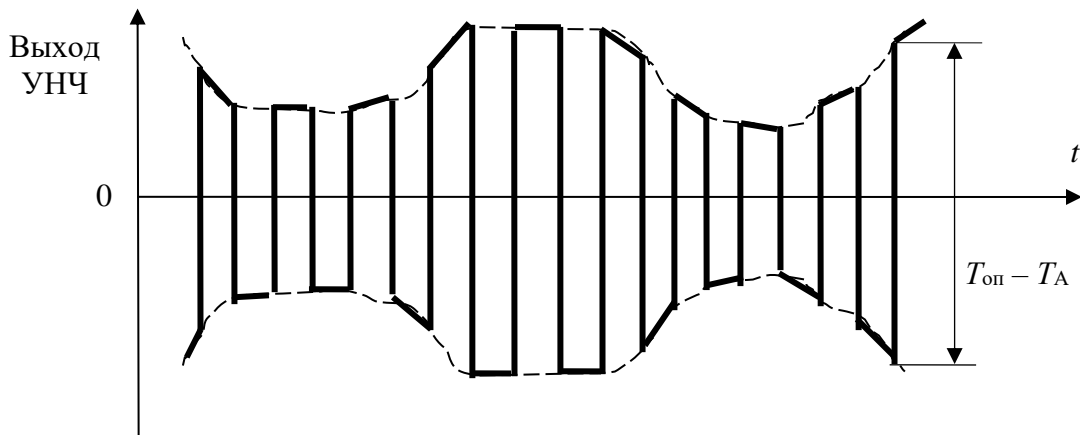


Рисунок 2.6 – Временная диаграмма выходного сигнала усилителя низких частот

Формула для вычисления чувствительности модуляционного радиометра с неидеальным приемником имеет вид:

$$\delta T_A = \sqrt{\frac{T_1^2 + T_2^2}{\Delta f \tau} + \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} (T_1 - T_2)^2 \frac{\tau_0}{\tau_0 + \tau} + \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} (T_1^2 + T_2^2 + 6T_1 T_2) \frac{t_{\text{АИМ}}^2}{48\tau_0 \tau}}, \quad (2.5)$$

где  $T_1 = T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}}$ ,  $T_2 = T_A + T_{\text{ш}}$ ,  $G_0$  – среднее значение усиления сигнала по мощности в высокочастотном додетекторном тракте радиометра,  $\sigma_g^2$  – дисперсия флуктуаций коэффициента усиления,  $\tau_0$  – эффективная постоянная времени корреляции флуктуаций коэффициента усиления,  $\tau$  – постоянная времени низкочастотного фильтра,  $t_{\text{АИМ}}$  – длительность периода амплитудно-импульсной модуляции. Так как  $t_{\text{АИМ}} \ll \tau_0, \tau$ , влияние на чувствительность третьего члена суммы подкоренного выражения незначительно и составляет 1÷3 % от общего вклада. Поэтому формулу для практических расчетов чувствительности можно записать так:

$$\delta T_A \cong \sqrt{\frac{T_1^2 + T_2^2}{\Delta f \tau} + \frac{\sigma_g^2}{G_0^2} (T_1 - T_2)^2 \frac{\tau_0}{\tau_0 + \tau}}. \quad (2.6)$$

Из формулы (2.6) следует, что для ослабления влияния изменений коэффициента усиления имеются два пути. Первый связан с увеличением постоянной времени  $\tau$  низкочастотного фильтра и, соответственно, с накоплением измеряемого сигнала антенны на продолжительном временном интервале. Второй – с обеспечением равенства сигналов  $T_A$  и  $T_{\text{оп}}$ , например регулировкой сигнала опорного генератора шума и тогда второе слагаемое подкоренного выражения формулы (2.6) будет равно нулю. В первом случае радиометр будет обладать большим временем измерения и, следовательно, низким быстродействием. Во втором случае произойдет переход к новому виду радиометра, использующему в основе работы нулевой метод функционирования, рассмотрение которого выполнено в главе 3.

### 2.3.3. Двухприемниковый модуляционный радиометр

Периодическое отключение антенны в модуляционном радиометре при переключении входа радиометра на опорный генератор шума, приводит к ухудшению флуктуационной чувствительности. Для уменьшения влияния периодического отключения антенны модуляционные схемы дополняют двумя параллельно работающими одинаковыми приемниками РП<sub>1</sub> и РП<sub>2</sub>, поочередно и противофазно подключаемыми к антенне и опорному генератору шума переключателем-модулятором (М) конфигурации 2х2 (рис. 2.7, схема Грахама). На выходе каналов устанавливается демодулятор (ДМ). В результате на вход первого фильтра низких частот (ФНЧ<sub>1</sub>) поступает сигнал антенны, на вход второго фильтра (ФНЧ<sub>2</sub>) – сигнал опорного генератора шума. На выходе вычитающего устройства (ВУ) напряжение пропорционально разности сигналов опорного генератора и антенны. Таким образом, в этой схеме наблюдение сигнала антенны происходит непрерывно и происходит увеличение чувствительности радиометра в  $2^{1/2}$  раз по сравнению с чувствительностью радиометра, использующего только один приемник.

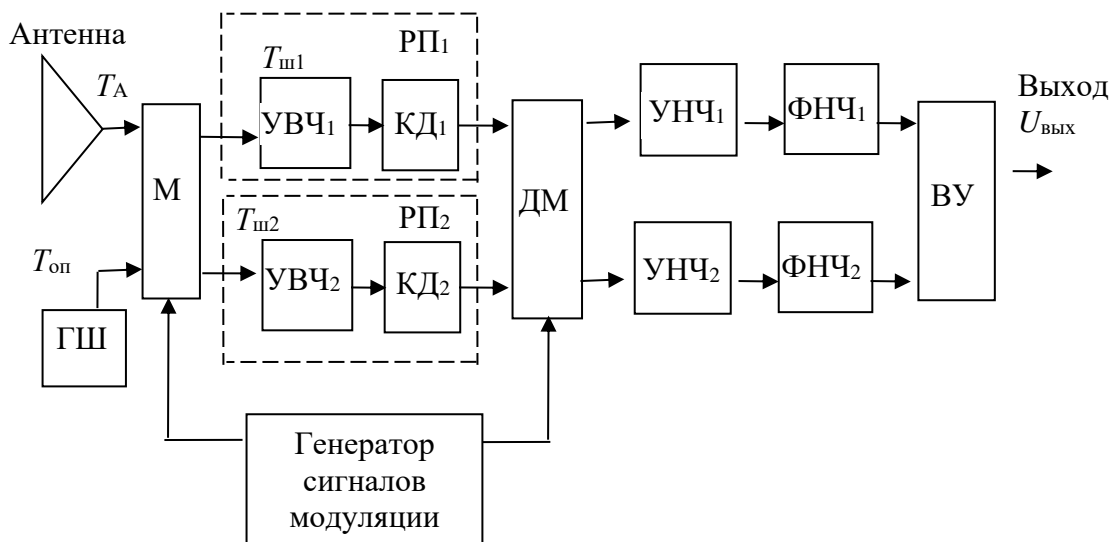


Рисунок 2.7 – Структурная схема двухприемникового модуляционного радиометра

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 с одним приемником.

### 2.3.4. Корреляционный радиометр

Компенсировать влияние собственных шумов радиометра и снизить изменения выходного сигнала от воздействия флуктуаций коэффициента усиления можно также на основании того, что сигнал антенны, собственные шумы приемника и изменения коэффициента усиления усилителей не коррелированы между собой.

На рис. 2.8 приведена схема корреляционного радиометра, в которой используются два приемника с одинаковыми высокочастотными усилителями УВЧ<sub>1</sub> и УВЧ<sub>2</sub>, выходные сигналы которых подаются на коррелятор (схема умножения и интегратор), измеряющий степень когерентности сигналов.

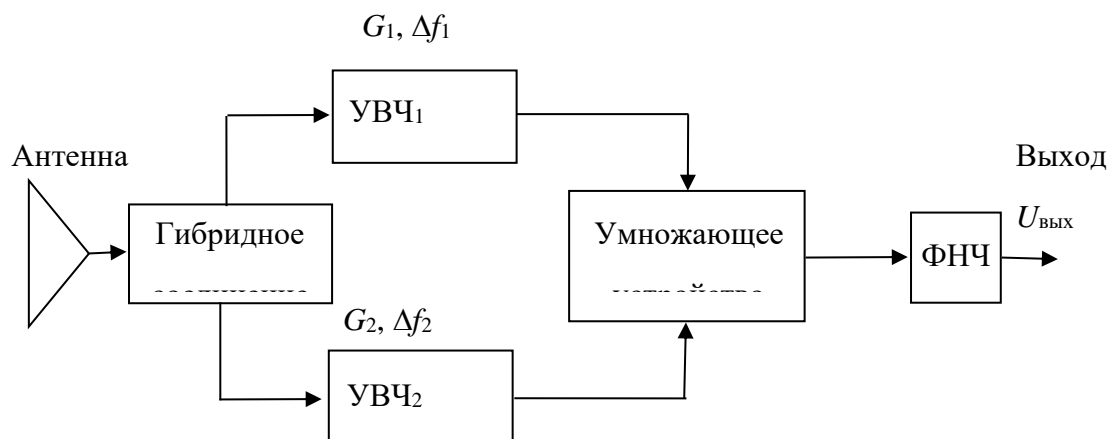


Рисунок 2.8 – Структурная схема корреляционного радиометра

Напряжение сигнала антенны, проходя через гибридное соединение, делится пополам с сохранением для выходных сигналов соединения одинаковых фазовых характеристик. После усиления в УВЧ<sub>1</sub> и УВЧ<sub>2</sub> высокочастотные сигналы подаются на умножитель, на выходе которого напряжение равно:

$$u_{\text{вых, умн}} = \left( \sqrt{G_{1,0}} + \sqrt{\Delta G_1} \right) \left( \frac{u_c}{2} + u_{\text{ш,1}} \right) \times \left( \sqrt{G_{2,0}} + \sqrt{\Delta G_2} \right) \left( \frac{u_c}{2} + u_{\text{ш,2}} \right), \quad (2.7)$$

где  $u_c$  – напряжение сигнала антенны на входе гибридного соединения,  $u_{\text{ш1}}$  и  $u_{\text{ш2}}$  – напряжения собственных шумов, приведенные к входам первого и второго усилителей соответственно,  $G_1$  и  $G_2$  – коэффициенты усиления первого и второго усилителей высоких частот соответственно и флуктуации усиления  $\Delta G_1$  и  $\Delta G_2$ . Напряжение сигнала в каналах сильно коррелировано. С другой стороны, входящие в (2.7) величины  $u_c$ ,  $u_{\text{ш1}}$ ,  $u_{\text{ш2}}$ ,  $\Delta G_1$ ,  $\Delta G_2$  между собой не коррелированы и их произведения после операции интегрирования, на выходе фильтра низких частот (ФНЧ) равны нулю. Таким образом, постоянная составляющая выходного напряжения радиометра после усреднения содержит только квадрат напряжения сигнала:

$$\overline{U_{\text{вых}}} = \sqrt{G_{1,0} G_{2,0}} \frac{u_c^2}{4}. \quad (2.8)$$

Существенным недостатком корреляционного приемника является влияние не идентичности фазочастотных характеристик каналов и гибридного соединения. Флуктуации фазочастотных характеристик приводят к дополнительным флуктуациям на выходе и аналогичны флуктуациям, вызванным нестабильностью коэффициента усиления. Флуктуации  $\Delta G_1$  и  $\Delta G_2$  наиболее сильны около нулевой частоты. Ввиду медленного характера их изменения существенное снижение влияния флуктуаций на измерения можно достигнуть только в случае длительного накопления сигнала (интегрирование во времени в низкочастотном фильтре), что снижает быстродействие радиометра. Это относится к другому недостатку.

Предельная флуктуационная чувствительность корреляционного радиометра одинакова с модуляционным радиометром двухприемникового типа.

### 2.3.5. Балансный радиометр

Разновидностью корреляционной схемы является балансная схема радиометра. Структурная схема балансного радиометра представлена на рис. 2.9. В схему включены два одинаковых квадратурных моста  $M_1$  и  $M_2$ , построенных на основе квадратурных ответвителей.

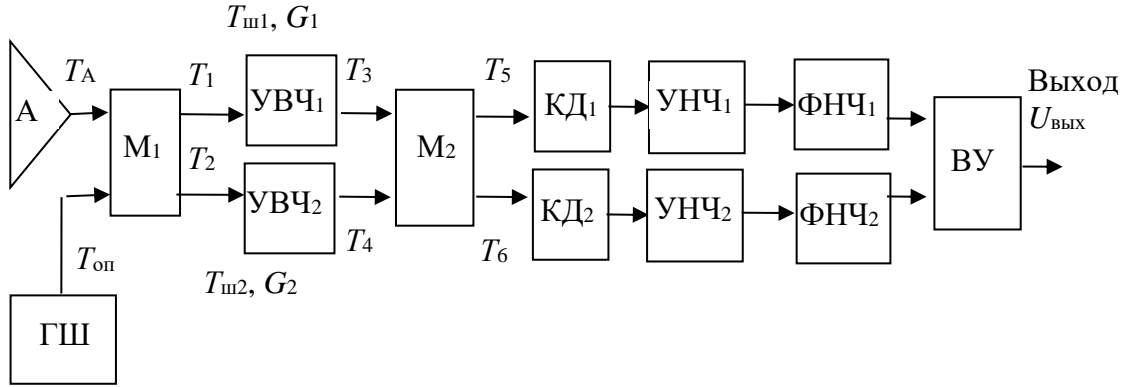


Рисунок 2.9 – Структурная схема балансного радиометра

Учитывая фазовую характеристику моста  $M_1$  шумовая температура на его первом (верхнем на схеме рис. 2.9) выходе будет равна:

$$T_1 = \frac{T_A + T_{\text{оп}}^{90^\circ}}{2},$$

где  $T_A$  – шумовая температура антенны,  $T_{\text{оп}}$  – шумовая температура опорного генератора шума, а на втором:

$$T_2 = \frac{T_A^{90^\circ} + T_{\text{оп}}}{2}.$$

После усиления сигналов  $T_1$  и  $T_2$  в УВЧ<sub>1</sub> и УВЧ<sub>2</sub> соответственно, на входах второго моста  $M_2$  получим:

$$T_3 = \left( \frac{T_A + T_{\text{оп}}^{90^\circ}}{2} + T_{\text{ш1}} \right) G_1,$$

где  $T_{\text{ш1}}$  и  $G_1$  – шумовая температура и коэффициент усиления мощности УВЧ<sub>1</sub> соответственно, и:

$$T_4 = \left( \frac{T_A^{90^\circ} + T_{\text{оп}}}{2} + T_{\text{ш2}} \right) G_2,$$

где  $T_{\text{ш2}}$  и  $G_2$  – шумовая температура и коэффициент усиления мощности УВЧ<sub>2</sub> соответственно.

Поскольку собственные шумы УВЧ<sub>1</sub> и УВЧ<sub>2</sub> не коррелированы между собой и с измеряемым шумовым сигналом антенны, то они независимо делятся пополам в  $M_2$ , создавая на его выходах сигналы:

$$T_5 = \frac{\left( T_A + T_{\text{оп}}^{90^\circ} \right) G_1}{4} + \frac{T_{\text{ш1}} G_1}{2} + \frac{\left( T_A^{180^\circ} + T_{\text{оп}}^{90^\circ} \right) G_2}{4} + \frac{T_{\text{ш2}}^{90^\circ} G_2}{2}$$

$$T_6 = \frac{\left( T_A^{90^\circ} + T_{\text{оп}}^{180^\circ} \right) G_1}{4} + \frac{T_{\text{ш1}}^{90^\circ} G_1}{2} + \frac{\left( T_A^{90^\circ} + T_{\text{оп}} \right) G_2}{4} + \frac{T_{\text{ш2}} G_2}{2}$$

При условии одинаковых коэффициентов усиления УВЧ<sub>1</sub> и УВЧ<sub>2</sub> ( $G_1 = G_2 = G$ ), на входах квадратичных детекторов получим:

$$T_5 = G \left( \frac{T_{\text{оп}}^{90^\circ}}{2} + \frac{T_{\text{ш1}}}{2} + \frac{T_{\text{ш2}}^{90^\circ}}{2} \right),$$

$$T_6 = G \left( \frac{T_A^{90^0}}{2} + \frac{T_{ш1}^{90^0}}{2} + \frac{T_{ш2}}{2} \right).$$

После детектирования сигналов в КД и усиления огибающих в УНЧ и интегрирования в ФНЧ, на выходе вычитающего устройства ВУ получим напряжение, пропорциональное разности шумовых температур  $T_5$  и  $T_6$ , в которое не входят собственные шумы усилителей:

$$T_5 - T_6 = G \left( \frac{T_{оп}^{90^0} - T_A^{90^0}}{2} \right). \quad (2.9)$$

Как и для корреляционной схемы, в балансном радиометре требуется высокая идентичность мостовых соединений и усилителей высоких частот и флуктуации коэффициента усиления можно уменьшить при больших временах накопления сигнала.

#### 2.4. Факторы, ограничивающие чувствительность и точность измерений микроволновых радиометров

В измерительной технике передаточные характеристики линейных измерительных устройств можно описать уравнениями двух видов:

$$Y = B + AX \quad \text{и} \quad Y = B - AX, \quad (2.10)$$

где  $X$  и  $Y$  – соответственно входной и выходной сигналы,  $A$  и  $B$  – коэффициенты, от которых зависит соответственно наклон (крутизна) и смещение линейной характеристики преобразования. Первое уравнение описывает передаточную характеристику для положительных приращений выходного сигнала при увеличении сигнала на входе, второе – отрицательные приращения. Коэффициенты  $A$  и  $B$  в терминах теории электрических цепей определяют значения внутренних опорных величин измерительного устройства, настраиваемых в ходе калибровки. При двухточечной калибровке (которая чаще других применяется на практике) на вход измерительного устройства производится поочередное подключение двух источников эталонных сигналов. В процессе регулировки опорных внутренних величин, значения подаваемых на вход эталонных сигналов "переносятся" на внутренние элементы, где запоминаются и в дальнейшем используются как эталонные, которыми определяется передаточная характеристика измерительного устройства.

Микроволновые радиометры относятся к линейным измерительным устройствам. В рассмотренных радиометрах (компенсационном, модуляционном, корреляционном) смещение передаточной характеристики "шумовой сигнал антенны – выходное напряжение" определяется:

- для компенсационного радиометра регулируемым опорным источником напряжения, настройкой которого происходит компенсация его внутренних (собственных) шумов;
- для модуляционного – расположенным на входе, перед модулятором, опорным генератором шумового сигнала, который с сигналом антенны подвергается амплитудно-импульсной модуляции;
- для корреляционного – отсутствием сигнала на входе.

Второй опорной величиной в данных схемах, которая определяет крутизну передаточной характеристики, является полный коэффициент передачи всего измерительного тракта от антенны до устройства регистрации, включая усиление по высокой и низкой частотам, преобразование в квадратичном детекторе. Так как общий коэффициент усиления в данных приемных системах составляет довольно большую величину (усиление по высокой и низкой частотам соответствует 60÷80 и 110÷120 дБ), поэтому его изменения (дрейф, флуктуации) приводят к возникновению ошибок.

Как следует из приведенного выше описания трех видов широко распространенных на практике радиометров (компенсационного, модуляционного, корреляционного), они имеют один главный недостаток – зависимость от изменений коэффициента усиления измерительного тракта. Зависимость во всех этих схемах существует непосредственная, так как коэффициент усиления непосредственно определяет крутизну передаточной характеристики радиометра и является реперной, опорной величиной.

Если меняется крутизна характеристики (дрейф среднего значения со временем, низкочастотные флуктуации около среднего значения, вызванные изменением температурного режима работы усилительных элементов, питающих напряжений), влияние распространяется на весь сигнал целиком и было бы не верно говорить о том, что переход в модуляционном радиометре на более высокие частоты, частоту модуляции, позволяет избежать влияние аномальных флуктуаций коэффициента усиления вблизи нулевой частоты. Как следует из (2.10), коэффициент, определяющий крутизну характеристики входит в формулу как мультипликативный параметр (в противоположность аддитивному) и поэтому оказывает действие на весь сигнал в целом. Это следует из приведенного на рис. 2.6 примера, плавное увеличение и уменьшение усиления приводит к увеличению и уменьшению размаха выходного сигнала, пропорционального  $T_{оп} - T_A$ , и, следовательно, к увеличению и уменьшению всех его гармонических составляющих, включая первую гармонику с частотой модуляции и кратные ей высшие гармоники. То есть, любые изменения усиления с разной скоростью оказывают влияние на весь сигнал в целом. Это показывают также эксперименты, в которых для разных частот модуляции (100 Гц, 200 Гц, 1 кГц, 2 кГц) при одинаковой разности сигналов антенны и опорного генератора шума и одинакового времени накопления, чувствительность модуляционного радиометра остается на прежнем уровне. В модуляционной схеме имеет место только одно весомое преимущество – устраняется влияние на точность измерений среднего значения собственных шумов радиометра, то есть тех шумов, которые не подвергаются модуляции.

В корреляционной схеме, где используются два приемника и коррелятор (схема умножения и интегратор), имеет место свойство статистической независимости флуктуаций коэффициента усиления и сигнала. Результат после перемножения и интегрирования, вследствие отсутствия когерентности равен нулю. Но, так как флуктуации коэффициента усиления наиболее сильны около нулевой частоты, в корреляционном радиометре это существенно, и снижение влияния на чувствительность возможно при времени накопления сигнала (получение одного отсчета) много большем периода самой низкочастотной флуктуации. В корреляционной схеме изменения среднего значения коэффициента усиления и его низкочастотные флуктуации влияют как на точность измерений, так и на чувствительность. Высокочастотные флуктуации коэффициента усиления значительно уменьшаются в корреляторе и почти не влияют на чувствительность радиометра.

Таким образом, в большей степени влиянию изменений коэффициента усиления подвержена схема компенсационного радиометра, в меньшей – модуляционная и корреляционная. Но полностью избавиться от влияния изменений коэффициента усиления на чувствительность и точность в модуляционном и корреляционном радиометрах не удастся. Когда необходимо обеспечить максимально возможную чувствительность, предпочтение следует отдавать двухприемниковым схемам.

Изменения коэффициента усиления являются одним из трудно контролируемых источников погрешности. Наиболее рациональный путь повышения точности с целью снижения влияния медленных флуктуаций коэффициента усиления, это увеличение времени накопления сигнала, что приводит к увеличению времени измерения. То есть, измерения рассмотренными радиометрами остаются зависимыми по все более медленным факторам. При достаточно больших интервалах времени измерения влияние медленных флуктуаций коэффициента усиления на интервале корреляции суммарного воздействия флуктуаций на различных частотах становится все менее существенным. Поэтому в приведенных радиометрических схемах сокращение времени измерения неизбежно приводит к значительному ухудшению флуктуационной чувствительности радиометров. Отсюда следует принципиальная невозможность создавать на основе данных радиометров быстродействующие системы, например для сканирования радиотепловых портретов быстроменяющихся сцен, без существенного снижения чувствительности измерений.

Требования максимальной флуктуационной чувствительности достигаются при: уменьшении собственных шумов радиометра, расширении полосы пропускания, устранении флуктуаций, связанных с нестабильностью параметров радиометра, в первую очередь, флуктуаций коэффициента усиления, использование максимально возможного времени накопления сигнала.

Увеличение чувствительности возможно в случае расширения полосы частот приемной части до детектора и сужения полосы после детектора. Расширение полосы частот до детектора уменьшает

помехоустойчивость, что связано с вопросами электромагнитной совместимости, и накладывает ограничения на спектральные измерения. Сужение полосы после детектора ухудшает динамические характеристики системы, что приводит к ошибкам при анализе быстропротекающих процессов, при сканировании сред с движущегося носителя.

## 2.5. Вопросы для самопроверки

1. Какие применяются подходы к измерению шумового сигнала на фоне собственных шумов радиометра.
2. Какие обязательные узлы должен содержать микроволновый радиометр в своей простейшей реализации.
3. Что отличает радиометры от других приемных устройств.
4. Зарисуйте структурную схему компенсационного радиометра и объясните, почему радиометр называется компенсационным.
5. Приведите формулу для расчета чувствительности идеального компенсационного радиометра.
6. Какие дестабилизирующие факторы влияют на чувствительность компенсационного радиометра. Объясните, как они ухудшают чувствительность.
7. Поясните преимущества и недостатки компенсационного радиометра.
8. Приведите структурную схему модуляционного радиометра и опишите принцип его функционирования с применением временных диаграмм.
9. По какой формуле осуществляется расчет чувствительности модуляционного радиометра, какие параметры в нее входят. Оцените степень их влияния на чувствительность.
10. Какие преимущества имеет модуляционный радиометр с двумя приемниками перед модуляционным радиометром с одним приемником.
11. Зарисуйте структурную схему корреляционного радиометра и поясните принцип его функционирования.
12. Зарисуйте структурную схему балансного радиометра и поясните принцип его функционирования.
13. Почему коэффициент усиления всего измерительного тракта радиометра относится к самому существенному фактору, снижающему как точность измерений, так и чувствительность.

## ГЛАВА 3. НУЛЕВЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРЫ

### 3.1. Цель обучения

В данной главе изучаются микроволновые радиометры, принцип функционирования которых основан на нулевом методе. Описаны достоинства нулевых радиометров. Согласно приведенной классификации рассмотрены различные типы нулевых радиометров и описаны принципы их работы. Приведена классификация генераторов шума, используемых в качестве опорных сигналов. После изучения данной главы студент должен:

1. Знать, в чем заключается особенность применения нулевого метода измерений в радиометрах.
2. Правильно классифицировать нулевые радиометры по виду регулировки нулевого баланса в измерительном тракте.
3. Уметь анализировать различные схемные реализации нулевых радиометров и понимать принцип их функционирования.

### 3.2. Особенности построения и классификация нулевых радиометров

В предыдущей главе был описан модуляционный радиометр, использующий в основе работы метод дифференциальных измерений. Как следует из формулы (2.6) для флуктуационной чувствительности модуляционного радиометра, исключить влияние флуктуаций и дрейфа коэффициента усиления всего измерительного тракта можно в случае, если выровнять сигналы антенны и опорного генератора шума, то есть обеспечить выполнение условия  $T_A = T_{оп}$ . Радиометр, в котором сигнал опорного генератора шума регулируется до совпадения с измеряемым сигналом антенны, называется нулевым радиометром, а метод, который положен в основу принципа работы такого радиометра, называется нулевым методом измерений (в иностранной литературе данный радиометр известен, как радиометр с добавлением (впрыскиванием) шума, noise injection). При реализации радиометра на данном методе мощность, вырабатываемая опорным генератором шума, регулируется до выравнивания с эффективной температурой антенны. Можно различным образом интерпретировать название радиометра нулевым. С одной стороны, это обеспечение нулевой разности  $T_A - T_{оп} = 0$  на выходе радиометра. С другой - радиометр можно назвать нулевым по его следствию – влияние изменений коэффициента усиления на измерения сводится к нулю.

При осуществлении нулевого метода на вход одного и того же измерительного тракта поступают антенный и опорный сигналы, проходящие по этому тракту в разные промежутки времени. Раздельное во времени поступление сигналов на вход приемника осуществляется посредством амплитудно-импульсной модуляции. Поэтому нулевой метод можно рассматривать как частный случай модуляционного метода.

Для нулевого радиометра, также как и для модуляционного, необходим источник опорного сигнала. Здесь, как и в модуляционном радиометре, по измерительному тракту в разные интервалы времени проходят два сигнала – антенны и другой сигнал, вырабатываемый внутренним опорным генератором шума. Но первое отличие нулевого радиометра от модуляционного состоит в применении регулируемого опорного источника шума. Его регулировка осуществляется так, чтобы в разные, равные по длительности полупериоды амплитудно-импульсной модуляции по измерительному тракту проходили одинаковые сигналы – измеряемый сигнал антенны и настраиваемый под него опорный сигнал, что приводит на выходе радиометра к исчезновению составляющей частоты модуляции. Роль регулируемого опорного источника шума в радиометрах чаще всего выполняет генератор на полупроводниковом диоде. Регулировка его выходной мощности осуществляется либо изменением протекающего через диод тока, либо ослаблением неизменного сигнала генератора подключенным к его выходу прецизионным регулируемым аттенуатором. По величине управляющего воздействия на аттенуатор или источник тока, питающего генератор, косвенным образом определяют входной сигнал антенны. В этом заключается второе отличие нулевого радиометра от модуляционного: если выходной сигнал



модуляционного радиометра (амплитуда импульсов) непосредственно несет информацию о сигнале антенны, выходной сигнал нулевого радиометра является управляющим, по величине которого можно определить степень отличия сигналов антенны и опорного и выдать управляющее воздействие для изменения сигнала опорного шумового генератора.

Существует достаточно большое разнообразие схем нулевых радиометров. В некоторых из них выравнивание сигналов происходит во входном приемном блоке, что достигается режимом "подшумливания". При применении низкотемпературного опорного генератора (эквивалента антенны) к его излучению добавляется регулируемый шумовой сигнал, чтобы поднять шумовую температуру опорного тракта до температуры антенны. Когда в качестве опорного генератора шума используется генератор с высокотемпературным значением выходного сигнала, тогда увеличивается шумовая температура тракта прохождения сигнала антенны, в результате чего шумы этого тракта возрастают до уровня сигнала высокотемпературного опорного генератора.

Примером для создания режима "подшумливания" в нулевых радиометрах послужил принцип работы компенсационных радиометров с пилот-сигналом. Так как высокую чувствительность компенсационных радиометров трудно реализовать на практике из-за сильных флуктуаций коэффициента усиления измерительного тракта, которые особенно велики вблизи нулевой частоты, было предложено осуществлять слежение за изменениями коэффициента усиления. Для этого в тракте прохождения сигнала антенны (А) (рис. 3.1) через определенные промежутки времени пропускается калибровочный стабильный сигнал строго определенной амплитуды, который называется пилот-сигналом. На схеме сигнал подается на вход приемника через направленный ответвитель (НО) от специального генератора шума (ГШ) на время замкнутого состояния ключевого элемента (Кл). Этот сигнал несет информацию о флуктуациях коэффициента усиления и по этому сигналу затем нормируется входной сигнал.

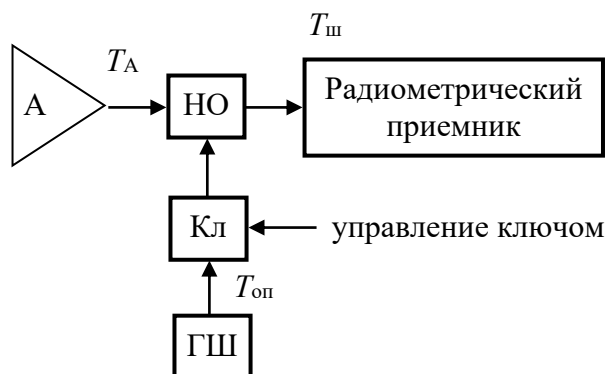


Рисунок 3.1 – Входной блок компенсационного радиометра с пилот-сигналом

В некоторых случаях есть необходимость фиксации слабых изменений сигнала на фоне его большой постоянной составляющей. Например, выявление слабых колебаний (контраста) излучательной характеристики Солнца на фоне его большого постоянно действующего радиояркого сигнала. В таких случаях выравнивание опорного и антенного сигналов может производиться вручную, непосредственно в начале наблюдения за источником излучения. Затем радиометром производятся измерения в обычном режиме модуляционного приема. Так как большая постоянная составляющая сигнала предварительно скомпенсирована, измерения будут происходить при малой разности  $T_{оп} - T_A$ , и тогда влияние флуктуаций коэффициента усиления радиометра тоже будет минимальным. Такой метод измерений называют квазиулевым.

Впервые нулевой метод измерений был применен в 1948 году Райлом для исследования излучательных характеристик Солнца в радиодиапазоне. В 1946 году, в Физическом институте Академии наук СССР, в отделе Горелика Г.С. были начаты работы по созданию радиометров (Берштейн Л.И., радиометр на длину волны 10 см). В 1947 году в отдел Горелика Г.С. был зачислен в аспирантуру В. С. Троицкий, которому определили темы исследований: метод измерения слабых сигналов сплошного спектра; теория преобразования слабых сигналов сплошного спектра; создание радиотелескопа

метровых волн с модуляционным радиометром и измерение интенсивности космических объектов. В ходе работы Троицким В.С. и его коллегами был создан первый в нашей стране нулевой флуктуометр, за основу которого была взята схема классического модуляционного радиометра. Этим прибором были проведены измерения теплового шума различных веществ, обладающих активным сопротивлением, с целью проверки справедливости формулы Найквиста. В 1955 году Троицкий В.С. описал теорию метода нулевых измерений в радиометрических измерениях.

В настоящее время эволюция нулевых радиометров происходит по двум основным направлениям. Первый путь, который условно можно назвать технологическим, заключается в совершенствовании известных СВЧ- устройств – высокочастотных усилителей, различных узлов: модуляторов, управляемых аттенуаторов, ключей, вентилях, генераторов шума, направленных ответвителей и т.д., обладающих улучшенными характеристиками. Одновременно происходит и другой процесс: совершенствуется метод нулевого приема, появляются новые модификации его реализации, новые структурные схемы, создаются комбинированные структуры, в которых используются одновременно комбинации различных методов. Возможности структурного совершенствования метода нулевого приема весьма разнообразны.

На рис. 3.2 приведена классификация нулевых радиометров, которые по способу ввода опорного шумового сигнала в измерительный тракт и принципу приведения схемы в режим нулевого баланса, можно разделить на три группы. К первой группе относятся радиометры, в которых нулевой баланс устанавливается в низкочастотном тракте (после квадратичного детектора). Радиометры, в которых регулировка нулевого баланса происходит до квадратичного детектора, относятся ко второй группе. В третьей группе нулевой прием достигается во входном блоке радиометра, выравнивание сигналов происходит до модуляции.

Помимо этих групп к нулевым можно отнести радиометры с формированием сигнала компенсации из собственных шумов приемника (используется принцип спектрального разделения) и радиометры с делением сигналов (не разность, а отношение оценок мощности антенного и опорного сигналов). В особую группу можно выделить нулевые радиометры, принимающие сигналы из ближней зоны, антенны которых непосредственно располагаются на исследуемом объекте.

Согласно предложенной классификации, в последующих разделах рассмотрены схемы нулевых радиометров и выполнено описание их работы.



Рисунок 3.2 – Классификация нулевых микроволновых радиометров

### 3.3. Нулевые радиометры с регулировкой нулевого баланса после квадратичного детектора (в низкочастотном тракте)

Данные радиометры до квадратичного детектора содержат традиционные высокочастотные узлы, и структура блоков и соединений ничем не отличается от обычного классического модуляционного радиометра.

На рис. 3.3 приведена функциональная схема модуляционного радиометра с разделением модулируемых на входе сигналов антенны  $T_A$  и опорного генератора шума  $T_{оп}$  по двум каналам после квадратичного детектора. На входе радиометр содержит модулятор  $M$ , коммутирующий на вход радиометрического приемника по управляющим сигналам генератора импульсов ГИ либо антенну  $A$ , либо опорный генератор шума ГШ. После квадратичного детектора КД огибающая усиливается в усилителе низкой частоты УНЧ, и затем с помощью аналогового ключа АК сигналы антенны и опорный разделяются на два канала и поступают на входы двух идентичных интеграторов  $I_1$  и  $I_2$ . Управление АК и  $M$  осуществляется прямоугольными импульсами со скважностью 2. На выходе  $I_1$  накапливается постоянная составляющая сигнала антенны, равная:

$$U_A = G\beta Kk\Delta f (T_A + T_{ш}), \quad (3.1)$$

где  $G$  – коэффициент усиления по мощности сигналов в приемнике,  $\beta$  – коэффициент передачи квадратичного детектора,  $K$  – коэффициент усиления сигналов в усилителе низкой частоты,  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса принимаемых радиометром частот,  $T_A$  – эффективная шумовая температура антенны,  $T_{ш}$  – эффективная температура собственных шумов приемника, приведенная к его входу. На выходе второго интегратора  $I_2$  накапливается опорный сигнал генератора шума, по аналогии с (3.1), равный:

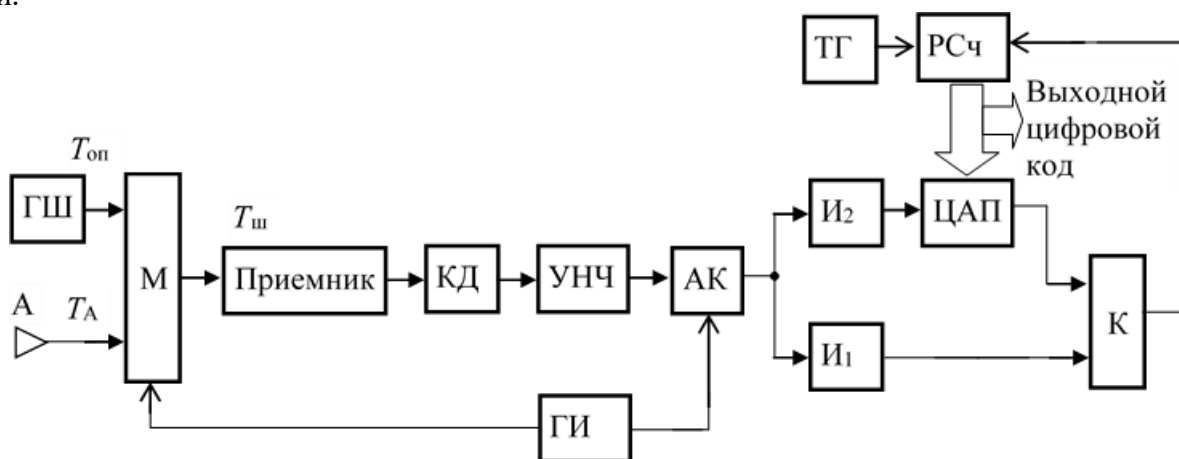


Рисунок 3.3 – Нулевой радиометр с разделением сигналов антенны и опорного по двум каналам после квадратичного детектора

$$U_{оп} = G\beta Kk\Delta f (T_{оп} + T_{ш}), \quad (3.2)$$

где  $T_{оп}$  – эффективная температура опорного сигнала генератора шума.

Во всем диапазоне изменения сигнала антенны выполняется неравенство  $T_A < T_{оп}$ . Поэтому для приведения радиометра в режим нулевого баланса в опорный канал после интегратора  $I_2$  устанавливается регулируемый аттенуатор: цифроаналоговый преобразователь ЦАП, в котором опорный сигнал ослабляется с коэффициентом  $\alpha$  ( $\alpha < 1$ ). Коэффициент ослабления сигнала зависит от цифрового кода, подаваемого на ЦАП, и зависимость между этим кодом и коэффициентом ослабления  $\alpha$  линейная. Таким образом, на входе компаратора  $K$  сигнал опорного источника шума будет равен:

$$U_{оп,1} = \alpha G\beta Kk\Delta f (T_{оп} + T_{ш}). \quad (3.3)$$

Настройка в радиометре нулевого баланса осуществляется изменением содержимого реверсивного цифрового счетчика РСч. Его код по поступающим на вход счета импульсам тактового генератора ТГ увеличивается или уменьшается в зависимости от выходного сигнала компаратора. Компаратор

сравнивает поступающие на его два входа напряжения и в зависимости от знака сравнения вырабатывает сигнал, поступающий на вход направления счета реверсивного счетчика. Обратная связь в радиометре и фазировка входов компаратора выполнены так, чтобы на входах компаратора соблюдалось равенство напряжений, описываемых формулами (3.1) и (3.3). Тогда:

$$\alpha = \frac{T_A + T_{ш}}{T_{оп} + T_{ш}} = \frac{T_{ш}}{T_{оп} + T_{ш}} + \frac{T_A}{T_{оп} + T_{ш}} \quad (3.4)$$

Так как цифровой код на входе ЦАП по линейному закону связан с коэффициентом  $\alpha$ , следовательно, как следует из (3.4), сигнал антенны можно определить через цифровой код реверсивного счетчика. В формулу (1.14) не входят коэффициенты передачи всего измерительного тракта  $G$ ,  $\beta$ , и  $K$ . Следовательно, их дрейф и флуктуации ниже частоты модуляции в радиометре не влияют на процесс измерений.

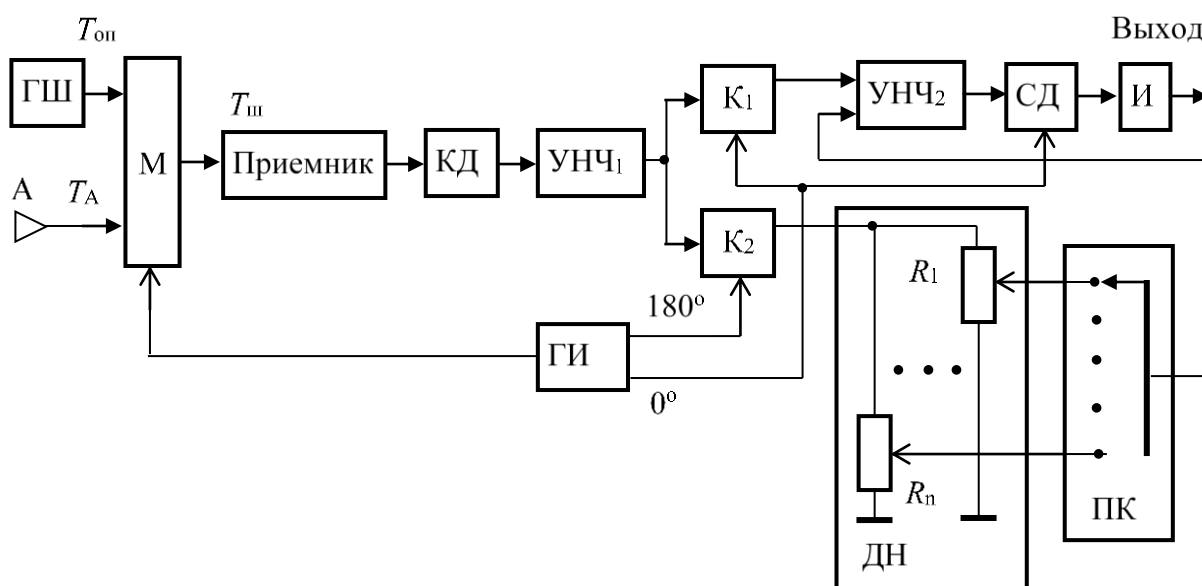


Рисунок 3.4 – Нулевой радиометр с последетекторной модуляцией коэффициента передачи

Вместо цифроаналогового преобразователя в отдельных радиометрах используют резистивные делители. На рис. 3.4 приведена структурная схема радиометра, в которой реализован квазиулевой метод измерений. В данной схеме сигналы после детектора разделяются на два канала работающими противофазно ключами  $K_1$  и  $K_2$ . Благодаря синхронной работе модулятора  $M$  и ключей, на выход  $K_1$  поступает сигнал антенны  $A$ , а на выход  $K_2$  – опорного генератора шума  $ГШ$ . Балансировка заключается в выравнивании этих сигналов на уровне антенны, то есть во введении ослабления в канал распространения опорного сигнала. Для этого в схему радиометра введен пассивный делитель напряжения  $ДН$ . Схема делителя настраивается при выполнении калибровки радиометра по известным эталонам первичных источников шума, подключаемых на вход радиометра вместо антенны.  $ДН$  содержит  $n$  резистивных потенциометров  $R$ , каждый из которых регулируется по своему эталону до достижения равенства сигналов эталона и опорного на выходе синхронного детектора  $СД$ . Регулировка потенциометра производится до исчезновения частоты модуляции на выходе интегратора  $И$ .

Таким образом, коэффициенты передачи опорного канала запоминаются на переменных резисторах  $R_1 - R_n$ , и в дальнейшем используются в качестве калибровочных величин. Таким образом, формируется передаточная характеристика радиометра – величины абсолютного калибровочного уровня в опорном канале однозначно соответствуют заданным коэффициентам передачи делителей. В дальнейшем, при работе радиометра абсолютные эталоны не используются, а в качестве эталонных используются коэффициенты передачи делителей напряжения в опорном канале. Оператор при измерении

сигнала антенны с помощью переключателя ПК на пульте управления прибором выбирает тот коэффициент передачи, который наиболее близок к измеряемому сигналу.

Основным преимуществом радиометров с установкой нулевого баланса в низкочастотном тракте является простой способ балансировки. Однако такие радиометры с последетекторным выравниванием сигналов имеют один общий недостаток: их показания зависят от собственных шумов приемника, характеризуемые параметром  $T_{ш}$ . Изменения собственных шумов непосредственно влияют на точность измерений.

Как следует из (3.4), изменение шумовой температуры приемника  $T_{ш}$  влияет как на наклон передаточной характеристики, так и на смещение относительно нулевого уровня. Влияние собственных шумов на точность работы радиометра можно объяснить следующим образом. В опорном канале ослаблению подвергается не только сигнал опорного генератора шума, но и собственные шумы приемника. Вследствие этого они не одинаковы на выходах каналов. На выходе опорного канала составляющая сигнала от собственных шумов пропорциональна  $\alpha T_{ш}$ , где  $\alpha$  - коэффициент ослабления сигналов в опорном канале, а на выходе канала антенны -  $T_{ш}$ . Сигнал антенны  $T_A$  отличается от уменьшенного с коэффициентом  $\alpha$  сигнала опорного генератора  $T_{оп}$  на величину  $T_{ш}(1-\alpha)$ , то есть  $T_A = \alpha T_{оп} - T_{ш}(1-\alpha)$ . Поэтому, изменение собственной шумовой температуры приемника на  $\Delta T_{ш}$  при неизменных величинах  $T_A$ ,  $T_{оп}$  и  $\alpha$  будет эквивалентно появлению сигнала  $\Delta T_A$  на входе радиометра, численно равному  $\Delta T_{ш}(1-\alpha)$ . Для уменьшения погрешности работы радиометра необходимо стабилизировать температуру первых каскадов усиления радиометрического приемника, которые в большей степени определяют его полную собственную шумовую температуру. Собственная шумовая температура радиометра должна оставаться неизменной в процессе эксплуатации прибора и равна той температуре, когда выполнялась калибровка радиометра.

### 3.4. Нулевые радиометры с установкой нулевого баланса в высокочастотном тракте (до квадратичного детектора)

В данном разделе рассмотрены радиометры, в которых нулевой баланс устанавливается в высокочастотном тракте, до квадратичного детектора, синхронным изменением коэффициента передачи антенного или опорного сигналов в приемнике.

Достижение нулевого баланса в радиометрическом приемнике происходит изменение коэффициента усиления усилителя высокой или промежуточной частоты синхронно с сигналами модуляции так, чтобы на выходе приемника не было составляющей частоты модуляции. На входе квадратичного детектора приемника радиометра выполняется равенство:

$$G_1(T_{оп} + T_{ш}) = G_2(T_A + T_{ш}), \quad (3.5)$$

где  $G_1$  и  $G_2$  - коэффициенты усиления радиометрического приемника в разные полупериоды амплитудно-импульсной модуляции,  $T_{ш}$ ,  $T_A$ ,  $T_{оп}$  - соответствующие шумовые температуры приемника, антенны, опорного источника шума. Откуда:

$$T_A = \frac{(G_1 - G_2)T_{ш} + G_1T_{оп}}{G_2}. \quad (3.6)$$

Как правило, модулятор коэффициента усиления располагается после первых каскадов усилителя высокой частоты. Необходимым условием для осуществления этого метода является линейность передаточной характеристики по мощности как усилителей, так и квадратичного детектора. Радиометры с модуляцией коэффициента усиления по высокой частоте позволяют снизить уровень аномальных изменений коэффициента передачи измерительного тракта. Однако изменения собственной шумовой температуры, также как и в радиометрах с последетекторным установлением нулевого баланса, оказывают, как следует из (3.6), непосредственное влияние на точность регистрации исследуемого сигнала.

Синхронное с модуляцией изменение усиления высокочастотного тракта может быть осуществлено введением в приемник аттенюатора. На рис. 3.5 представлена схема радиометра, в которой производится управляемое ослабление опорного сигнала в высокочастотном тракте стабильным управляемым аттенюатором АТТ, имеющим линейную характеристику ослабления передаваемого сигнала.

Коэффициент передачи аттенюатора изменяется синхронно с переключениями входного модулятора и обеспечивает уменьшение усиления в полупериод коммутации на вход приемника опорного генератора шума ГШ.

В радиометре, после модулятора М измеряемый сигнал  $T_A$  антенны А и опорный сигнал  $T_{оп}$  генератора шума ГШ предварительно усиливаются в усилителе высокой частоты УВЧ<sub>1</sub> приемника (предполагается  $T_A < T_{оп}$  во всем диапазоне изменения  $T_A$ ). Перед вторым усилителем приемника УВЧ<sub>2</sub> устанавливается управляемый аттенюатор АТТ, в котором синхронно с управляющим сигналом генератора импульсов ГИ уменьшается сигнал  $T_{оп}$ . Сигнал антенны  $T_A$  проходит через аттенюатор без изменения. Плавная регулировка уменьшения передаваемого опорного сигнала осуществляется изменением напряжения регулируемого источника опорного напряжения РИОН, поступающего на вход управления аттенюатора через ключ Кл.

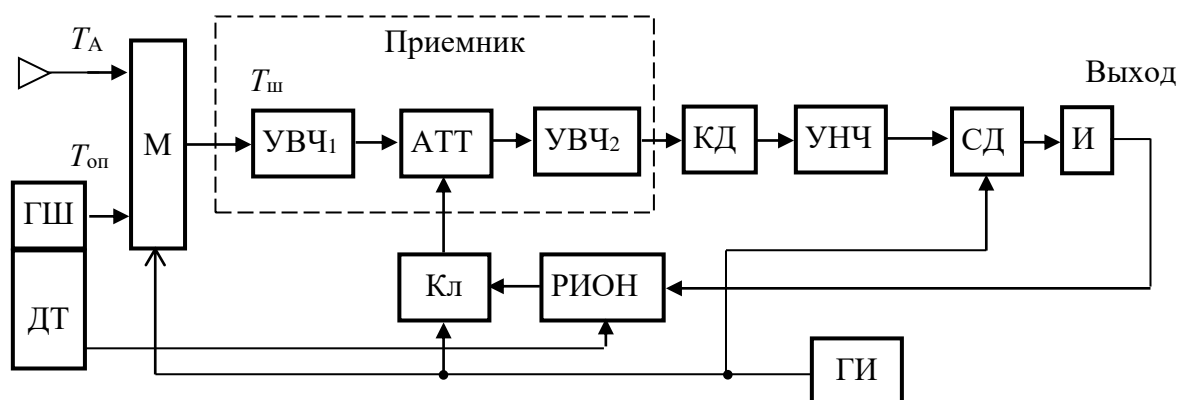


Рисунок 3.5 – Структурная схема радиометра с управляемым ослаблением опорного сигнала в высокочастотном тракте

В радиометре предусмотрена коррекция температурного ухода опорного сигнала генератора шума. Для этого датчик температуры ДТ непосредственно закрепляется на генераторе и находится с ним в тепловом контакте. Сигнал датчика отслеживает изменения температуры генератора шума и вносит дополнительную поправку в управляющее воздействие на аттенюатор, тем самым изменяет его коэффициент передачи в зависимости от физической температуры генератора шума. Это приводит к тому, что компенсируется изменение опорного сигнала  $T_{оп}$  от номинальной величины.

### 3.5. Нулевые радиометры с установкой нулевого баланса на входе радиометра

Способ установления в радиометре нулевого баланса с выравниванием сигналов на входе приемника используется наиболее часто и является наиболее точным. Установка нулевого баланса на входе позволяет охватить работу всего измерительного тракта радиометра и, тем самым, снизить погрешность измерений. Но, с другой стороны, происходит усложнение входного блока и возрастают собственные шумы, что относится к недостатку этих схем радиометров.

Обычно входные приемные блоки нулевых радиометров, в которых происходит выравнивание сигналов измеряемого и опорного, создаются по двум схемам, различающимися элементами, вырабатывающими опорный сигнал. Если по условию опорный сигнал должен быть низкотемпературным, то в качестве опорного элемента чаще всего используют согласованную нагрузку, охлажденную до температуры кипящего азота или гелия, или применяют дополнительную антенну, направленную в холодную часть неба. Согласованная нагрузка выполняет роль генератора шума и вырабатывает сигнал, шумовая температура которого равна ее физической температуре в градусах абсолютной шкалы. Согласованная нагрузка для волноведущих структур является аналогом абсолютно-черного тела. В другом случае, для формирования высокотемпературного опорного сигнала используют либо согласованную нагрузку в нагреваемом термостате, либо генератор шума на полупроводниковом диоде.

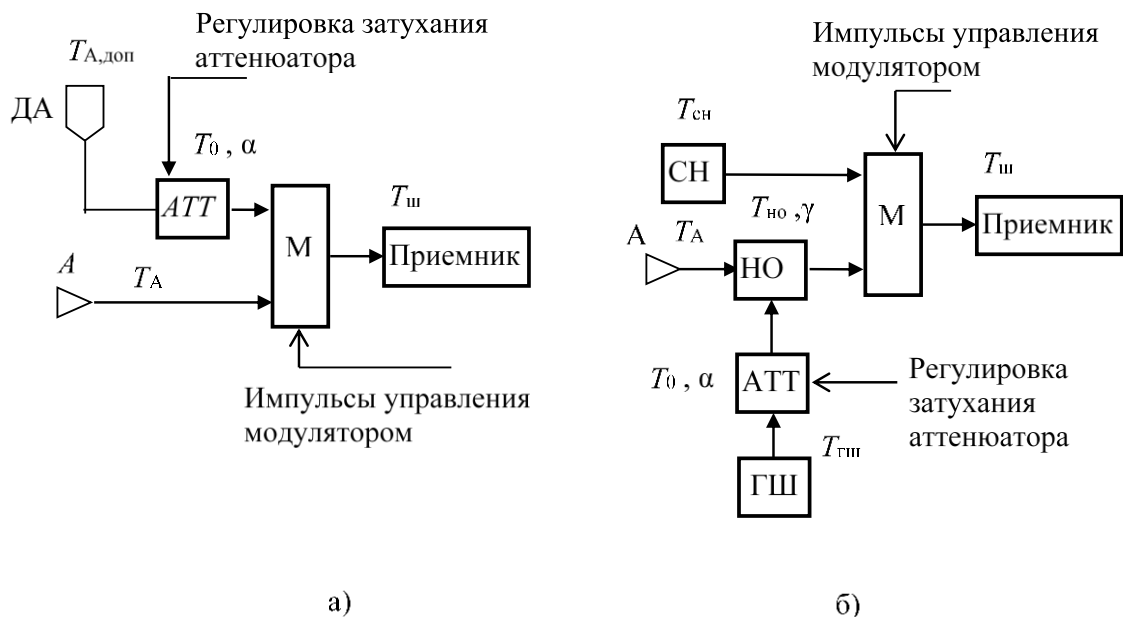


Рисунок 3.6 – Структурные схемы входных блоков нулевых радиометров с установлением баланса регулировкой шумовой температуры опорного канала, который образует дополнительная антенна, направленная в холодную часть неба (а); канала антенны с помощью "подшумливания" от полупроводникового генератора шума (б)

На рис. 3.6 а показана схема регулировки шумовой температуры опорного тракта при использовании низкотемпературного эталонного шумового сигнала, который формируется дополнительной антенной ДА, направленной в холодный участок неба. Настройка на нулевой баланс осуществляется введением затухания в тракт прохождения сигнала дополнительной антенны  $T_{A,доп}$  посредством управляемого аттенюатора АТТ. Регулировкой аттенюатора достигается равенство сигналов измерительной А и дополнительной ДА антенн на выходе модулятора М:

$$T_A = \alpha T_{A,доп} + (1 - \alpha) T_0, \quad (3.7)$$

где  $T_A$  – измеряемый сигнал антенны,  $\alpha$  - коэффициент затухания аттенюатора ( $\alpha = 0$  при отсутствии затухания сигнала,  $\alpha = 1$  при полном затухании сигнала в активной зоне аттенюатора),  $T_0$  – термодинамическая температура аттенюатора. Для схемы на рис. 3.6 б сигнал антенны А меньше опорного сигнала согласованной нагрузки СН  $T_{сн}$  во всем диапазоне изменения сигнала антенны ( $T_A < T_{сн}$ ). В этом случае к сигнальному антенному тракту добавляется шумовой сигнал  $T_{но}$  через направленный ответвитель НО от опорного генератора шума ГШ, регулировка которого осуществляется в аттенюаторе АТТ до выполнения на выходе модулятора равенства:

$$T_{сн} = T_A + T_{но} = T_A + \gamma \alpha (T_{гш} - T_0), \quad (3.8)$$

где  $T_{гш}$  – шумовая температура генератора шума,  $\gamma$  - коэффициент передачи направленного ответвителя.

На рис. 3.7 приведена структурная схема типичного нулевого радиометра, в котором опорный сигнал "подшумливания" поступает в антенный тракт через направленный ответвитель НО. Регулирование нулевого баланса осуществляется управляемым аттенюатором АТТ, включенным между генератором шума ГШ и направленным ответвителем НО. Регулируемый ввод дополнительного шума сопровождается увеличением шумовой мощности в тракте прохождения сигнала антенны и, в конечном итоге, к выравниванию сигналов на выходе модулятора в разные полупериоды амплитудно-импульсной модуляции. В радиометре первый опорный сигнал  $T_{сн}$  вырабатывается согласованной нагрузкой СН. Второй опорный сигнал  $T_{но}$  поступает от ГШ. Низкочастотный блок радиометра после квадратичного детектора КД содержит усилитель низкой частоты УНЧ, синхронный детектор СД, интегратор И. Управляет модулятором и синхронным детектором генератор импульсов ГИ, аттенюатором – формирователь управляющего напряжения ФУН.



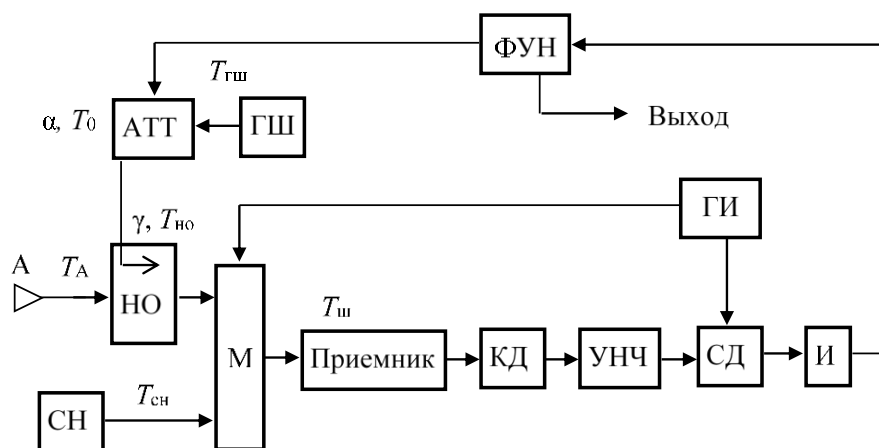


Рисунок 3.7 – Структурная схема радиометра с аттенуатором для автоматической регулировки поступающего в антенный тракт сигнала генератора шума

На входе приемника действием цепи обратной связи с выхода интегратора через формирователь напряжения автоматически устанавливается равенство (3.8) изменением коэффициента поглощения сигнала  $T_{гш}$  генератора шума в аттенуаторе. Откуда:

$$\alpha = \frac{T_{сн} - T_A}{\gamma(T_{гш} - T_0)}. \quad (3.9)$$

Выравнивание сигналов в опорном и антенном трактах производится автоматической регулировкой коэффициента передачи аттенуатора  $\alpha$ . В этом случае регистрация антенного сигнала производится по величине управляющего воздействия формирователя напряжения, подаваемого на регулируемый аттенуатор. Для принимаемых радиометром сигналов соблюдается неравенство  $T_A < T_{сн}$ .

В описанном радиометре с регулировкой мощности опорного сигнала на входе применяется прецизионный аттенуатор, перестраиваемый в широких пределах, шкала которого проградуирована в единицах температурной шкалы Кельвина.

### 3.6. Нулевые радиометры с делением сигналов

На рис. 3.8 представлена структурная схема радиометра с делением сигналов.

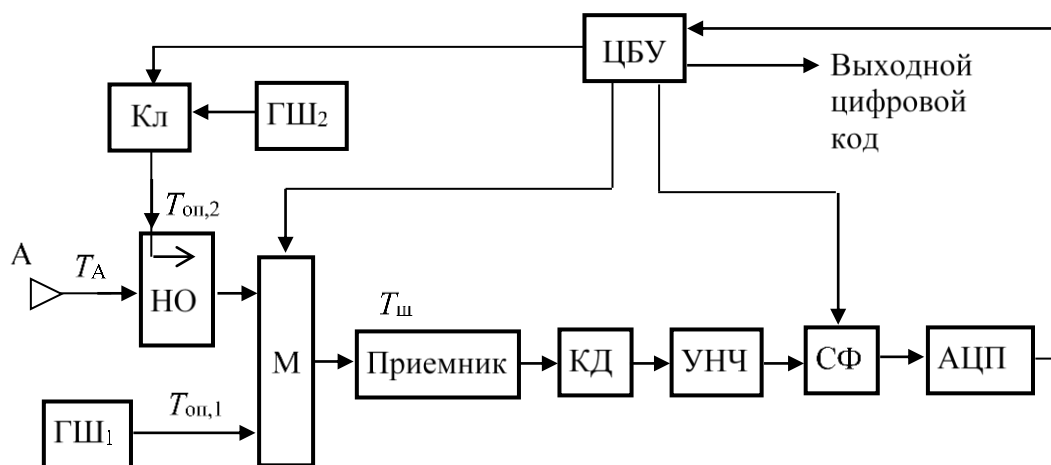


Рисунок 3.8 – Структурная схема радиометра с делением сигналов

В схему введены два опорных генератора шума ГШ<sub>1</sub> и ГШ<sub>2</sub>. Ввод сигнала  $T_{оп,2}$  генератора ГШ<sub>2</sub> в тракт прохождения сигнала  $T_A$  антенны А происходит через направленный ответвитель НО. Сигнал  $T_{оп,1}$  генератора шума ГШ<sub>1</sub> поступает на вход приемника через модулятор М. Модулятором М и ключом Кл, через который поступает сигнал ГШ<sub>2</sub>, управляет цифровой блок управления и обработки сигналов ЦБУ. Также данный блок вырабатывает импульсные сигналы для управления синхронным фильтром СФ. Синхронный фильтр построен по схеме коммутируемых конденсаторов и представляет собой односторонний RC-фильтр низких частот.

Синхронным управлением модулятором, ключом и синхронным фильтром ЦБУ формирует на входе аналого-цифрового преобразователя три повторяющихся через одинаковые интервалы времени шумовых напряжения:

$$\begin{aligned} U_1 &= G\beta Kk\Delta f(T_A + T_{ш}), \\ U_2 &= G\beta Kk\Delta f(T_A + T_{оп,2} + T_{ш}), \\ U_3 &= G\beta Kk\Delta f(T_{оп,1} + T_{ш}), \end{aligned} \quad (3.10)$$

где  $G, \beta, K$  – соответствующие коэффициенты усиления сигналов по мощности в приемнике, преобразование мощности в ток в квадратичном детекторе, усиление в низкочастотном усилителе УНЧ,  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса принимаемых радиометром частот,  $T_A$  – эффективная температура шумов антенны,  $T_{оп,1}$  и  $T_{оп,2}$  – опорные сигналы генераторов шума,  $T_{ш}$  – собственные шумы приемника, приведенные к его входу.

После преобразования сигналов в АЦП, в блоке управления производится расчет коэффициента:

$$M = \frac{N_3 - N_1}{N_2 - N_1} \Rightarrow \frac{U_3 - U_1}{U_2 - U_1} = \frac{T_{оп,1} - T_A}{T_{оп,2}}, \quad (3.11)$$

где  $N_1, N_2, N_3$  – цифровые коды соответствующих напряжений  $U_1, U_2, U_3$ . В формулу для коэффициента  $M$  не входит коэффициент передачи всего измерительного тракта и собственные шумы.

Следующей операцией в ЦБУ рассчитывается цифровой код сигнала антенны по формуле:

$$N_A = N_{оп,1} - M \times N_{оп,2}, \quad (3.12)$$

где  $N_{оп,1}$  и  $N_{оп,2}$  – цифровые коды опорных источников шума, хранящиеся в цифровом блоке управления.

### 3.7. Нулевые радиометры с формированием опорного сигнала из собственных шумов приемника

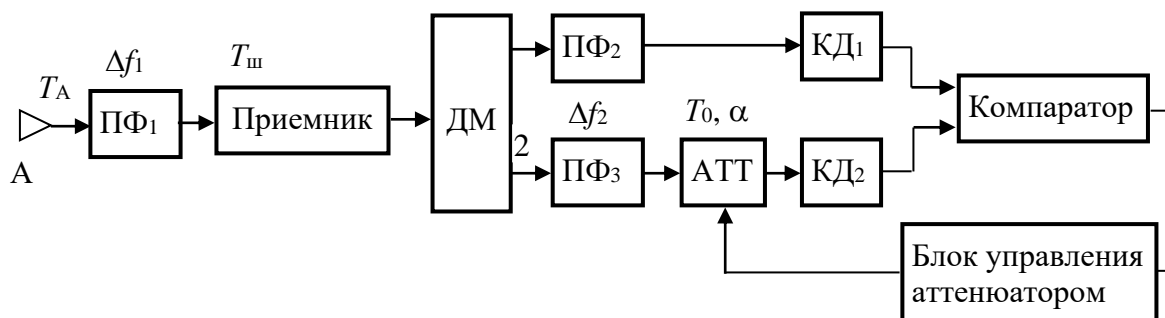


Рисунок 3.9 – Структурная схема радиометра с формированием опорного сигнала из собственных шумов приемника

На рис. 3.9 приведена структурная схема радиометра с частотным методом формирования опорного сигнала из собственных шумов. Радиометр содержит антенну А, три полосовых фильтра ПФ<sub>1</sub>, ПФ<sub>2</sub> и ПФ<sub>3</sub>, приемник, делитель входного сигнала пополам ДМ, регулируемый аттенюатор АТТ, два квадратичных детектора КД<sub>1</sub> и КД<sub>2</sub>, компаратор, блок управления аттенюатором. Два полосовых фильтра,

входной ПФ<sub>1</sub> и подключенный к первому выходу делителя мощности ПФ<sub>2</sub>, осуществляют формирование рабочей полосы частот  $\Delta f_1$  радиометра. Третий фильтр ПФ<sub>3</sub>, соединенный со вторым выходом делителя мощности, имеет полосу частот  $\Delta f_2$ . Как показано на рис. 3.10, эти полосы пропускания фильтров взаимно не перекрываются и амплитудно-частотная характеристика приемника равномерная для обеих полос. Таким образом, на входе первого квадратичного детектора КД<sub>1</sub> присутствует аддитивная смесь шумового сигнала антенны и собственных шумов, суммарная мощность которых равна:

$$P_{\text{вхКД1}} = Gk\Delta f_1(T_A + T_{\text{ш1}}), \quad (3.13)$$

где  $G$  – коэффициент усиления по мощности сигналов в приемнике,  $k$  – постоянная Больцмана,  $T_A$  – шумовая температура антенны,  $T_{\text{ш1}}$  – собственная шумовая температура радиометра в полосе частот  $\Delta f_1$ . На вход второго квадратичного детектора КД<sub>2</sub> поступают только собственные шумы приемника, мощность которых определяется из выражения:

$$P_{\text{вхКД2}} = Gk\Delta f_2[T_{\text{ш2}}\alpha + T_0(1 - \alpha)], \quad (3.14)$$

где  $T_{\text{ш2}}$  – собственная шумовая температура радиометра в полосе частот  $\Delta f_2$ ,  $\alpha$  – коэффициент передачи аттенюатора АТТ,  $\alpha < 1$ ,  $T_0$  – термодинамическая температура аттенюатора. Квадратичные детекторы осуществляют идентичные преобразования шумов в напряжения низкой частоты, пропорциональные мощностям шума в полосах  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$ .

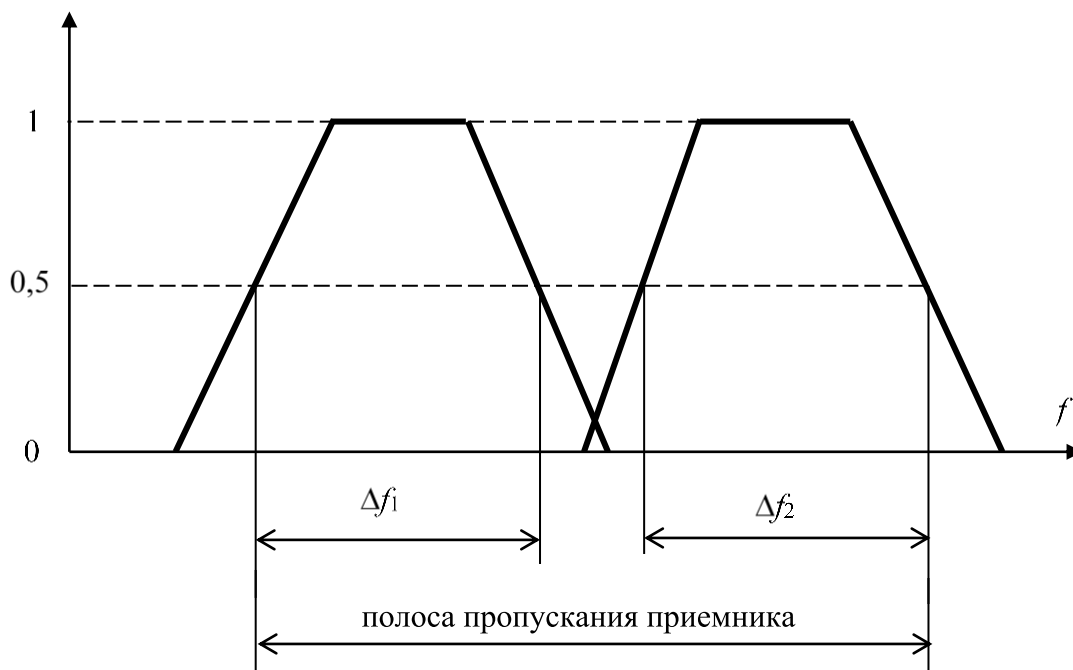


Рисунок 3.10 – Амплитудно-частотные характеристики взаимного расположения полос пропускания фильтров и тракта высокой частоты

Настройкой аттенюатора на коэффициент передачи  $\alpha_1$  обеспечивается равенство шумовых мощностей на входах квадратичных детекторов в отсутствие сигнала, которое фиксируется компаратором:

$$Gk\Delta f_1(T_A + T_{\text{ш1}}) = Gk\Delta f_2[T_{\text{ш2}}\alpha_1 + T_0(1 - \alpha_1)]. \quad (3.15)$$

Если спектральная плотность собственных шумов усилителя приемника одинакова во всем диапазоне его работы, то есть  $T_{\text{ш1}} = T_{\text{ш2}} = T_{\text{ш}}$ , тогда показание коэффициента ослабления аттенюатора составит следующую величину:

$$\alpha_1 = \frac{(T_{\text{ш}} + T_A)}{T_{\text{ш}} - T_0} \times \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2} - \frac{T_0}{T_{\text{ш}} - T_0}. \quad (3.16)$$

Если шкалу аттенюатора проградуировать в градусах шкалы Кельвина, она будет являться измерительной шкалой. Для радиометра изменение коэффициента усиления  $G$  при изменении внешних

условий (температуры, напряжений питания т.д.) должно происходить одинаково и синхронно в обеих полосах  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$  усиления сигналов. Из формулы (3.16) следует необходимость поддерживать неизменными физическую температуру аттенюатора  $T_0$  и собственные шумы радиометра, определяемые эффективной температурой  $T_{ш}$ . Как правило, это достигается стабилизацией температуры входных каскадов усилителя высоких частот приемника радиометра.

### 3.8. Нулевые радиометры для измерения электромагнитного излучения объектов, находящихся в непосредственной близости с антенной

Как правило, такие радиометры используются для радиофизических исследований плазмы или других нестабильных и неоднородных объектов и сред, для измерения собственного электромагнитного излучения глубинных органов и биологических тканей, почвогрунтов, водных растворов и других полупроводящих сред. Для волновой зоны антенны такого радиометра не выполняется условие:

$$z \gg \frac{D^2}{8\lambda}, \quad (3.17)$$

где  $z$  – расстояние от антенны до объекта,  $D$  – размер апертуры антенны,  $\lambda$  – длина принимаемой волны. В связи с этим, при измерении возникают ошибки из-за неполного согласования антенны со средой исследования. Для устранения ошибок надо либо знать коэффициент отражения системы "объект – антенна" и вводить в расчетные формулы поправочные коэффициенты, либо компенсировать влияние коэффициента отражения. Компенсация может быть достигнута при термодинамическом равновесии системы "объект – радиометр". Для устранения ошибок рассогласования объекта с антенной, последнюю необходимо подогревать (охлаждать) до температуры, близкой к средней температуре изучаемого объекта. Также необходимо подогревать или охлаждать входные узлы радиометра и кабель, соединяющий их с антенной. При точном термодинамическом равновесии ошибки измерения из-за неполного согласования антенны с объектом полностью исключаются.

Для измерения электромагнитного излучения объектов, прилегающих непосредственно к антенне, применяется схема нулевого радиометра, в которой вопрос "подогрева" решается подачей в антенну сигнала от образцового генератора шума через направленный ответвитель. Тогда ошибка измерения за счет неполного согласования антенны с близко расположенным объектом исключается. При этом не требуется подогревать и термостатировать аппаратуру. Такому же требованию удовлетворяет радиометр, схема которого приведена на рис. 3.11, в котором прием мощности теплового излучения исследуемого объекта производится при двух различных уровнях шумового сигнала, вырабатываемых опорным генератором. Выходной сигнал пропорционален эффективной температуре объекта и не зависит от коэффициента передачи измерительного тракта и коэффициента отражения на границе "антенна – объект". Согласно структурной схеме радиометр содержит антенну А, модулятор М, работающий по принципу отражения сигнала, направленный ответвитель НО, опорный генератор шума ГШ, приемник, квадратичный детектор КД, коммутатор К с конфигурацией  $1 \times 2$ , синхронные детекторы СД<sub>1</sub>, СД<sub>2</sub>, СД<sub>3</sub>, фильтры низких частот ФНЧ<sub>1</sub>, ФНЧ<sub>2</sub>, ФНЧ<sub>3</sub>, сумматор СМ, вычитающее устройство ВУ, делители аналоговых сигналов Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub> и задающие генераторы ЗГ<sub>1</sub>, ЗГ<sub>2</sub>. Задающий генератор ЗГ<sub>1</sub> вырабатывает импульсы, следующие с частотой  $f_1$  и скважностью 2. Работа задающего генератора ЗГ<sub>2</sub> синхронизирована импульсами генератора ЗГ<sub>1</sub>, и на выходе генератора ЗГ<sub>2</sub> вырабатывается прямоугольная импульсная последовательность, имеющая также скважность равную двум, но следующая с частотой в два раза меньшей,  $f_2 = f_1/2$ . Генератор шума ГШ вырабатывает два различных опорных сигнала  $T_{ш1}$  и  $T_{ш2}$ , причем  $T_{ш2} > T_{ш1}$ . Модуляция генератора шума выполняется импульсами задающего генератора ЗГ<sub>1</sub>. Направленный ответвитель включен в измерительный тракт так, что сигнал генератора шума направлен в сторону выхода модулятора. Для всего диапазона измеряемого сигнала объекта  $T$  справедливо неравенство  $T < T_{ш1} < T_{ш2}$ .

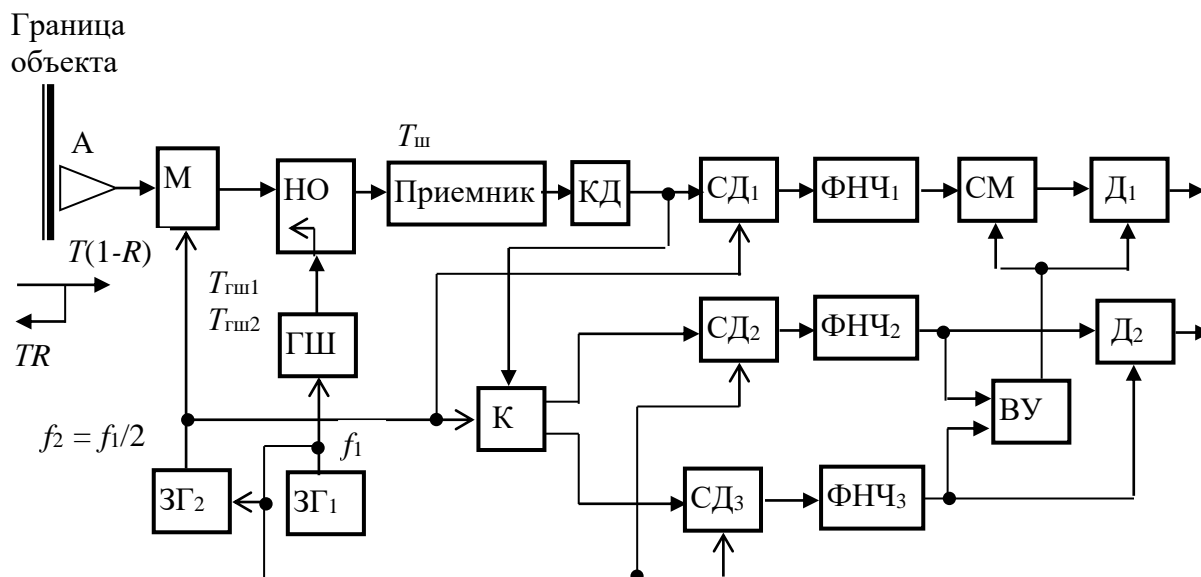


Рисунок 3.11 – Нулевой радиометр для измерения электромагнитного излучения объектов, прилегающих непосредственно к антенне

Задающие генераторы управляют модуляцией сигналов в приемном тракте. Поскольку фазы колебаний генераторов строго синхронизированы, то имеют место четыре повторяющихся интервала времени, обусловленные различными состояниями модулятора М и генератора шума ГШ. Полный период модуляции состоит из четырех временных интервалов равной длительности. В ходе первого интервала модулятор М выключен. Сигнал генератора шума, равный на этом такте  $T_{гш1}$ , полностью отражаясь от выхода разомкнутого модулятора поступает на вход приемника и мощность сигнала на его входе равна:

$$P_1 = k\Delta f ( T_{гш1} + T_{ш} ), \quad (3.18)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса усиляемых частот,  $T_{ш}$  – эффективная температура собственных шумов приемника, приведенная к его входу. В следующем временном промежутке модулятор также закрыт, но генератор шума ГШ вырабатывает сигнал величиной  $T_{гш2} > T_{гш1}$ . Поэтому мощность сигнала на входе приемника возрастает и становится равной:

$$P_2 = k\Delta f ( T_{гш2} + T_{ш} ). \quad (3.19)$$

В два следующих интервала времени модулятор открыт. Мощность теплового излучения объекта поступает на границу раздела "антенна – объект". Часть мощности, пропорциональная  $TR$ , где  $R$  – коэффициент отражения по мощности на границе антенны с объектом измерения, отражается от границы раздела и затухает в среде объекта. Оставшаяся часть мощности, пропорциональная  $T(1-R)$ , принимается антенной и через открытый модулятор поступает на вход приемника. Сигнал генератора шума, равный в этот момент  $T_{гш1}$ , проходит через открытый модулятор, частично отражается от границы раздела "антенна – объект" с коэффициентом отражения  $R$  и также поступает на вход приемника. Таким образом, полная мощность сигнала на входе приемника становится равной (считается, что антенна имеет высокий коэффициент полезного действия и ее собственные шумы пренебрежимо малы):

$$P_3 = k\Delta f [ T(1-R) + T_{гш1}R + T_{ш} ]. \quad (3.20)$$

Аналогично, для четвертого, последнего интервала времени мощность на входе приемника равна:

$$P_4 = k\Delta f [ T(1-R) + T_{гш2}R + T_{ш} ]. \quad (3.21)$$

Выход квадратичного детектора представляет собой повторяющуюся последовательность напряжений  $U_1, U_2, U_3, U_4$ , пропорциональных мощностям входных сигналов  $P_1, P_2, P_3, P_4$  с коэффициентом пропорциональности  $G$ . После синхронного детектирования в детекторе  $СД_1$ , на выходе фильтра ФНЧ<sub>1</sub>, постоянная времени которого значительно больше периода модуляции, формируется напряжение, равное:

$$U_{\phi 1} = U_3 + U_4 - U_1 - U_2 = Gk\Delta f [2T(1-R) - (T_{\text{гш1}} + T_{\text{гш2}})(1-R)]. \quad (3.22)$$

Выходные напряжения фильтров ФНЧ<sub>2</sub> и ФНЧ<sub>3</sub> после синхронного детектирования будут, соответственно, равны:

$$\begin{aligned} U_{\phi 2} &= U_4 - U_3 = Gk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}})R \\ U_{\phi 3} &= U_2 - U_1 = Gk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}}) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Напряжения  $U_{\phi 2}$  и  $U_{\phi 3}$  подаются в блок вычитания, на выходе которого формируется напряжение  $U_{\text{вы}}$ , равное:

$$U_{\text{вы}} = Gk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}})(1-R). \quad (3.24)$$

Напряжение  $U_{\text{вы}}$  поступает на сумматор СМ для компенсации постоянной составляющей напряжения  $U_{\phi 1}$ , обусловленной наличием в формуле (3.22) для  $U_{\phi 1}$  члена  $Gk\Delta f (T_{\text{гш1}} + T_{\text{гш2}})(1-R)$ . Для этого коэффициенты передачи входов сумматора  $a$  и  $b$  выбираются так, чтобы выполнялось равенство:

$$aGk\Delta f (T_{\text{гш1}} + T_{\text{гш2}})(1-R) = bGk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}})(1-R). \quad (3.25)$$

Коэффициенты  $a$  и  $b$  определяются в ходе калибровки прибора. С выхода сумматора напряжение  $U_{\text{см}}$ , равное  $2aGk\Delta f T(1-R)$ , в качестве делимого поступает на делитель Д<sub>1</sub>. На другой вход делителя поступает напряжение с вычитающего устройства. После проведения операции деления в Д<sub>1</sub> на его выходе появляется напряжение, равное:

$$U_{\text{вых1}} = \frac{U_{\text{см}}}{U_{\text{вы}}} = \frac{2aGk\Delta f T(1-R)}{Gk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}})(1-R)} = \frac{2aT}{T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}}}. \quad (3.26)$$

Это напряжение пропорционально интегральной температуре объекта, не зависит от коэффициента передачи измерительного тракта радиометра и от коэффициента отражения по мощности сигнала на границе раздела "антенна – объект".

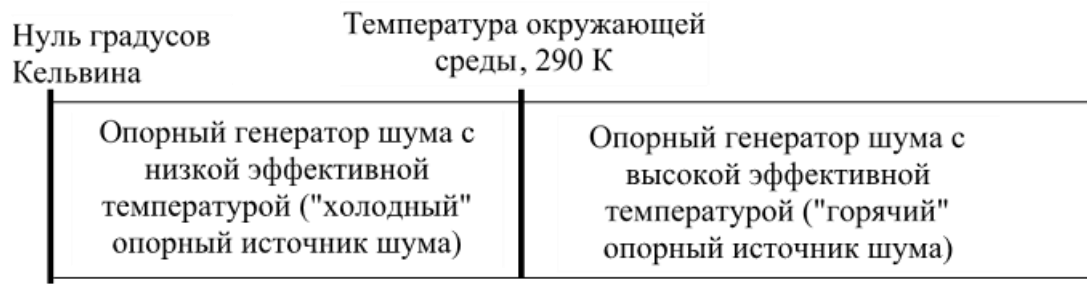
Для того, чтобы исследовать структуру объекта, а также для контроля и калибровки, радиометром также измеряется коэффициент отражения на границе "антенна – объект". Для этого в радиометре используется вторая схема деления Д<sub>2</sub>, на которую в качестве делимого поступает сигнал с фильтра ФНЧ<sub>2</sub>, а делителем является выходное напряжение фильтра ФНЧ<sub>3</sub>. Таким образом, напряжение на выходе второго делителя равно:

$$U_{\text{вых2}} = \frac{U_{\phi 2}}{U_{\phi 3}} = \frac{Gk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}})R}{Gk\Delta f (T_{\text{гш2}} - T_{\text{гш1}})} = R. \quad (3.27)$$

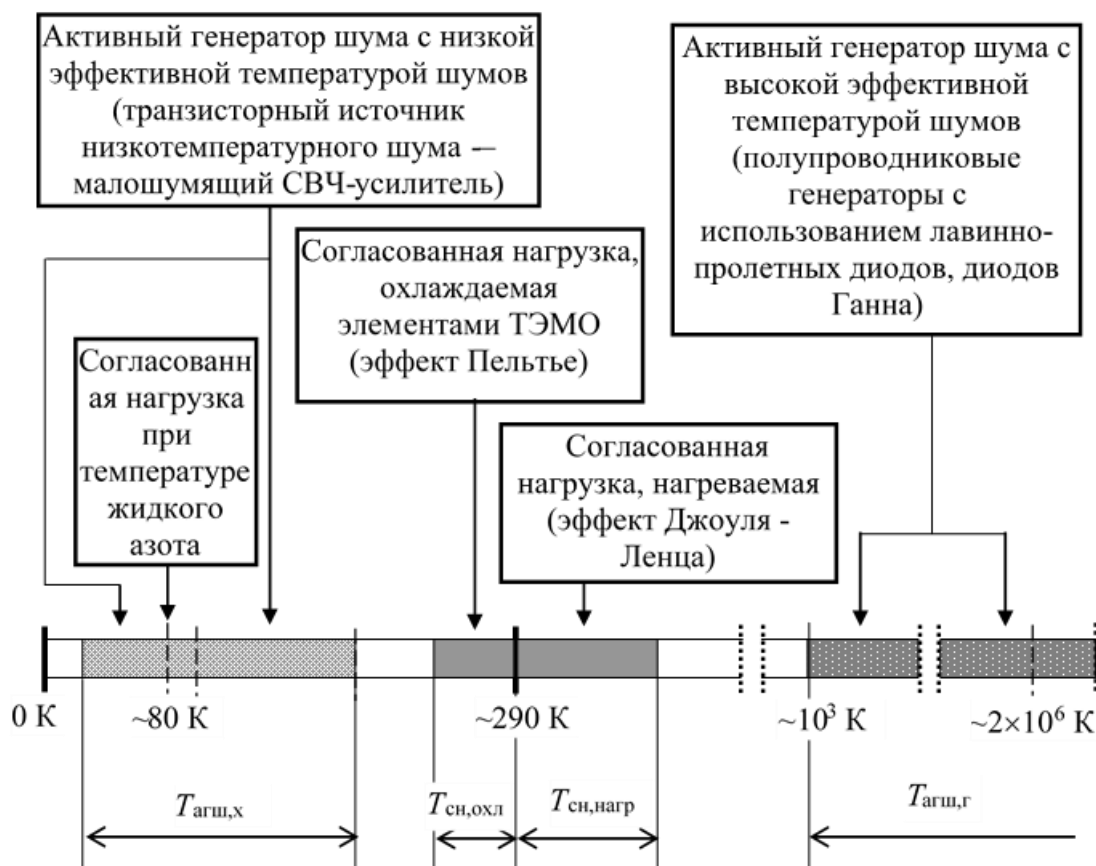
Это напряжение пропорционально коэффициенту отражения на границе раздела "антенна – объект", не зависит от коэффициента передачи радиометра и точности поддержания разности температур генератора шума.

### 3.9. Классификация применяемых в радиометрах генераторов шума

В микроволновых нулевых радиометрах используются генераторы шума, вырабатывающие опорный сигнал с неизменной мощностью. Генераторы можно поделить на две группы (см. рис. 3.12а): генераторы с низкой эффективной температурой шумов ("холодные" опорные источники шума), выходные сигналы которых находятся в диапазоне от нуля градусов Кельвина до температуры окружающей среды, и генераторы с высокой эффективной температурой шумов, генерирующие избыточный шум ("горячие" опорные источники шума), эффективная температура которых выше термодинамической температуры окружающей среды. За условную шумовую температуру, согласно которой все генераторы подразделяются на две группы, можно принять равной 290 К. Она примерно соответствует внутренней термодинамической температуре радиометра.



а)



б)

Рисунок 3.12 – Используемые в радиометрах опорные генераторы шума

В свою очередь генераторы шума в двух группах подразделяются на пассивные и активные (см. рис. 3.12 б). Из пассивных генераторов самым эффективным и простым является согласованная нагрузка, шумовая температура которой, излучаемая в измерительный тракт, равна термодинамической (физической) температуре нагрузки. В этом случае согласованная нагрузка в виде сосредоточенного резистора, нагреваемого или охлаждаемого до определенной температуры, которая определяется с необходимой степенью точности, использует свойства абсолютно черного тела.

В "холодной" области, если шумовая температура незначительно отличается от 290 К и находится в диапазоне 250÷290 К, для охлаждения согласованной нагрузки применяют микрохолодильники на полупроводниковых термoelementах ТЭМО, в основу работы которых положен эффект Пельтье. Для более низких генерируемых эффективных температур согласованную нагрузку помещают в сосуд

Дьюара с хладагентом, роль которого чаще выполняет жидкий азот. Шумовая температура такого генератора составляет 80 К.

В "горячей" области, когда требуется получить генератор с излучаемой мощностью шумов, превышающей термодинамическую температуру 290 К, используется нагрев согласованной нагрузки с использованием регулируемых активных резистивных или транзисторных нагревателей, в основу работы которых положен эффект Джоуля-Ленца.

Таким образом, как следует из рис. 3.12, если необходимо создать шумовой сигнал опорной величины с эффективной температурой вблизи 290 К, то для этого лучше всего применить генераторы на основе согласованной нагрузки, которая либо охлаждается с помощью микрохолодильников, либо нагревается резистивными нагревателями. В других случаях, в качестве генераторов шума можно использовать активные генераторы на полупроводниковых структурах. С помощью активных генераторов достигается получение либо низких значений генерируемого шума (на много ниже, чем в генераторах с согласованной нагрузкой, охлаждаемой элементами ТЭМО), близких значений к нулю градусов Кельвина, либо высоких значений температуры шумов, которые измеряются миллионами градусов Кельвина. Если необходимо получить шум высокой интенсивности, более  $10^3$  К, используют генераторы, в активной области которых устанавливают полупроводниковый диод – лавинно-пролетный или диод Ганна.

В холодной области генерируемых температур, использование полупроводниковых элементов оправдано следующими причинами. Более сильное охлаждение согласованных нагрузок и получение низких температур традиционными методами требует дефицитных хладагентов (жидкий азот, жидкий гелий) и применение специальной техники. Это больше подходит для стационарного использования радиометра. В переносном (портативном) радиометре, применяемом в полевых условиях, охлаждение согласованной нагрузки можно выполнить полупроводниковыми термоэлементами. В этом случае нельзя достигнуть низких температур согласованной нагрузки и понижение её температуры приведет к пропорциональному увеличению расхода электроэнергии, потребляемой термоэлементами, с одновременным усложнением конструкции входного блока радиометра. В портативных, переносных радиометрах такого рода "холодные" генераторы шума не применяются, их заменяют активными "холодными" генераторами шума, которые представляют собой малогабаритные транзисторные малошумящие усилители сверхвысоких частот с низкой, приведенной к входу, эффективной шумовой температурой. Эти усилители могут генерировать сигналы, эффективные температуры которых достигают  $20 \div 40$  К в широкой полосе частот. Эти усилители, как правило, через развязывающий вентиль входом подключаются к волноведущим структурам, а выход этих усилителей нагружается на согласованное сопротивление.

### 3.10. Вопросы для самопроверки

1. Каким образом осуществляется нулевой метод измерений в радиометрических устройствах.
2. В чем заключается режим "подшумливания".
3. Какой принцип работы компенсационного радиометра послужил примером для создания режима "подшумливания" в нулевых радиометрах.
4. Чем отличается нулевой метод измерений от квазинулевого.
5. На какие группы можно поделить нулевые радиометры и по какому способу их можно классифицировать.
6. Приведите одну из схем нулевых радиометров с регулировкой нулевого баланса в низкочастотном тракте и рассмотрите принцип ее функционирования.
7. Приведите схему нулевого радиометра с установкой нулевого баланса в высокочастотном тракте и рассмотрите принцип ее функционирования.
8. Приведите одну из схем нулевых радиометров с установкой нулевого баланса во входном тракте и рассмотрите принцип ее функционирования.
9. Приведите схему нулевого радиометра с делением сигналов и рассмотрите принцип ее функционирования.



10. Приведите схему нулевого радиометра с формированием опорного сигнала из собственных шумов с использованием селективных свойств полосовых фильтров и рассмотрите принцип ее функционирования.

11. Приведите схему нулевого радиометра для измерения электромагнитных сигналов объекта, находящегося в непосредственной близости с антенной.

12. На какие группы и по какому признаку делятся все применяемые в радиометрах генераторы шума.

13. В чем особенность активного генератора шума и для генерирования каких шумовых температур он предназначен.

## ГЛАВА 4. НУЛЕВЫЕ МОДИФИЦИРОВАННЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РАДИОМЕТРЫ С ИМПУЛЬСНЫМ ПОДШУМЛИВАНИЕМ

### 4.1. Цель обучения

В данной главе изучается новый тип микроволновых радиометров, в основе функционирования которых используется модификация нулевого метода измерений с применением комбинированной импульсной модуляции и импульсным подшумливанием. Рассмотрен модифицированный нулевой метод и приведена в общем виде структурная схема модифицированного нулевого радиометра. Показано, что одним из основных блоков радиометра является входной блок и описаны несколько его реализаций для различных применений радиометра. Приведены расчеты характеристик низкочастотного тракта модифицированного радиометра. Уделено внимание линейности передаточной характеристики радиометра и проведен анализ факторов, снижающих линейность преобразования. После изучения данной главы студент должен:

1. Знать, в чем заключается модификация нулевого метода измерений для применения ее в радиометрах.
2. Знать структурную схему модифицированного нулевого радиометра в обобщенном виде и одну из реализаций цифрового блока управления радиометром.
3. Понимать основные отличия входных устройств модифицированного радиометра по критериям флуктуационной чувствительности, абсолютной точности измерений и знать алгоритмы их функционирования.
4. Производить расчет низкочастотного измерительного тракта радиометра после квадратичного детектора.
5. Оценивать погрешность нелинейности передаточной характеристики радиометра и учитывать факторы, ее снижающие.

### 4.2. Нулевые радиометры с импульсным подшумливанием

Наиболее высокие характеристики нулевых радиометров по стабильности измерений, линейности передаточной характеристики в широком диапазоне измеряемых сигналов и абсолютной точности измерений достигаются в том случае, если регулировку средней мощности опорного сигнала осуществлять не изменением его величины, а изменением времени его поступления на вход приемника. В этом случае значительно упрощается входной приемный блок радиометра, который уже не содержит прецизионных аттенюаторов для регулировки мощности опорного сигнала. Его заменяет модулятор, работающий в ключевом режиме. Управление модулятором осуществляется либо импульсами заданной длительности, частота следования которых меняется в зависимости от входного сигнала антенны, либо управление модулятором происходит по широтно-импульсному закону.

Впервые метод с импульсным подшумливанием был применен Hardy в 1974 году при создании прецизионного радиометра, в котором регулировка средней мощности опорного сигнала происходила изменением частоты следования управляющих ключевым модулятором импульсов заданной длительности. Немного позднее появились отечественные разработки применения данного метода - нулевые радиометры, созданные Аблязовым В.С., Носовым В.И., и др., в которых нулевой баланс достигался введением в тракт антенны дополнительного шумового сигнала неизменной мощности, но переменной длительности.

Дальнейшее развитие метода с импульсным подшумливанием получило после появления его модификации. Модифицированные нулевые радиометры бортового и наземного базирования нашли применение при исследовании различных объектов и природных сред, расположенных в ближней и дальней зонах приема сигналов антенной.

Данная глава посвящена описанию модифицированного метода нулевого приема и микроволновым радиометрам, созданным на его основе.

### 4.3. Модифицированный метод нулевого приема

В основе модифицированного метода нулевого приема используется комбинированная импульсная модуляция, которая объединяет синхронно выполняемые амплитудную импульсную модуляцию со скважностью следования импульсов равной двум и широтно-импульсную. В результате изменением длительности импульса, управляющего вводом дополнительного шумового сигнала в опорный или антенный тракты, добиваются на входе радиометрического приемника равенства малых энергий сигналов в разные полупериоды симметричной амплитудно-импульсной модуляции. На рис. 4.1 показана временная диаграмма сигналов на входе приемника радиометра, поясняющая принцип комбинированной модуляции. Модуляционная периодическая последовательность включает три поступающих на вход приемника сигнала, шумовые температуры которых равны  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ . Входной модулятор (основной), выполняющий амплитудно-импульсную модуляцию, на равные промежутки времени  $t_{\text{АИМ}}$  подключает к входу приемника антенный и опорный тракты, как в обычном модуляционном радиометре. Из двух сигналов  $T_2$  и  $T_3$  один является опорным, другой – сигналом антенны. Для осуществления нулевого метода измерений сигнал дополнительного генератора шума вводится в опорный или в антенный тракты (это зависит от соотношения сигналов антенны и опорного) через дополнительный модулятор – схему, работающую в режиме ключа. Если сигнал антенны больше опорного, дополнительный шум поступает в опорный тракт, и наоборот, если опорный сигнал больше антенного подшумливание происходит тракта антенны. На рис. 4.1 добавление происходит к сигналу  $T_2$  в первом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции. Сигнал с эффективной температурой  $T_2$  поднимается до уровня  $T_1$ . Управление замыканием ключевого модулятора осуществляется по широтно-импульсному сигналу  $t_{\text{шис}}$ , имеющему переменную длительность, изменение которой происходит в пределах от нуля до длительности полупериода  $t_{\text{АИМ}}$  работы основного модулятора.

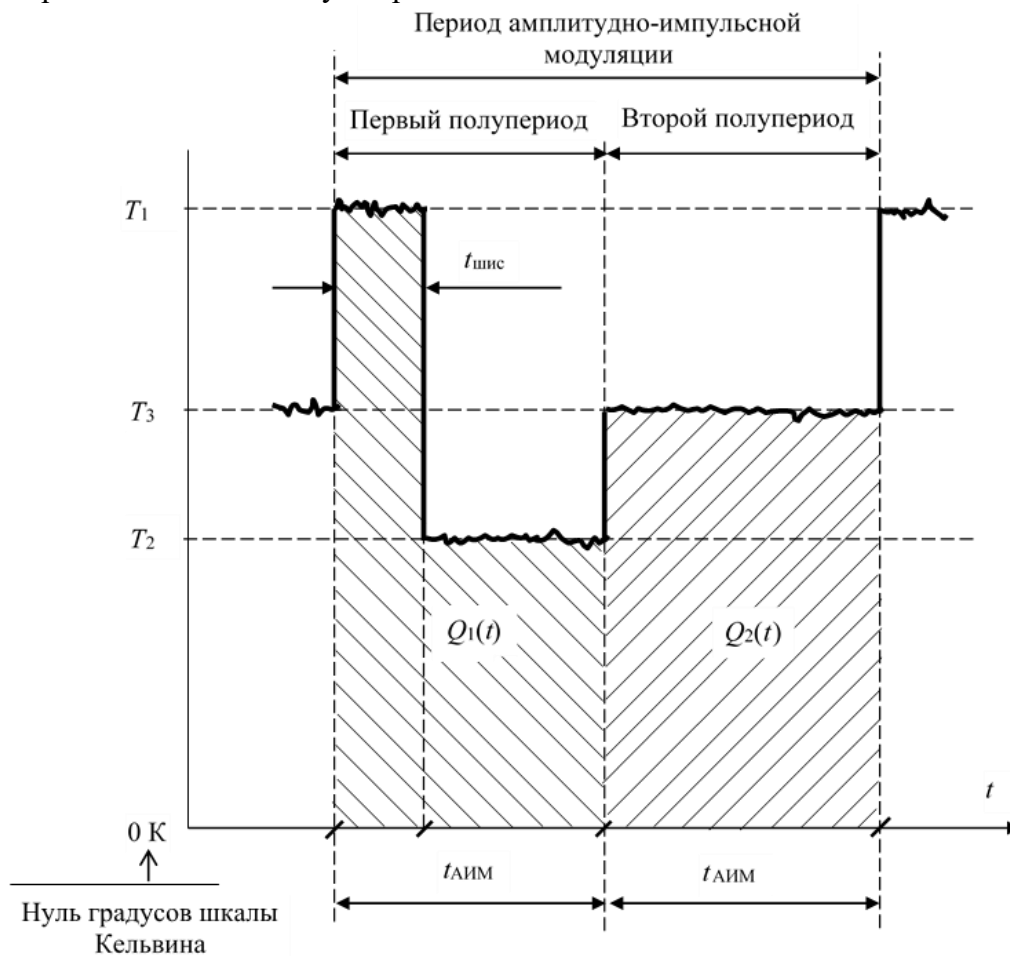


Рисунок 4.1 – Временная диаграмма сигналов на входе приемника нулевого радиометра с амплитудной и широтно-импульсными модуляциями

Принцип достижения в радиометре нулевого баланса заключается в регулировке длительности широтно-импульсного сигнала, то есть в регулировке длительности импульса  $T_1$ . Условием установленного в радиометре баланса является равенство энергий сигналов, поступающих на вход приемника в разные полупериоды амплитудно-импульсной модуляции. На рис. 4.1 эти энергии соответствуют заштрихованным областям  $Q_1(t)$  и  $Q_2(t)$ .

Идея реализации модифицированного метода нулевого приема состоит в следующем. Оказывается, сравнение изображенных на рис. 4.1 энергий сигналов  $Q_1(t)$  и  $Q_2(t)$  на входе приемника эквивалентно сравнению изображенных на рис. 4.2 вольт-секундных площадей положительного  $S_1(t)$  и отрицательного  $S_2(t)$  импульсов на выходе приемника, амплитуды которых пропорциональны разностям сигналов  $T_1 - T_3$ ,  $T_3 - T_2$ . При этом должно выполняться условие, по которому нулевая временная ось совмещается с сигналом  $T_3$ .

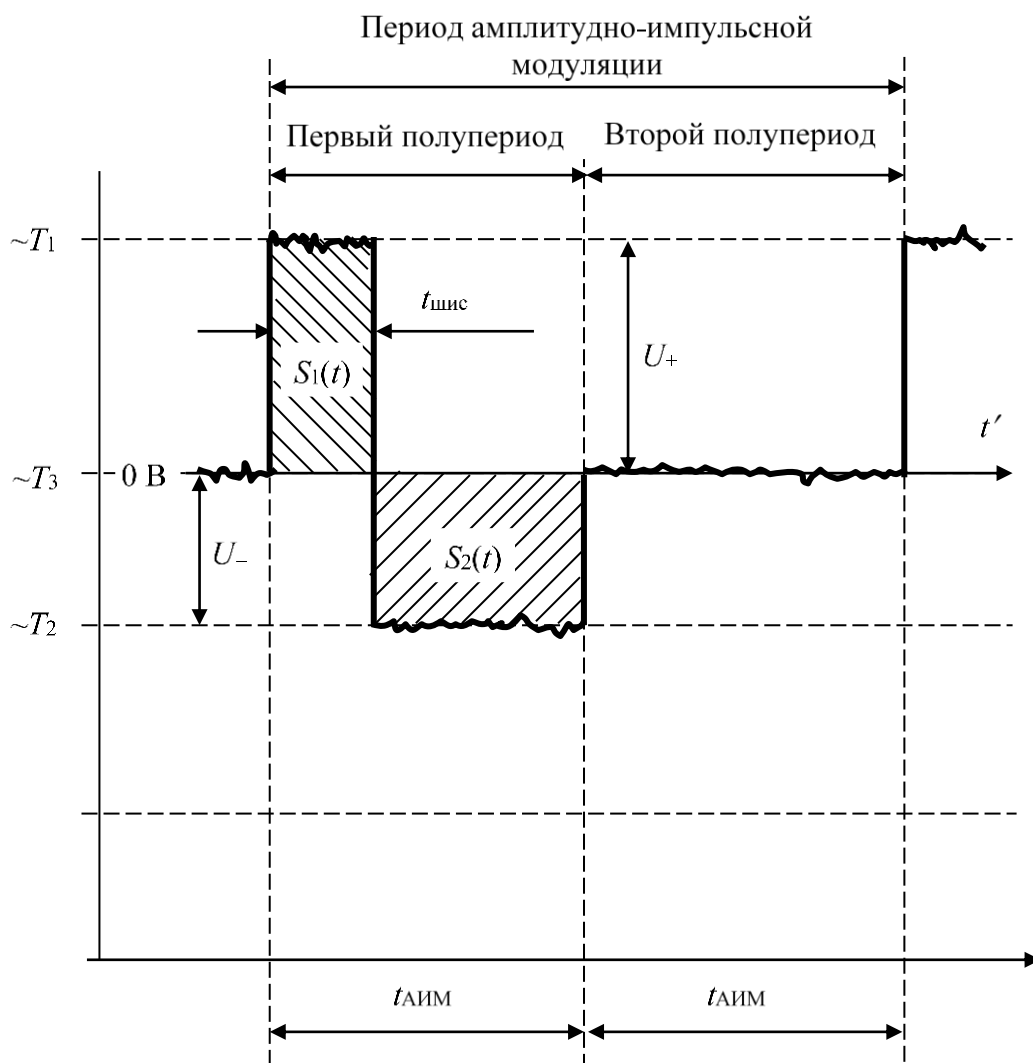


Рисунок 4.2 – Временная диаграмма сигналов на выходе приемника нулевого радиометра, поясняющая принцип модификации метода нулевых измерений

Тогда для импульсов в первом полупериоде модуляции (последовательность периодическая)  $S_1(t) = S_2(t)$ . Так как вольт-секундная площадь положительного импульса с амплитудой  $U_+$  равна:

$$S_1(t) = U_+ t_{\text{шис}}, \quad (4.1)$$

отрицательного с амплитудой  $U_-$ :

$$S_2(t) = U_- (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}), \quad (4.2)$$

тогда следует очевидное равенство:

$$U_+ t_{\text{шис}} = U_- (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}). \quad (4.3)$$

Амплитуда положительного импульса  $U_+$  прямо пропорциональна разности сигналов  $T_1$  и  $T_3$  и находится из выражения:

$$U_+ = G_0 k \Delta f (T_1 - T_3), \quad (4.4)$$

где  $G_0$  – полный коэффициент передачи всего измерительного тракта, равный произведению коэффициентов усиления сигналов по высокой и низкой частотам, включая коэффициент преобразования мощности в напряжение в квадратичном детекторе,  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса частот приемника. Амплитуда отрицательного импульса  $U_-$  определяется аналогичным образом:

$$U_- = G_0 k \Delta f (T_3 - T_2). \quad (4.5)$$

Подставляя выражения (4.4) и (4.5) в (4.3), получим:

$$G_0 k \Delta f (T_1 - T_3) t_{\text{шис}} = G_0 k \Delta f (T_3 - T_2) (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}). \quad (4.6)$$

Откуда, после сокращений и решая равенство (4.6) относительно  $t_{\text{шис}}$ , получим:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (4.7)$$

Формула (4.7) является математической моделью модификации метода нулевого приема, согласно которой сигнал антенны определяется через длительность импульсного подшумливания, выравнивающего энергии шумовых сигналов на входе приемника в симметричные полупериоды амплитудно-импульсной модуляции. В формулу (4.7) не входит коэффициент передачи измерительного тракта, что свидетельствует о нулевом методе работы радиометра.

Как было показано выше, для равенства вольт-секундных площадей импульсов на выходе приемника в первом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции необходимо, чтобы во втором полупериоде напряжение было равно нулю. Для этого выполняется операция с целью исключения постоянной составляющей напряжения в модулированных сигналах, что приводит к смещению оси времени в область сигнала  $T_3$ . Далее, в ходе второй операции производится тестирование напряжения во второго полупериоде на условие равенства нулю. Модифицированный метод заключается в том, что изменением  $t_{\text{шис}}$  производится сдвиг периодической последовательности сигналов вверх или вниз относительно нулевой оси времени (в сигналах исключена постоянная составляющая). Следовательно, регулировкой длительности широтно-импульсного сигнала можно осуществлять установку нулевого напряжения во втором полупериоде модуляции. После установки нулевого потенциала длительность широтно-импульсного сигнала связана с сигналом антенны простым линейным соотношением (4.7).

Изменение сигнала антенны вызовет смещение периодической последовательности сигналов на рис. 4.2 относительно нулевой оси времени и приведет к появлению положительного или отрицательного напряжения во втором полупериоде амплитудно-импульсной модуляции. Произойдет разбалансировка измерительного тракта. Чтобы восстановить в радиометре нулевой баланс система управления радиометром направленно регулирует длительность широтно-импульсного сигнала до появления нулевого потенциала в промежуток времени второго полупериода модуляции. В результате новое значение длительности широтно-импульсного сигнала полностью определяет новое значение сигнала антенны.

Таким образом, алгоритм осуществления модификации метода нулевых измерений требует выполнение над сигналами только двух операций: исключение постоянной составляющей и анализ второго полупериода амплитудно-импульсной модуляции на нулевое напряжение.

#### 4.4. Обобщенная структурная схема модифицированного нулевого радиометра

Согласно проведенного анализа модификации метода нулевых измерений, структура модифицированного нулевого радиометра выглядит как на рис. 4.3. Она включает четыре основных узла: входной блок, радиометрический приемник, блок обработки сигналов по низкой частоте, цифровой блок управления. Во входном приемном блоке выполняется модуляция трех сигналов, два из которых опорные и вырабатываются генераторами шума, а третий – измеряемый сигнал антенны. Один из опорных сигналов подвергается широтно-импульсной модуляции и всегда добавляется либо к сигналу антенны,

либо к сигналу другого опорного генератора шума. Два последних сигнала модулируются во входном приемном блоке по импульсному сигналу прямоугольной симметричной формы.

Радиометрический приемник характеризуется высокой чувствительностью и широкой полосой принимаемых сигналов для обеспечения значительного радиометрического выигрыша. Выбор типа приемника (супергетеродинный, прямого усиления) определяется длинами волн принимаемых сигналов и задачами исследований. Для примера на рис. 4.3 показан приемник прямого усиления, который содержит на входе фильтр ПФ с полосой пропускания  $\Delta f$ , малошумящий высокочастотный усилитель УВЧ, благодаря применению которого эффективная температура собственных шумов приемника, приведенная к его входу, имеет низкое значение. В приемнике промодулированные во входном блоке сигналы усиливаются по высокой и низкой частотам, детектируются по квадратичному закону детектором КД. На выходе приемника установлен низкочастотный синхронный фильтр СФ, управляемый блоком управления, который осуществляет предварительную фильтрацию и накопление сигналов. Входной блок и приемник определяют основные характеристики радиометра: флуктуационную чувствительность, диапазон измерений.

Блок низкочастотной обработки сигналов состоит из двух узлов: схемы исключения постоянной составляющей СИПС и компаратора К, сравнивающего сигнал с нулевым уровнем (нуль-орган). При таком подключении компаратор определяет полярность сигнала. СИПС в простейшем случае является разделительной RC-цепью, которая в совокупности с входным сопротивлением нуль-органа образует фильтр верхних частот. Выходной сигнал компаратора используется по цепи обратной связи для регулирования длительности широтно-импульсного сигнала.

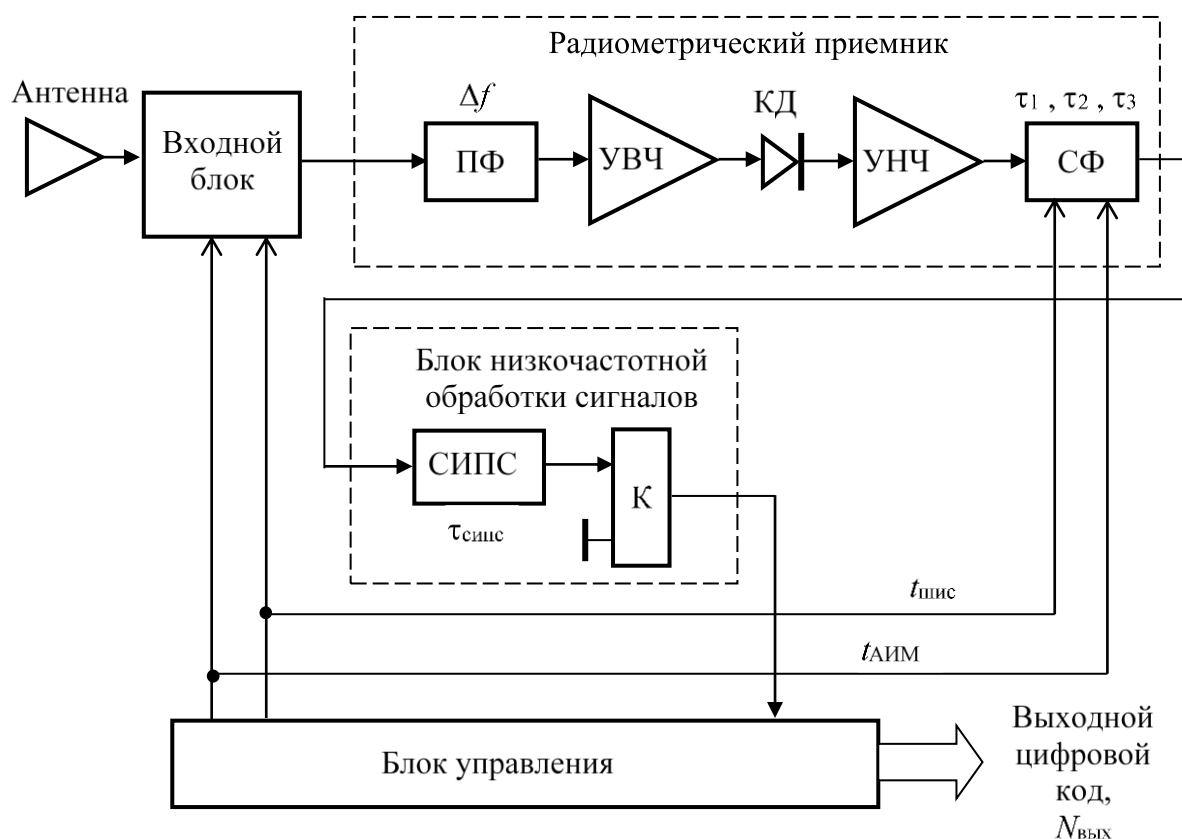


Рисунок 4.3 – Обобщенная структурная схема модифицированного нулевого радиометра

#### 4.5. Блок управления модифицированным нулевым радиометром

Блок управления работает по принципу системы со следящей обратной связью, по алгоритму, который обеспечивает установку и поддержание на входе компаратора блока низкочастотной

обработки сигналов нулевого напряжения во втором полупериоде амплитудно-импульсной модуляции. Для этого блок управления в первом полупериоде модуляции изменяет длительность широтно-импульсного сигнала  $t_{шис}$ . В блоке управления длительности сигналов  $t_{шис}$  и  $t_{аим}$  хранятся в виде цифровых кодов.

После каждого периода амплитудно-импульсной модуляции в блоке управления измерениями цифровой код длительности  $t_{шис}$  передается на динамический цифровой интегратор для дальнейшего накопления сигнала. Динамический интегратор осуществляет прием цифровых кодов, их арифметическое суммирование и последующее усреднение за заданный интервал времени.

Структурная схема цифрового блока управления, выполняющего описанный алгоритм функционирования радиометра, может быть спроектирована на элементах средней интеграции, как это показано на рис. 4.4. Блок включает в себя двоичный Сч и реверсивный РСч счетчики, цифровой компаратор ЦК, генератор тактовых импульсов ГТИ, два триггера, один из которых ТГ<sub>шис</sub> вырабатывает широтно-импульсный сигнал  $t_{шис}$  и управляет дополнительным модулятором во входном блоке радиометра, а другой, ТГ<sub>аим</sub>, формирует импульсный сигнал  $t_{аим}$  со скважностью 2 для управления основным модулятором в том же входном блоке. Выходные сигналы обоих триггеров также поступают в радиометрический приемник для управления синхронным фильтром низких частот.

Разрядности реверсивного и двоичного счетчиков равны и определяют разрядность выходного цифрового кода. Цифровой код  $N_{РСч}$  реверсивного счетчика РСч определяет длительность сигнала  $t_{шис}$ . Двоичный счетчик Сч, работая непрерывно от поступающих на его счетный вход импульсов тактового генератора, осуществляет прямую развертку цифрового двоичного кода.

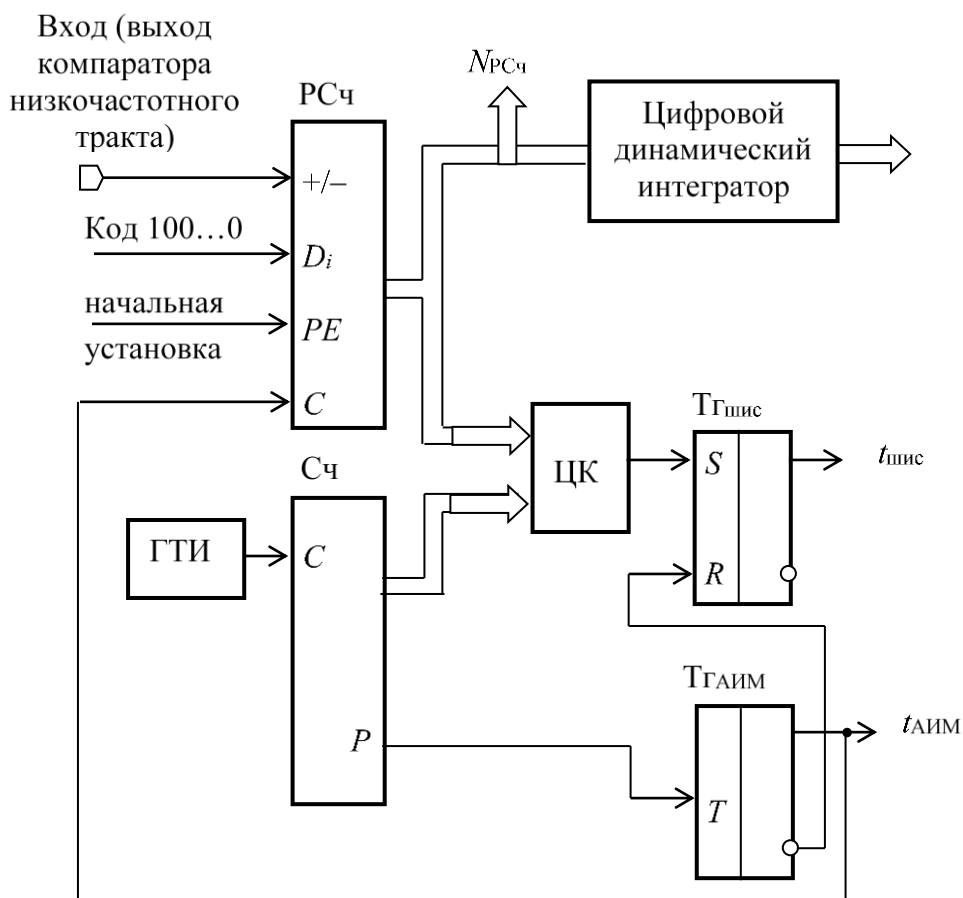


Рисунок 4.4 – Структурная схема блока управления модифицированным нулевым радиометром

После подачи на радиометр питания, в блоке управления вырабатывается сигнал начальной установки, по которому в реверсивный счетчик через параллельные входы  $D_i$  заносится код с единицей в старшем разряде, а в остальные разряды - нули (этот код соответствует длительности  $t_{шис}$ , равной

половине длительности  $t_{\text{АИМ}}$ , и соответствует середине шкалы измеряемых сигналов). Занесение такого кода в реверсивный счетчик необходимо для начала бесперебойной работы радиометра после включения. Двоичный счетчик  $S_ч$  в моменты переполнения, при появлении сигнала на выходе  $P$  изменяет состояние триггера  $T_{\text{АИМ}}$  на обратное. Сигнал  $t_{\text{АИМ}}$  с прямого выхода этого триггера поступает во входной блок радиометра на управляющий вход основного модулятора. Таким образом, формируются два симметричных полупериода амплитудно-импульсной модуляции.

В первой половине периода модуляции триггер  $T_{\text{АИМ}}$  находится в единичном состоянии, и в момент равенства кодов счетчиков, реверсивного и двоичного, цифровой компаратор ЦК вырабатывает импульс и устанавливает в единичное состояние триггер формирования широтно-импульсного сигнала  $T_{\text{ШИС}}$ . Установка триггера происходит только в первом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, так как во второй половине периода он удерживается в сброшенном состоянии сигналом на входе  $R$ , который поступает с инверсного выхода триггера  $T_{\text{АИМ}}$ . Вход  $R$  имеет более высокий приоритет, чем вход  $S$ . Сигнал  $t_{\text{ШИС}}$  триггера  $T_{\text{ШИС}}$  замыкает во входном блоке радиометра высокочастотный ключ для поступления дополнительного опорного сигнала в измерительный тракт.

Содержимое реверсивного счетчика, в котором хранится код измеряемого сигнала антенны, эквивалента длительности  $t_{\text{ШИС}}$ , изменяется на один младший разряд в конце каждого второго полупериода модуляции, при переходе триггера  $T_{\text{АИМ}}$  из состояния логической единицы в состояние логического нуля. В зависимости от сигнала на входе направления счета "+/-", состояние реверсивного счетчика увеличивается или уменьшается. На вход направления счета сигнал поступает непосредственно с выхода компаратора измерительного тракта радиометра, который определяет полярность напряжения. Изменение кода реверсивного счетчика вызывает в следующем периоде модуляции изменение длительности широтно-импульсного сигнала на один младший дискрет. Фазировка входов компаратора и синхронизация в блоке управления выполнены так, что направленное изменение кода реверсивного счетчика и связанное с этим изменение длительности широтно-импульсного сигнала приводит к установлению на входе компаратора блока низкочастотной обработки нулевого потенциала во втором полупериоде модуляции. В этом случае, измеряемый сигнал антенны определяется через длительность широтно-импульсного сигнала.

Описанный блок управления дополнен схемой динамического цифрового интегратора, в котором происходит основное накопление сигнала. Интегратор работает по принципу накопления цифровых кодов измеренного сигнала за заданный интервал времени и последующего арифметического усреднения способом сдвига результата накопления. После числа накоплений, кратных  $2^p$ , где  $p$  – целое, происходит сдвиг суммы на  $h-p$  позиций, где  $h$  – максимально возможное число накоплений, и результат отображается. Задавая различное число накоплений цифрового кода радиометра изменением параметра  $p$ , при известной частоте модуляции можно получить различные времена интегрирования сигнала.

Для представленной схемы блока управления можно произвести замену в формуле (4.7) длительностей  $t_{\text{ШИС}}$  и  $t_{\text{АИМ}}$  на их цифровые эквиваленты в двоичном коде:

$$t_{\text{ШИС}} = N_{\text{РСЧ}} t_{\Gamma}, \quad t_{\text{АИМ}} = (N_{\text{МАКС}} + 1) t_{\Gamma} = 2^n t_{\Gamma}, \quad (4.8)$$

где  $N_{\text{РСЧ}}$  – содержимое реверсивного счетчика,  $N_{\text{МАКС}}$  – максимальный цифровой код реверсивного счетчика, когда все его разряды находятся в единичном состоянии,  $n$  – количество разрядов двоичного счетчика, имеющего одинаковую разрядность с реверсивным счетчиком,  $t_{\Gamma}$  – период тактовых импульсов ГТИ. В результате замены получаем цифровой выходной код радиометра, который равен:

$$N_{\text{РСЧ}} = N_{\text{ВЫХ}} = \frac{(T_3 - T_2)(N_{\text{МАКС}} + 1)}{T_1 - T_2} = \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} \times 2^n. \quad (4.9)$$

При неизменном входном сигнале антенны изменения состояния реверсивного счетчика будут находиться около некоторого его среднего значения, определяемого соотношением (4.9). При изменении сигнала антенны в модуляционной последовательности сигналов появляется постоянная составляющая и напряжение на входе компаратора низкочастотного тракта не будет равно нулю во втором полупериоде амплитудно-импульсной модуляции. Блок управления изменяет состояние реверсивного



счетчика и связанную с этим длительность действия сигнала генератора шума до исчезновения постоянной составляющей напряжения на входе компаратора. Тогда новое состояние реверсивного счетчика будет отражать в цифровом виде новый сигнал антенны.

#### 4.6. Входные устройства нулевых модифицированных радиометров

Во входном устройстве радиометра подвергаются модуляции три сигнала, два из которых являются опорными  $T_{оп}$  и  $T_{доп}$  и вырабатываются соответственно, опорным генератором шума и дополнительным опорным генератором шума, а третий является измеряемым сигналом антенны  $T_A$ . Комбинации этих сигналов образуют сигналы  $T_1, T_2, T_3$ , показанные на временной диаграмме рис. 4.2, и сведены в табл. 4.1. Для третьей, приведенной в таблице комбинации вместо опорных величин  $T_{оп}$  и  $T_{доп}$  используются опорные сигналы  $T_{оп,в}$  и  $T_{оп,н}$ , определяющие верхнюю и нижнюю границы диапазона измерений соответственно.

Таблица 4.1

Временные интервалы	$t_{шис}$	$t_{АИМ}-t_{шис}$	$t_{АИМ}$	Примечание
№	$T_1$	$T_2$	$T_3$	
1	$T_A+T_{доп}$	$T_A$	$T_{оп}$	$T_A < T_{оп}$
2	$T_{оп}+T_{доп}$	$T_{оп}$	$T_A$	$T_A > T_{оп}$
3	$T_{оп,в}$	$T_{оп,н}$	$T_A$	$T_{оп,в} > T_A > T_{оп,н}$

##### 4.6.1. Входной блок с вводом дополнительного опорного сигнала в тракт антенны через направленный ответвитель

На рис. 4.5 представлена структурная схема входного блока радиометра, в которой ввод опорного сигнала производится в тракт антенны через направленный ответвитель. Данной структурной организацией блока решается задача измерения антенных сигналов, которые меньше опорного.

В составе схемы имеются два источника шума: опорный генератор шума ГШ, сигнал на выходе которого равен  $T_{оп}$ , и дополнительный опорный генератор шума ДГШ, образующий вместе с ключом Кл канал опорного подшумливания: дополнительный опорный сигнал  $T_{доп}$  вводится в антенный тракт через направленный ответвитель НО. В модуляторе М с конфигурацией  $2 \times 1$  по управляющему сигналу  $t_{АИМ}$  выполняется импульсная амплитудная модуляция сигнала  $T_A$  антенны А и сигнала  $T_{оп}$  опорного генератора шума путем их попеременной коммутации на вход приемника. В ключе выполняется широтная модуляция сигнала  $T_{доп}$  по поступающему на его вход управлению широтно-импульсному сигналу  $t_{шис}$ .

Для данной схемы входного блока можно выполнить замену значений, изображенных на временной диаграмме рис. 4.2 сигналов  $T_1, T_2, T_3$ , конкретными сигналами, характеризующими данный входной блок (поз. 1 из табл. 4.1):

$$T_1 = T_A + T_{доп} + T_{ш}; \quad T_2 = T_A + T_{ш}; \quad T_3 = T_{оп} + T_{ш}, \quad (4.10)$$

где  $T_{ш}$  – эффективная температура собственных шумов приемника, приведенная к его входу. Подставляя в формулу (4.7) значения для  $T_1, T_2, T_3$ , определяемые вторыми половинами равенств (4.10), получим:

$$t_{шис} = \frac{T_{оп} - T_A}{T_{доп}} \times t_{АИМ}. \quad (4.11)$$

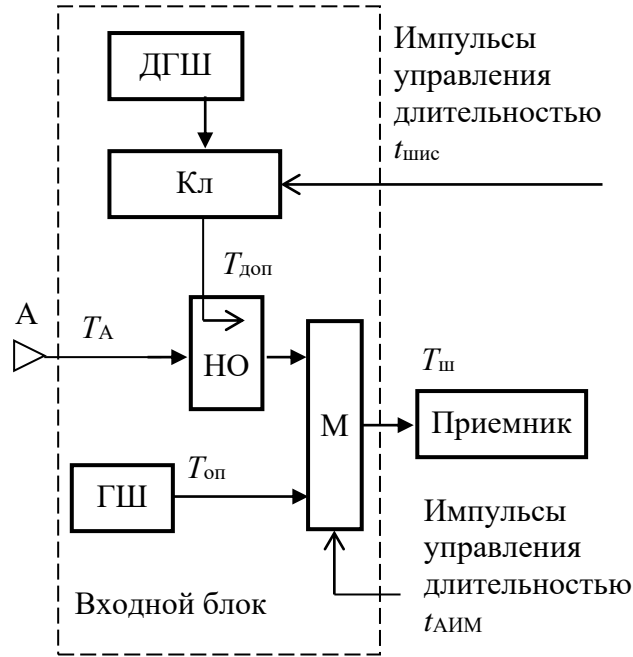


Рисунок 4.5 – Структурная схема приемного блока нулевого модифицированного радиометра с направленным ответвителем в тракте антенны

Полученная формула (4.11) является передаточной характеристикой радиометра, из которой следует, что сигнал антенны определяется косвенным способом через длительность широтно-импульсного сигнала, управляющего модуляцией дополнительного опорного генератора шума ДГШ. Длительность  $t_{шис}$  связана с сигналом антенны  $T_A$  по линейному закону и не зависит от коэффициента передачи радиометра.

Управление длительностью  $t_{шис}$  осуществляется по алгоритму, который приведен на рис. 4.6.

Из (4.11) находим измеряемый сигнал антенны:

$$T_A = T_{оп} - \frac{T_{доп} t_{шис}}{t_{АИМ}}. \quad (4.12)$$

Минимальная и максимальная границы диапазона измеряемых сигналов определяются подстановкой в (4.12) двух крайних значений длительности  $t_{шис}$ , равных  $t_{АИМ}$  и 0:

$$T_{A,мин} = T_{оп} - T_{доп}; \quad T_{A,макс} = T_{оп}. \quad (4.13)$$

Откуда динамический диапазон измерений  $dT_A$  определяется величиной опорного сигнала  $T_{доп}$ :

$$dT_A = T_{A,макс} - T_{A,мин} = T_{доп}. \quad (4.14)$$

Формула для расчета флуктуационной чувствительности модифицированного нулевого радиометра имеет вид:

$$\delta T_A = \frac{dT_A}{\sqrt{2\Delta f\tau} \times \sqrt{R}} \times \frac{\sqrt{T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2}}{T_1 - T_2}, \quad (4.15)$$

где  $\tau$  – постоянная времени синхронного низкочастотного фильтра,  $R$  – число цифровых кодов длительности  $t_{шис}$ , накопленных за время одного измерения  $t_{изм}$  в динамическом интеграторе блока управления,  $R = t_{изм}/2t_{АИМ}$ ,  $\Delta f$  – полоса принимаемых частот,  $T_1, T_2, T_3$  – шумовые температуры поступающих на вход приемника сигналов (рис. 4.1).

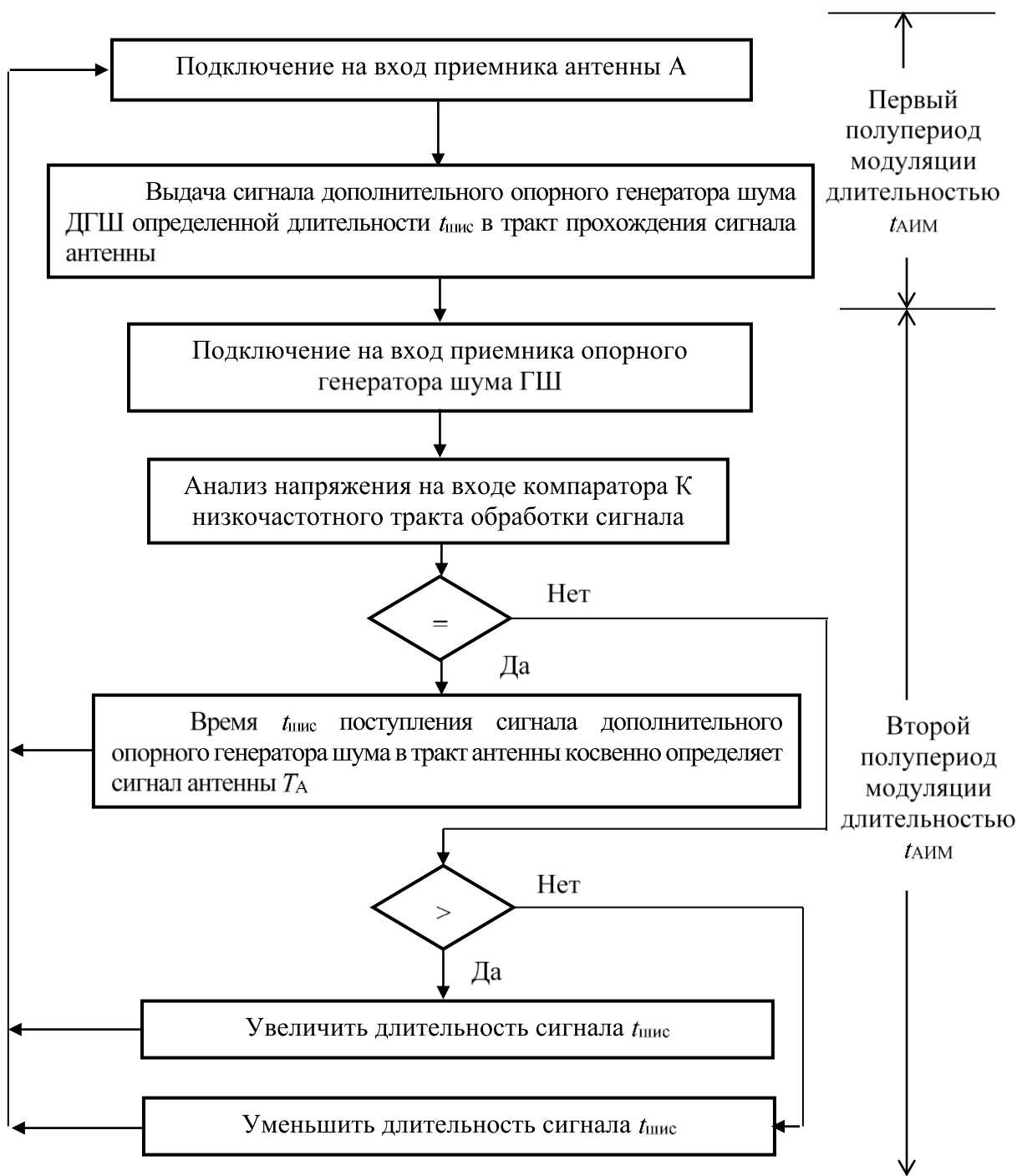


Рисунок 4.6 – Алгоритм функционирования радиометра, в котором ввод дополнительного опорного сигнала в тракт антенны выполняется через направленный ответвитель

Применительно к радиометру с рассмотренным входным блоком, используя данные табл. 4.1, после подстановки соответствующих шумовых температур получим следующую формулу для расчета чувствительности:

$$\delta T_A = \frac{\sqrt{T_{оп}(T_{оп} + T_{доп} + 4T_{ш}) + 2T_{ш}^2 - T_A(T_A + T_{доп} - 2T_{оп})}}{\sqrt{2\Delta f t R}} \quad (4.15a)$$

Из (4.15a) следует, что чувствительность зависит от конкретного сигнала антенны  $T_A$ . Результаты моделирования показали, что чувствительность в пределах диапазона измерения остается почти

неизменной величиной. Наилучшая чувствительность достигается на краях диапазона измерения, незначительно ухудшается к центру диапазона и для сигнала  $T_A = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}/2$  равна:

$$\delta T_{A,\text{макс}} = \frac{\sqrt{2(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + \frac{T_{\text{доп}}^2}{4}}}{\sqrt{2\Delta f\tau R}}. \quad (4.16)$$

Для достижения необходимого порога чувствительности в радиометре с рассмотренным входным блоком из (4.16) найдем формулу для расчета произведения  $\tau R$ :

$$\tau R = \frac{(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + \frac{T_{\text{доп}}^2}{8}}{\Delta f\delta T_{A,\text{макс}}^2}. \quad (4.17)$$

Так как чувствительность в пределах диапазона измерения остается почти постоянной, ее можно оценить по приближенной формуле:

$$\delta T_A \cong \frac{T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}}}{\sqrt{\Delta f\tau R}}. \quad (4.18)$$

В формулу (4.11) для передаточной характеристики радиометра, кроме измеряемой шумовой температуры антенны входят значения сигналов опорных шумовых источников, от стабильности которых зависит точность измерений. Согласно теории распространения ошибок, принимая во внимание только второй член в разложении в ряд Тейлора и пренебрегая всеми членами более высокого порядка, выражение для погрешности широтно-импульсного сигнала  $\delta t_{\text{шис}}$  можно записать в виде:

$$\delta t_{\text{шис}} = \frac{\partial F_1}{\partial T_{\text{оп}}} \times \delta T_{\text{оп}} + \frac{\partial F_1}{\partial T_{\text{доп}}} \times \delta T_{\text{доп}}, \quad (4.19)$$

где  $\delta T_{\text{оп}}$  и  $\delta T_{\text{доп}}$  – соответствующие изменения опорных сигналов  $T_{\text{оп}}$  и  $T_{\text{доп}}$ ,  $F_1 = (T_{\text{оп}} - T_A)t_{\text{АИМ}}/T_{\text{доп}}$ .

Дифференцируя (4.19) получим:

$$\delta t_{\text{шис}} = \left( \frac{\delta T_{\text{оп}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}} \right) - \left( \frac{\delta T_{\text{доп}}}{T_{\text{доп}}^2} (T_{\text{оп}} - T_A) \times t_{\text{АИМ}} \right), \quad (4.20)$$

Первый член в круглых скобках в правой части равенства (4.20) представляет аддитивную составляющую систематической погрешности длительности  $t_{\text{шис}}$ , не зависит от сигнала антенны  $T_A$ . Второй – мультипликативную составляющую, которая принимает максимальное значение на краю диапазона измерения при  $T_A = T_{A,\text{мин}}$ . Так как согласно (4.13)  $T_{\text{оп}} - T_{A,\text{мин}} = T_{\text{доп}}$ , с учетом этого равенства выражение (4.20) примет вид:

$$\delta t_{\text{шис}} = \frac{\delta T_{\text{оп}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}} - \frac{\delta T_{\text{доп}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}, \quad (4.21)$$

Как следует из (4.8), цифровым эквивалентом длительности  $t_{\text{АИМ}}$  является код  $2^n$ , где  $n$  – разрядность выходного цифрового кода радиометра. С учетом этого погрешность длительности  $t_{\text{шис}}$  не будет превышать в цифровом эквиваленте вес одного младшего разряда выходного кода радиометра, если в начальной точке шкалы измерения ( $T_A = T_{\text{оп}}$ ) выполняется условие:

$$\delta T_{\text{оп}} \leq \frac{T_{\text{доп}}}{2^n}, \quad (4.22)$$

а в конечной точке шкалы измерения ( $T_A = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$ ):

$$\delta T_{\text{оп}} - \delta T_{\text{доп}} \leq \frac{T_{\text{доп}}}{2^n}, \quad (4.23)$$

Из полученных соотношений следует, что аддитивная составляющая погрешности длительности  $\delta t_{\text{шис}}$  вызывает смещение передаточной характеристики и связана с изменением величины опорного сигнала  $T_{\text{оп}}$ . Влияние этой погрешности тем сильнее сказывается на точность измерений, чем меньше размах диапазона измерений, что связано с величиной сигнала  $T_{\text{доп}}$  (см. (4.14)). Мультипликативная

составляющая погрешности  $\delta t_{\text{шис}}$  определяет наклон передаточной характеристики и зависит от сигнала антенны  $T_A$ . Между максимальным значением этой погрешности (имеет место при  $T_A = T_{A,\text{мин}}$ ) и изменением  $\delta T_{\text{доп}}$  существует следующая зависимость: изменение дополнительного опорного сигнала на 1% влечет появление погрешности длительности широтно-импульсного сигнала также на 1%. Эта пропорция сохраняется при любом диапазоне измерения. Следовательно, необходимо больше уделять внимания стабилизации уровня сигнала  $T_{\text{оп}}$ , особенно на малых диапазонах измерения и для которых  $T_{A,\text{мин}} \gg 0$  К. Если погрешности  $\delta T_{\text{оп}}$  и  $\delta T_{\text{доп}}$  будут иметь одинаковый знак, то, как следует из (4.23), возможна частичная или полная компенсация мультипликативной составляющей систематической погрешности.

#### 4.6.2. Входной блок с вводом дополнительного опорного сигнала в опорный тракт через направленный ответвитель

На рис. 4.7 изображен входной блок для измерения сигналов антенны, которые больше опорного, вырабатываемого опорным генератором шума ГШ. Для данной структурной схемы опорный сигнал  $T_{\text{оп}}$  генератора шума поступает на модулятор М через направленный ответвитель НО, где к этому сигналу на интервале времени  $t_{\text{шис}}$  добавляется другой опорный сигнал  $T_{\text{доп}}$ . Это происходит в первом полупериоде симметричной модуляции, а во втором полупериоде сигнал антенны  $T_A$  через другой вход модулятора коммутируется на вход радиометрического приемника. Для радиометра с данным блоком после замены в формуле (4.7) сигналов  $T_1, T_2, T_3$  сигналами из поз. 2 табл. 4.1, аналогично (4.10), получим:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_A - T_{\text{оп}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (4.24)$$

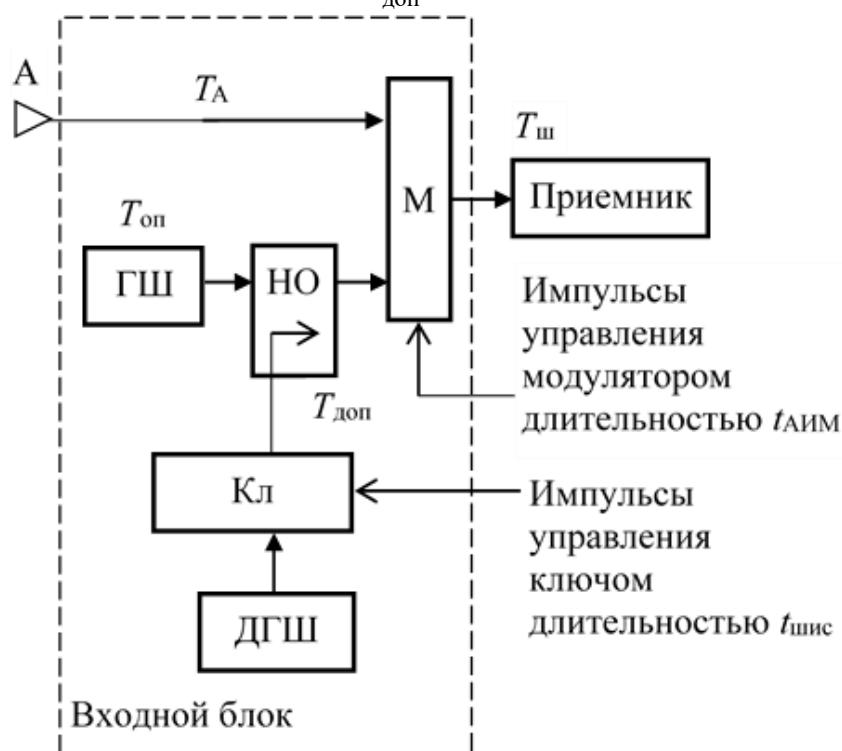


Рисунок 4.7 – Структурная схема приемного блока с направленным ответвителем и вводом дополнительного опорного сигнала в опорный тракт

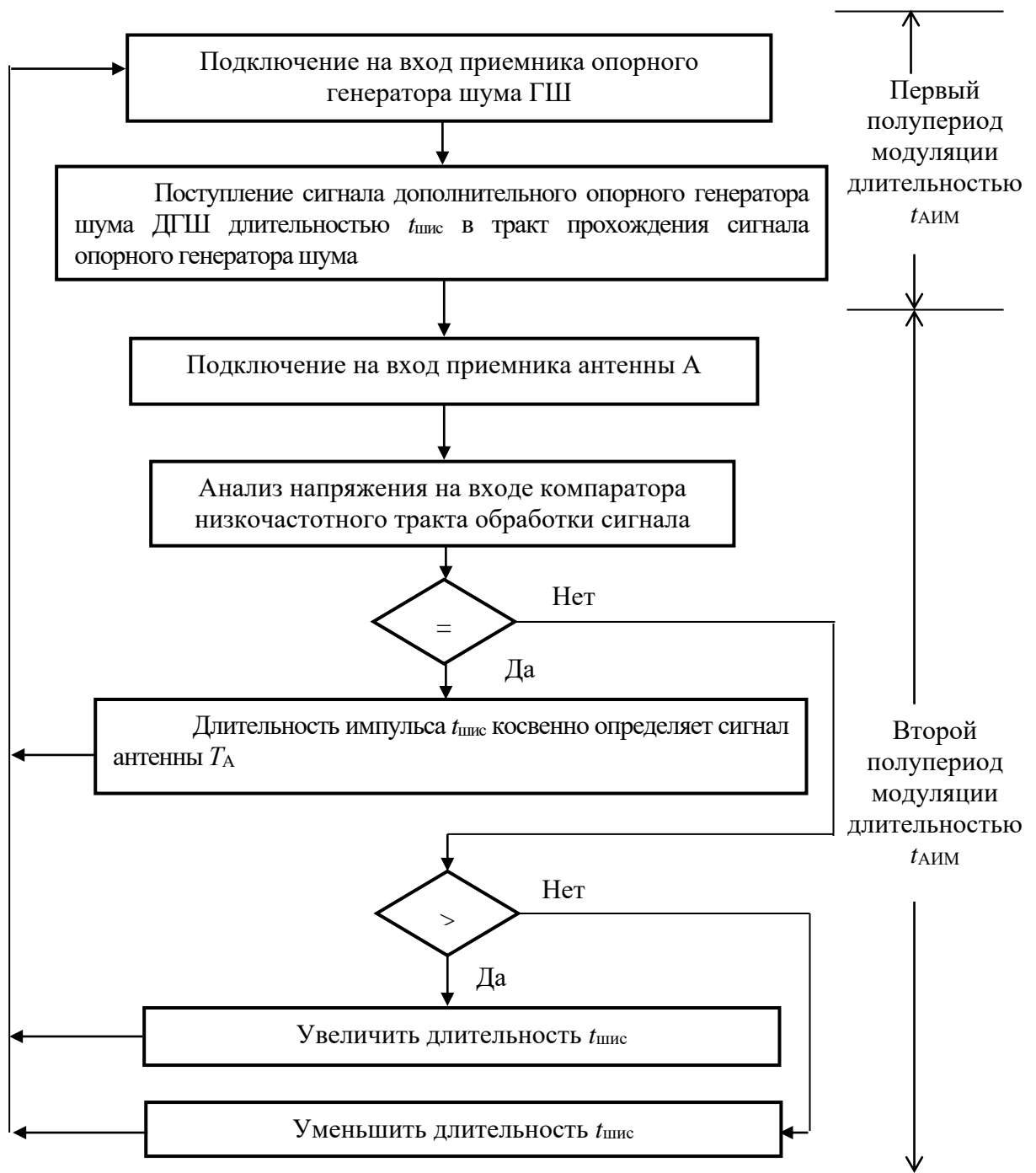


Рисунок 4.8 – Алгоритм функционирования модифицированного нулевого радиометра с вводом дополнительного опорного сигнала в опорный тракт используя направленный ответвитель

На рис. 4.8 приведен алгоритм функционирования модифицированного нулевого радиометра.

Из (4.24) сигнал антенны  $T_A$ , минимальная  $T_{A, \text{мин}}$  и максимальная  $T_{A, \text{макс}}$  измеряемые эффективные температуры антенны, диапазон измерений  $dT_A$  определяются соответствующими соотношениями:

$$\begin{aligned}
T_A &= T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}, \\
T_{A,\text{мин}} &= T_{\text{оп}} \quad \text{для } t_{\text{шис}} = 0, \\
T_{A,\text{макс}} &= T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} \quad \text{для } t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}, \\
dT_A &= T_{A,\text{макс}} - T_{A,\text{мин}} = T_{\text{доп}}.
\end{aligned} \tag{4.24a}$$

Флуктуационная чувствительность нулевого модифицированного радиометра с входным блоком, использующим направленный ответвитель и ввод дополнительного опорного сигнала в опорный тракт, вычисляется по формуле:

$$\delta T_A = \frac{\sqrt{T_A (2T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} + T_A + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{оп}} (T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}})}}{\sqrt{2\Delta f \tau R}}, \tag{4.25}$$

где  $\tau$  – постоянная времени синхронного низкочастотного фильтра,  $R$  – число цифровых кодов длительности  $t_{\text{шис}}$ , накопленных за время одного измерения в динамическом интеграторе блока управления,  $\Delta f$  – полоса принимаемых радиометром частот.

Как следует из формулы (4.25) чувствительность, как и в предыдущем случае, зависит от величины сигнала антенны. Минимальной чувствительностью обладает радиометр на краю диапазона измерения при  $T_A = T_{A,\text{макс}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}}$ :

$$\delta T_{A,\text{макс}} = \frac{\sqrt{2(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + 2T_{\text{доп}}^2 + 4T_{\text{доп}}(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})}}{\sqrt{2\Delta f \tau R}}, \tag{4.26}$$

Если чувствительность радиометра с данным входным блоком задана по условиям расчета, произведение  $\tau R$  определяется из (4.26):

$$\tau R = \frac{(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})^2 + T_{\text{доп}}^2 + 2T_{\text{доп}}(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш}})}{\Delta f \delta T_{A,\text{макс}}^2}. \tag{4.27}$$

Определим выше рассмотренным способом, описанном в разделе 4.6.1, погрешность для длительности широтно-импульсного сигнала при изменении опорных сигналов. Для этого воспользуемся передаточной характеристикой (4.24):

$$\delta t_{\text{шис}} = \frac{\partial F_2}{\partial T_{\text{оп}}} \delta T_{\text{оп}} + \frac{\partial F_2}{\partial T_{\text{доп}}} \delta T_{\text{доп}}, \tag{4.28}$$

где  $F_2 = \frac{T_A - T_{\text{оп}}}{T_{\text{доп}}} t_{\text{АИМ}}$ .

После подстановки выражения для  $F_2$  в (4.28) и дифференцирования, получим:

$$\delta t_{\text{шис}} = -\frac{\delta T_{\text{оп}}}{T_{\text{доп}}} t_{\text{АИМ}} - \frac{(T_A - T_{\text{оп}}) \delta T_{\text{доп}}}{T_{\text{доп}}^2} t_{\text{АИМ}}. \tag{4.29}$$

Мультипликативная составляющая погрешности достигает максимума для  $T_A = T_{A,\text{макс}}$ , когда  $T_{A,\text{макс}} - T_{\text{оп}} = T_{\text{доп}}$ . Поэтому, при максимальном сигнале антенны полная погрешность  $\delta t_{\text{шис}}$ , согласно (4.29), достигает максимума и будет равна:

$$\delta t_{\text{шис,макс}} = -\frac{\delta T_{\text{оп}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}} - \frac{\delta T_{\text{доп}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}. \tag{4.30}$$

Для цифрового выходного кода радиометра погрешность меньше или равна единице младшего разряда, если изменения шумовых температур опорных источников отвечают неравенствам:

$$|\delta T_{\text{оп}}| \leq \frac{T_{\text{доп}}}{2^n}, \tag{4.31}$$

для начального значения диапазона измерения ( $T_A = T_{\text{оп}}$ ),

$$|\delta T_{\text{оп}} + \delta T_{\text{доп}}| \leq \frac{T_{\text{доп}}}{2^n}, \quad (4.32)$$

для конечного значения диапазона измерения ( $T_A = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}}$ ), где  $n$  – количество разрядов выходного цифрового кода радиометра.

Анализируя полученные формулы (4.29) и (4.30) можно сделать следующие выводы. Величина аддитивной составляющей погрешности длительности  $t_{\text{шис}}$ , зависящая от изменения сигнала опорного источника шума  $T_{\text{оп}}$ , как следует из (4.29) определяется диапазоном измерения. Например, для диапазона 100 К ÷ 200 К, имеющего размах 100 К, погрешность  $t_{\text{шис}}$  будет меньше, чем для диапазона 300 К ÷ 400 К, имеющего такой же размах, если изменения опорного источника шума  $T_{\text{оп}}$  составляют одинаковую величину. Таким же образом при расширении диапазона измерений, что связано с увеличением  $T_{\text{доп}}$ , аддитивная составляющая погрешности падает.

Максимальная величина мультипликативной составляющей погрешности длительности  $t_{\text{шис}}$  не зависит от размаха диапазона измерения и составляет одну и ту же величину для различных диапазонов.

Если погрешности  $\delta T_{\text{оп}}$  и  $\delta T_{\text{доп}}$  опорных источников шума будут иметь разные знаки, то, как следует из (4.29), это приведет к частичной или полной компенсации суммарной погрешности.

### 4.6.3. Входной блок на основе двух модуляторов

На рис. 4.9 приведена структурная схема входного блока, в котором широтная модуляция опорных сигналов с низкой  $T_{\text{оп,н}}$  и высокой  $T_{\text{оп,в}}$  эффективными температурами, вырабатываемых соответствующими генераторами шума ГШ<sub>1</sub> и ГШ<sub>2</sub>, происходит в модуляторе М<sub>2</sub> по управляющему сигналу  $t_{\text{шис}}$ . Амплитудная импульсная модуляция сигнала антенны и выходного сигнала М<sub>2</sub> выполняется в модуляторе М<sub>1</sub> по управляющему сигналу  $t_{\text{AIM}}$ . Модуляторы имеют одинаковую конструкцию и характеристики.

Выражение для длительности широтно-импульсного сигнала, математически описывающего передаточную характеристику радиометра, получается подстановкой в формулу (4.7) значений сигналов из позиции 3 табл. 4.1:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_A - T_{\text{оп,н}}}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{AIM}}. \quad (4.33)$$

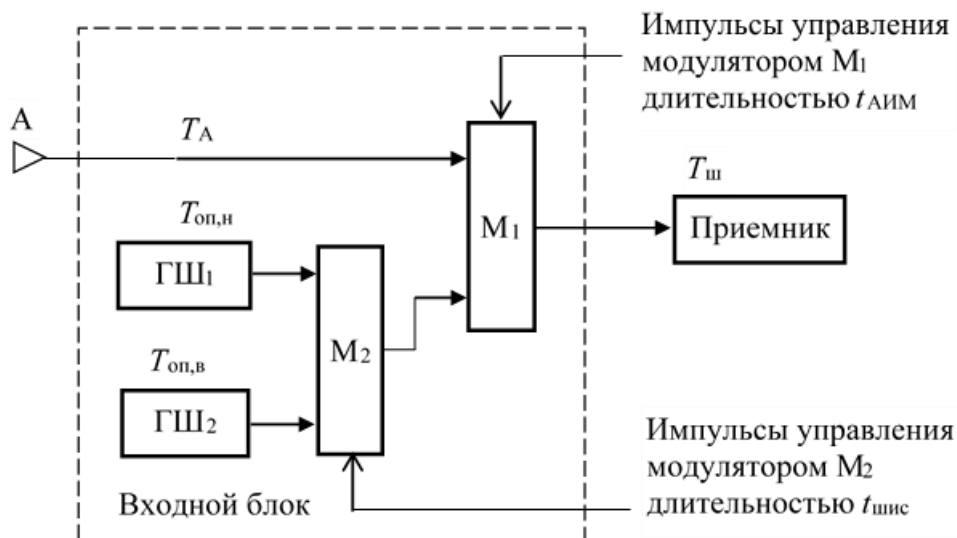


Рисунок 4.9 – Структурная схема входного приемного блока с двумя модуляторами



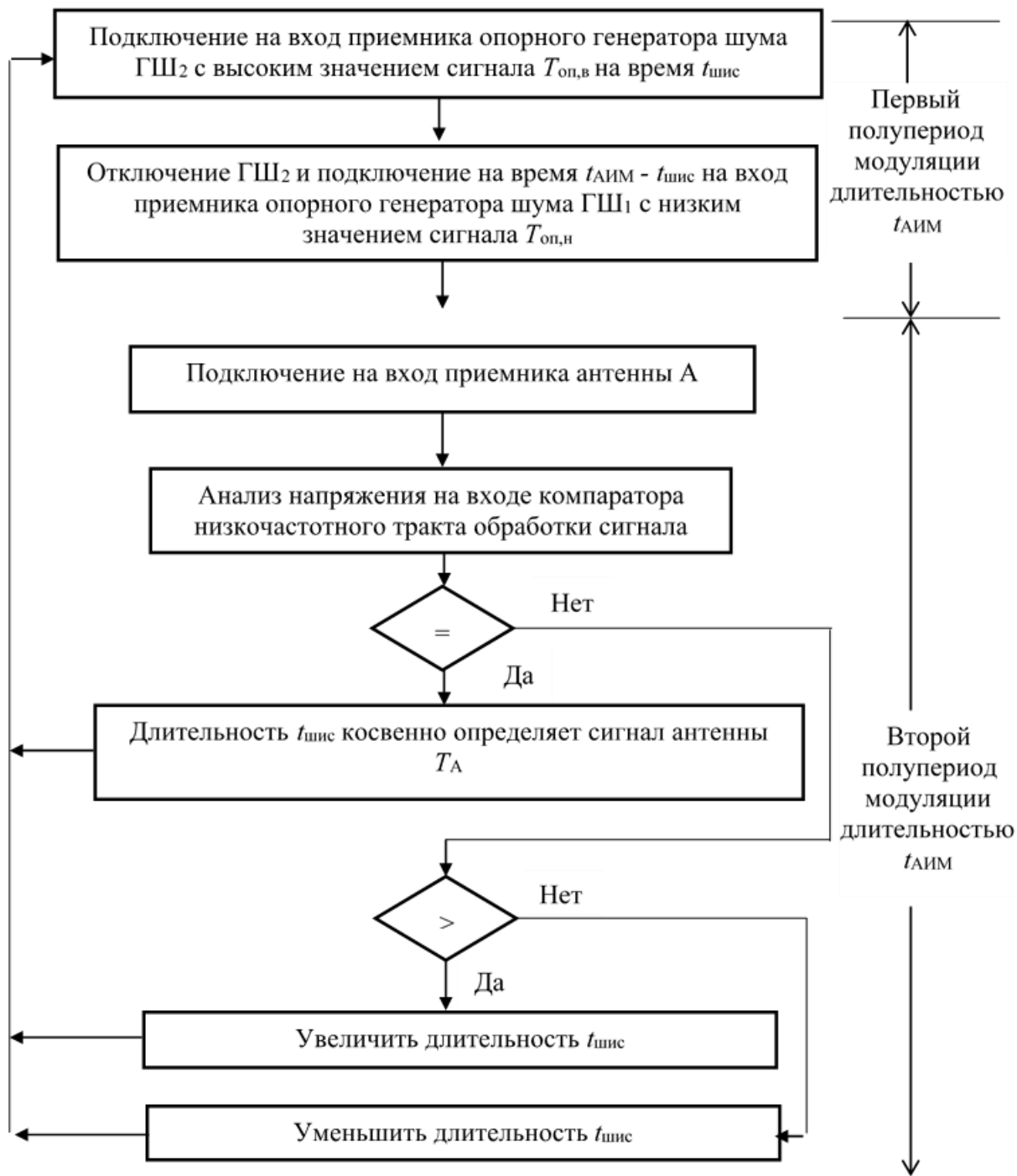


Рисунок 4.10 – Алгоритм функционирования радиометра с двумя модуляторами во входном блоке

Из (4.33) сигнал антенны, минимальная и максимальная его величина, а также диапазон измерений определяются следующими формулами:

$$\begin{aligned}
 T_A &= T_{\text{оп,н}} + (T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}) \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}, \\
 T_{\text{А,мин}} &= T_{\text{оп,н}}; \quad T_{\text{А,макс}} = T_{\text{оп,в}}, \\
 dT_A &= T_{\text{А,макс}} - T_{\text{А,мин}} = T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}.
 \end{aligned}
 \tag{4.34}$$

Алгоритм осуществления модификации метода нулевого приема в радиометре с данным приемным блоком показан на рис. 4.10.

Формула для расчета флуктуационной чувствительности модифицированного радиометра с данным приемным блоком на входе имеет вид:

$$\delta T_A = \frac{\sqrt{T_A (T_{оп,в} + T_{оп,н} + T_A + 4T_{ш}) + 2T_{ш}^2 - T_{оп,в} T_{оп,н}}}{\sqrt{2\Delta f \tau R}}. \quad (4.35)$$

Наихудшая чувствительность имеет место для сигнала антенны, соответствующего максимальной границе диапазона измерения, то есть для  $T_A = T_{оп,в}$ :

$$\delta T_{A,макс} = \frac{T_{оп,в} + T_{ш}}{\sqrt{\Delta f \tau R}}. \quad (4.36)$$

Произведение  $\tau R$ , характеризующее процедуру накопления сигнала для обеспечения необходимой чувствительности радиометра с данным входным блоком, находим из (4.36):

$$\tau R = \frac{(T_{оп,в} + T_{ш})^2}{\Delta f \delta T_{A,макс}^2}. \quad (4.37)$$

Расчет минимально обнаружимого сигнала по формулам (4.26) и (4.36) дает одинаковые результаты для одинаковых диапазонов измерения, то есть входные блоки, выполненные по схемам, изображенным на рис. 4.7 и рис. 4.9, с точки зрения чувствительности являются равноценными, хотя имеют разную конструкцию и различные опорные сигналы для одинаковых диапазонов измерения. Так, например, для диапазона 150К ÷ 600К опорные сигналы для входного блока с опорным подшумливанием через направленный ответвитель должны быть равны  $T_{оп} = 150К$ ,  $T_{доп} = 450К$ , а для приемного блока с двумя модуляторами –  $T_{оп,н} = 150К$ ,  $T_{оп,в} = 600К$ . Конструктивно блок по схеме на рис. 4.9 выполнить проще и он получается компактней, так как в нем применяются два однотипных модулятора. Окончательное решение по применению того или иного блока зависит от выбора опорных генераторов шума.

Собственные шумы приемника, определяемые параметром  $T_{ш}$ , непосредственно влияют на минимально обнаружимый сигнал. Влияние собственной шумовой температуры приемника для всех рассмотренных блоков одинаково и рост  $T_{ш}$  приводит к пропорциональному росту (по линейному закону) минимально обнаружимого сигнала антенны, то есть к ухудшению чувствительности.

При выполнении модифицированного радиометра с приемным блоком на двух модуляторах погрешность длительности  $t_{шис}$  при изменении опорных источников шума составит:

$$\delta t_{шис} = \frac{\partial F_3}{\partial T_{оп,н}} \delta T_{оп,н} + \frac{\partial F_3}{\partial T_{оп,в}} \delta T_{оп,в}, \quad (4.38)$$

где  $F_3 = \frac{T_A - T_{оп,н}}{T_{оп,в} - T_{оп,н}} t_{АИМ}$ ,  $\delta T_{оп,н}$  и  $\delta T_{оп,в}$  – абсолютные изменения шумовых температур опорных источников шума.

После подстановки в выражение (4.38) значения для  $F_3$  и дифференцирования, получим:

$$\delta t_{шис} = - \frac{(T_{оп,в} - T_A) \delta T_{оп,н}}{(T_{оп,в} - T_{оп,н})^2} \times t_{АИМ} - \frac{(T_A - T_{оп,н}) \delta T_{оп,в}}{(T_{оп,в} - T_{оп,н})^2} \times t_{АИМ}. \quad (4.39)$$

Как следует из (4.39), погрешность для длительности широтно-импульсного сигнала зависит от сигнала антенны и при минимальном его значении  $T_A = T_{А,мин} = T_{оп,н}$  равна:

$$\delta t_{шис} = - \frac{\delta T_{оп,н}}{T_{оп,в} - T_{оп,н}} t_{АИМ}, \quad (4.40)$$

при максимальном –  $T_A = T_{А,макс} = T_{оп,в}$ :

$$\delta t_{шис} = - \frac{\delta T_{оп,в}}{T_{оп,в} - T_{оп,н}} t_{АИМ}, \quad (4.41)$$

Для нижнего и верхнего значений шкалы, определяемых как  $T_{A, \text{мин}}$  и  $T_{A, \text{макс}}$ , погрешность в цифровом эквиваленте длительности широтно-импульсного сигнала не должна превышать 1 младшего разряда кода. Для обеспечения такой точности из (4.40) и (4.41) следуют неравенства:

$$\frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{2^n} \geq -\delta T_{\text{оп,н}} \quad \text{и} \quad \geq -\delta T_{\text{оп,в}}, \quad (4.42)$$

где  $n$  – разрядность цифрового кода.

Если погрешности опорных сигналов  $T_{\text{оп,н}}$  и  $T_{\text{оп,в}}$  имеют разные знаки, то суммарная погрешность будет равна нулю в одной из точек диапазона измерения. Например, если погрешности равны по модулю, тогда это будет середина диапазона измерения.

В табл. 4.2 приведены данные максимальных значений погрешности длительности широтно-импульсного сигнала  $t_{\text{шис}}$ , вызванной отклонениями опорных сигналов  $T_{\text{оп}}$ ,  $T_{\text{доп}}$ ,  $T_{\text{оп,н}}$  и  $T_{\text{оп,в}}$  на 1% от номинальных значений для рассмотренных приемных блоков. Для первых двух схем с направленными ответвителями минимальное значение погрешности определяется только аддитивной составляющей систематической погрешности. Максимальное значение мультипликативной составляющей погрешности для различных диапазонов измерения имеет одинаковое значение, равное 1%. Для всех схем расширение динамического диапазона измерения приводит к уменьшению погрешности.

Таблица 4.2

Максимальные значения погрешности длительности широтно-импульсного сигнала $t_{\text{шис}}$ , через которую определяется сигнал антенны						
Тип входного блока	Направленный ответвитель, подшумливание антенны, (рис. 4.5)		Направленный ответвитель, подшумливание опорного тракта (рис. 4.7)		Два модулятора (рис. 4.9)	
	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.
Границы диапазона измерений						
0К÷200К	1%	2%				
0К÷300К	1%	2%				
100К÷200К	2%	3%	1%	2%	1%	2%
100К÷300К	1.5%	2.5%	0.5%	1.5%	0.5%	1.5%
100К÷400К	1.33%	2.33%	0.33%	1.33%	0.33%	1.33%
300К÷400К	4%	5%	3%	4%	3%	4%
300К÷500К	2.5%	3.5%	1.5%	2.5%	1.5%	2.5%

#### 4.6.4. Комбинированный входной блок

Совмещение двух блоков, выполненных по схемам на рис. 4.5 и 4.7, в одном, приведено на рис. 4.11, где показана схема входного устройства радиометра, позволяющего измерять сигналы в большом динамическом диапазоне. Модулятор М попеременно, на одинаковый промежуток времени подключает на вход приемника антенну А и опорный генератор шума ГШ. Через установленный за модулятором направленный ответвитель НО к сигналу антенны или опорного генератора добавляется сигнал дополнительного опорного генератора шума ДГШ, модулированный по длительности в ключе Кл. Таким образом, на входе приемника возможно формирование следующих комбинаций сигналов:  $T_A$ ;  $T_{\text{оп}}$ ;  $T_A + T_{\text{доп}}$ ;  $T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}}$ .

В табл. 4.3. приведены комбинации участвующих в модуляции сигналов согласно рис. 4.2 для каждого из двух случаев:  $T_A < T_{\text{оп}}$  и  $T_A > T_{\text{оп}}$ .

Таблица 4.3

№	$T_1$	$T_2$	$T_3$	Примечание
1	$T_A + T_{доп}$	$T_A$	$T_{оп}$	$T_A < T_{оп}$
2	$T_{оп} + T_{доп}$	$T_{оп}$	$T_A + T_{доп}$	
3	$T_{оп} + T_{доп}$	$T_{оп}$	$T_A$	$T_A > T_{оп}$
4	$T_A + T_{доп}$	$T_A$	$T_{оп} + T_{доп}$	

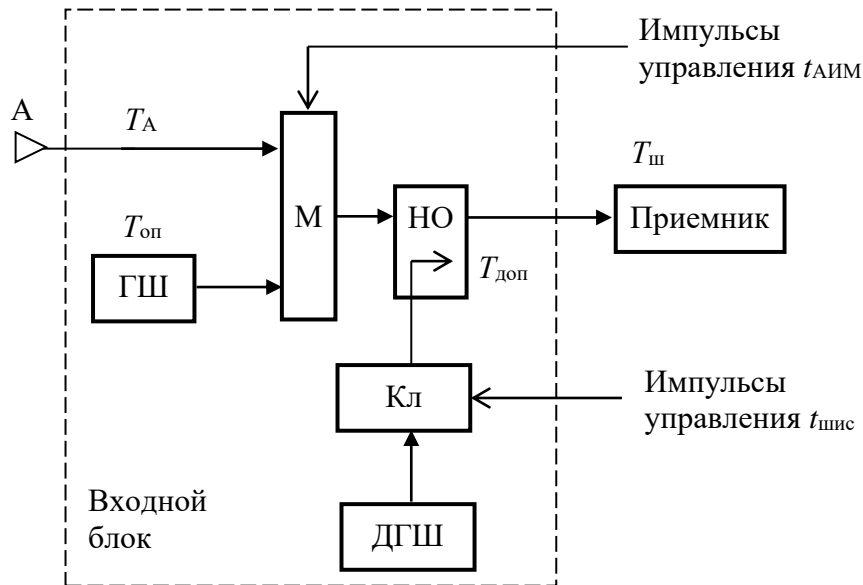


Рисунок 4.11 – Структурная схема комбинированного входного блока радиометра с расширенным диапазоном измеряемых сигналов

Подстановкой первой комбинации сигналов из позиции 1 табл. 4.3 в формулу (4.7) получаем следующее выражение для длительности  $t_{шис}$ :

$$t_{шис} = \frac{T_{оп} - T_A}{T_{доп}} \times t_{АИМ}. \quad (4.43)$$

Из (4.43) определяется сигнал антенны:

$$T_A = T_{оп} - T_{доп} \times \frac{t_{шис}}{t_{АИМ}}. \quad (4.44)$$

В этом случае модуляции широтно-модулированный сигнал дополнительного генератора шума ДГШ поступает в направленный ответвитель НО в том полупериоде, когда антенна подключена к входу приемника.

Подстановка второй последовательности сигналов (поз. 2 табл. 4.3) в формулу (4.7) позволяет определить сигнал антенны из следующего выражения:

$$T_A = T_{оп} - T_{доп} \left(1 - \frac{t_{шис}}{t_{АИМ}}\right). \quad (4.45)$$

Здесь сигнал генератора ДГШ добавляется к сигналу опорного генератора шума в первой половине периода амплитудно-импульсной модуляции на время  $t_{шис}$ . Во втором полупериоде сигнал дополнительного опорного генератора шума поступает в направленный ответвитель непрерывно и суммируется с сигналом антенны.

В обоих случаях диапазон измеряемых сигналов антенны находится в пределах от  $T_{оп} - T_{доп}$  до  $T_{оп}$ . Соответствующие им пределы длительностей широтно-импульсного сигнала равны  $t_{АИМ}$  и нулю

для сигналов согласно поз. 1 табл. 4.3, нулю и  $t_{\text{АИМ}}$  для сигналов из поз. 2 табл. 4.3, то есть являются взаимно- обратными.

В случае большого антенного сигнала, если выполняется условие  $T_{\text{А}} > T_{\text{оп}}$ , зависимости, связывающие сигнал антенны и длительность широтно- импульсного сигнала дополнительного генератора шума, будут так же линейными для сигналов, определяемых данными табл. 4.3, пункты 3 и 4. Соотношения имеют следующий вид:

$$T_{\text{А}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}, \quad (4.46)$$

для сигналов из поз. 3 табл. 4.3,

$$T_{\text{А}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} \left(1 - \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}\right), \quad (4.47)$$

для сигналов из поз. 4 табл. 4.3.

Диапазон измерений заключен в интервале от  $T_{\text{оп}}$  до  $T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}}$  и, как следует из соотношения (4.46), длительность  $t_{\text{шис}}$  для этих значений температур соответственно изменяется от нуля до  $t_{\text{АИМ}}$ . По второму виду модуляции, для тех же крайних значений диапазона температур, согласно (4.47) длительность широтно-импульсного сигнала равна  $t_{\text{АИМ}}$  и нулю.

В двух случаях модуляции сигналов (поз. 2 и 4 табл. 4.3) сигнал  $T_{\text{доп}}$  генератора шума поступает в приемный тракт радиометра как на протяжении длительности  $t_{\text{шис}}$ , так и в течение всего другого полупериода амплитудно-импульсной модуляции, что ухудшает флуктуационную чувствительность радиометра. Поэтому предпочтительно модуляцию в радиометре с входным блоком по схеме рис. 4.11 выполнять так, как отмечено поз.1, 3 табл. 4.3.

Таким образом, применение описанного входного блока в составе модифицированного радиометра позволяет сменой комбинации участвующих в модуляции сигналов расширить динамический диапазон измерений, сделать его равным от  $T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$  до  $T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}}$ .

#### 4.6.5. Входной блок с полосовыми фильтрами

В данном разделе рассмотрены входные блоки модифицированных радиометров, в которых формирование опорных сигналов происходит с использованием селективных свойств полосовых фильтров. Как следует из (1.17), полная мощность шума зависит не только от эффективной температуры, но и прямо пропорциональна полосе частот. Поэтому, устанавливая на выходе генератора шума полосовой фильтр можно эффективно менять выходную мощность шумового сигнала в конструкции "генератор – полосовой фильтр". На рис. 4.12 и 4.13 приведены структурные схемы приемных устройств, в которых для каждого из сигналов, как измеряемого, так и двух опорных, производится операция частотной селекции с помощью включенных последовательно с шумовыми генераторами и антенной трех полосовых фильтров. Основной особенностью полосовых фильтров является то, что они относятся к группе фильтров поглощающего типа. Данные фильтры пропускают сигнал в заданной полосе и поглощают другую часть сигнала, которая находится вне полосы пропускания, рассеивая ее на внутренних элементах фильтра. Приведенные схемы рассмотрены в общем виде. В частных случаях, при решении конкретных задач, во входных блоках могут отсутствовать один или два полосовых фильтра.

На рис. 4.12 приведена схема входного блока, для построения которой использовалась схема комбинированного блока (рис. 4.11), отличающаяся тем, что в нее включены три полосовых фильтра. Сигнал антенны А поступает на первый вход модулятора М через полосовой фильтр ПФ<sub>1</sub> с полосой пропускания  $\Delta f_1$ . Сигнал опорного генератора шума ГШ поступает на второй вход модулятора через другой полосовой фильтр ПФ<sub>2</sub> с рабочей полосой  $\Delta f_2$ . Дополнительный опорный сигнал генератора шума ДГШ передается в направленный ответвитель НО через последовательно включенный с ним третий полосовой фильтр ПФ<sub>3</sub> с полосой фильтрации  $\Delta f_3$ . Выход приемного блока соединен с входом радиометрического приемника, который имеет в своем составе фильтр ПФ, ограничивающий полосу принимаемых частот величиной  $\Delta f$ . Полосы пропускания фильтров во входном блоке радиометра

находятся в пределах полосы усиления сигналов приемником и обязательным является выполнение условия:

$$\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3 \leq \Delta f. \quad (4.48)$$

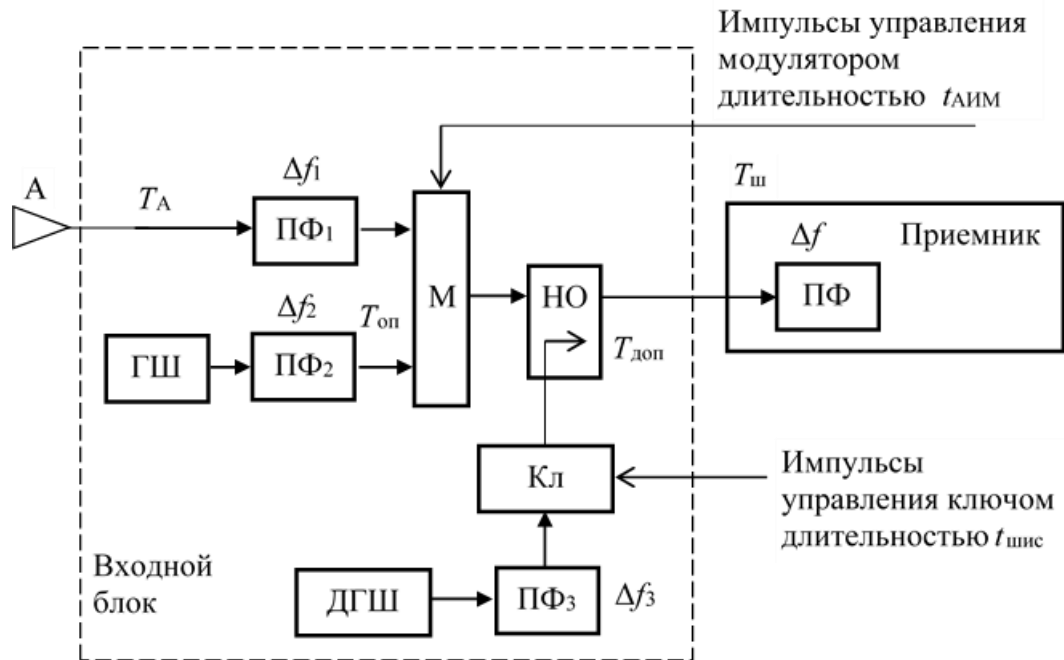


Рисунок 4.12 – Структурная схема входного блока с направленным ответвителем и полосовыми фильтрами

Как следует из линейного соотношения (1.17), доля уменьшения мощности сигналов в результате передачи через полосовые фильтры соответствует отношению полос фильтров ПФ1, ПФ2, ПФ3 к полосе приемника  $\Delta f$ . В результате нормирования сигналов к полосе работы приемника получаем для приведенной на рис. 4.2 модуляции следующие значения сигналов:

$$T_1 = T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + T_{доп} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} + T_{ш}; \quad T_2 = T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + T_{ш}; \quad T_3 = T_{оп} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + T_{ш}. \quad (4.49)$$

Подставляя (4.49) в (4.7) получаем:

$$t_{шис} = \frac{T_{оп} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} - T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f}}{T_{доп} \frac{\Delta f_3}{\Delta f}} \times t_{АИМ}. \quad (4.50)$$

Если фильтры ПФ1, ПФ2, ПФ3 отсутствуют, тогда полосы приема сигналов будут соответствовать полосе приемника  $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta f_3 = \Delta f$ , откуда следует полученная ранее формула (4.43) для  $t_{шис}$ .

Как следует из (4.50), наличие фильтров на выходе опорных генераторов шума ГШ и ДГШ позволяет достаточно просто изменять величину опорных сигналов  $T_{оп}$  и  $T_{доп}$  изменением полос соответствующих фильтров ПФ2 и ПФ3 в пределах полосы работы приемника. Для сигнала антенны  $T_A$  установка фильтра ПФ1 с полосой пропускания  $\Delta f_1$  позволяет производить спектральные измерения, выбирать диапазон измерений и менять его в пределах полной полосы приема, эффективно перестраивать полосу приема сигналов.

Из (4.50) определяем сигнал антенны  $T_A$ , минимальную  $T_{A,мин}$  и максимальную  $T_{A,макс}$  границы диапазона измерения антенного сигнала, его размах  $dT_A$ :

$$\begin{aligned}
T_A &= T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} - T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}, \\
T_{\text{А,мин}} &= T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} - T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} \quad (t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}); \quad T_{\text{А,макс}} = T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \quad (t_{\text{шис}} = 0), \\
dT_A &= T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1}.
\end{aligned} \tag{4.51}$$

Флуктуационная чувствительность радиометра с данным входным блоком и приведенной в (4.49) комбинации участвующих в модуляции сигналов определяется следующей формулой:

$$\begin{aligned}
\delta T_A &= \frac{\Delta f}{\Delta f_1} \times \frac{\sqrt{T_{\text{он}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} \left( T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} + T_{\text{он}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + 4T_{\text{ш}} \right) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f}}{\sqrt{2\Delta f}} \\
&\times \frac{\left( T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} - 2T_{\text{он}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} \right)}{\sqrt{\tau R}}.
\end{aligned} \tag{4.52}$$

Если измеряются сигналы антенны, мощности которых превышают мощность опорного сигнала, тогда дополнительный опорный шумовой сигнал добавляется к сигналу опорного генератора, когда последний подается на вход приемника. Тогда комбинация участвующих в модуляции сигналов, согласно рис. 4.2, будет следующая:

$$T_1 = T_{\text{он}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} + T_{\text{ш}}; \quad T_2 = T_{\text{он}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + T_{\text{ш}}; \quad T_3 = T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + T_{\text{ш}}. \tag{4.53}$$

Изменение участвующих в модуляции сигналов приводит к получению следующих соотношений для длительности широтно-импульсного сигнала, измеряемого сигнала антенны, минимальной и максимальной границ диапазона, его размаха:

$$\begin{aligned}
t_{\text{шис}} &= \frac{T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} - T_{\text{он}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f}}{T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f}} \times t_{\text{АИМ}}, \quad T_A = T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} + T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}, \\
T_{\text{А,мин}} &= T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \quad (t_{\text{шис}} = 0), \quad T_{\text{А,макс}} = T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} + T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} \quad (t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}), \\
dT_A &= T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1}.
\end{aligned} \tag{4.54}$$

Формула для расчета флуктуационной чувствительности в этом случае модуляции сигналов примет вид:

$$\begin{aligned}
\Delta T_A &= \frac{\Delta f}{\Delta f_1} \times \frac{\sqrt{T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} \left( T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} + 2T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + 4T_{\text{ш}} \right) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f}}{\sqrt{2\Delta f}} \\
&\times \frac{\left( T_{\text{оп}} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + T_{\text{доп}} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} \right)}{\sqrt{\tau R}}.
\end{aligned} \tag{4.55}$$

Во входном блоке с двумя модуляторами (рис. 4.13) опорные сигналы первого и второго генераторов шума ГШ<sub>1</sub> и ГШ<sub>2</sub> поступают на вход модулятора М<sub>2</sub> через соответствующие полосовые фильтры ПФ<sub>2</sub> и ПФ<sub>3</sub> с полосами пропускания  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$ . Антенна А подключается через полосовой фильтр

ПФ<sub>1</sub> к основному модулятору М<sub>1</sub>. Установка этого фильтра позволяет выполнять спектральные измерения.

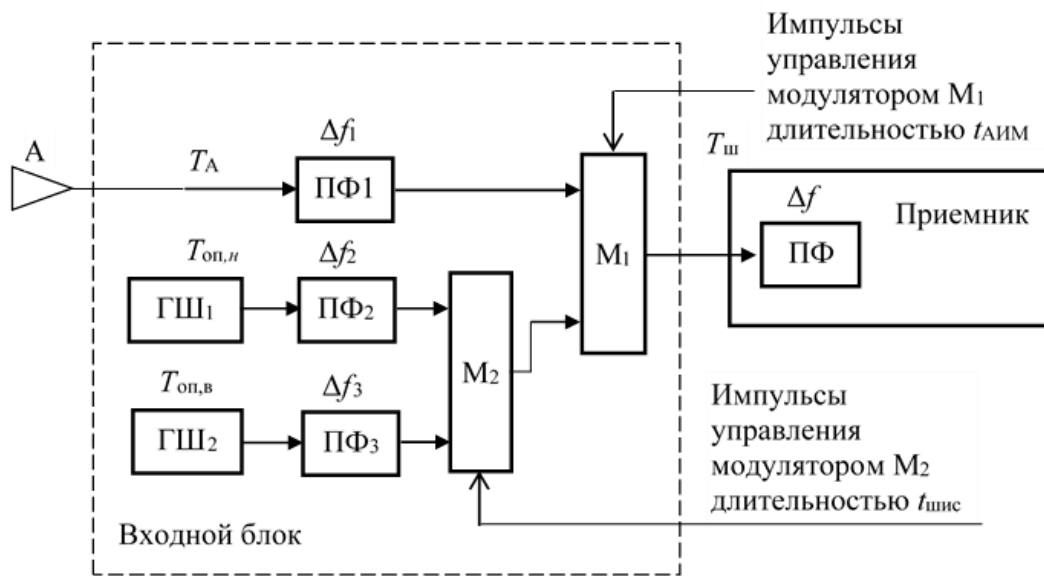


Рисунок 4.13 – Структурная схема входного блока радиометра с двумя модуляторами и полосовыми фильтрами

Исходя из структурной схемы входного блока, в нем выполняется модуляция следующих сигналов (рис. 4.2):

$$T_1 = T_{оп,в} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} + T_{ш}, T_2 = T_{оп,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + T_{ш}, T_3 = T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + T_{ш}, \quad (4.56)$$

где  $T_{оп,н}$  и  $T_{оп,в}$  – сигналы, вырабатываемые соответственно генераторами шума ГШ<sub>1</sub> и ГШ<sub>2</sub> низкой и высокой интенсивности,  $T_A$  – сигнал антенны.

Подстановкой соотношений (4.56) в (4.7) получаем следующую формулу для определения длительности широтно-импульсного сигнала, управляющего модулятором М<sub>2</sub>:

$$t_{шис} = \frac{T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} - T_{оп,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f}}{T_{оп,в} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} - T_{оп,в} \frac{\Delta f_2}{\Delta f}} \times t_{АИМ}. \quad (4.57)$$

Из (4.55) находим выражения для определения сигнала антенны, его границ изменения и размаха диапазона:

$$T_A = T_{оп,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} + \left( T_{оп,в} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} - T_{оп,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right) \frac{t_{шис}}{t_{АИМ}},$$

$$T_{A,мин} = T_{оп,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \quad (t_{шис} = 0), \quad T_{A,макс} = T_{оп,в} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} \quad (t_{шис} = t_{АИМ}), \quad (4.58)$$

$$dT_A = T_{оп,в} \frac{\Delta f_3}{\Delta f_1} - T_{оп,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1}.$$

Флуктуационная чувствительность радиометра с данным блоком находится из формулы:



$$\Delta T_A = \frac{\Delta f}{\Delta f_1} \times \frac{\sqrt{T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} \left( T_{on,с} \frac{\Delta f_3}{\Delta f} + T_{on,н} \frac{\Delta f_2}{\Delta f} + T_A \frac{\Delta f_1}{\Delta f} + 4T_{ш} \right) + 2T_{ш}^2 - \frac{-T_{on,с} T_{on,н} \frac{\Delta f_2 \Delta f_3}{\Delta f^2}}{\sqrt{\tau R}}}}{\sqrt{2\Delta f}} \quad (4.59)$$

Таким образом, при формировании опорных сигналов, регулировку выходной мощности генератора шума можно выполнить либо последовательно включенным с ним аттенуатором (активное подавление сигнала), либо полосовым фильтром (уменьшение мощности сигнала за счет ограничения полосы частот). В случае использования генератора шума с высокой эффективной температурой на выходе, его мощность удобно уменьшить с помощью аттенуатора. С точки зрения конструкции, этот вариант проще и экономичнее, чем использование для этих целей перестраиваемого полосового фильтра. Аттенуатором можно произвести плавную доводку сигнала до номинала. Однако мощность сигнала структуры "генератор шума – аттенуатор" не может быть получена менее величины, соответствующей термодинамической температуре аттенуатора.

#### 4.7. Расчет параметров низкочастотного тракта обработки сигналов

В предыдущем разделе рассмотрены входные блоки модифицированного радиометра, в которых выполняется модуляция опорных сигналов и измеряемого. Для каждого приемного устройства получены формулы (4.17), (4.27), (4.37) для определения произведения  $\tau R$ .

Обеспечение необходимой чувствительности радиометра зависит также от выбора параметров низкочастотного тракта  $\tau$  и  $R$ . Постоянная времени синхронного фильтра  $\tau$  непосредственно связана с динамикой работы контура авторегулирования нулевого баланса и может изменяться в небольших пределах. Поэтому остается один параметр, изменяя который можно установить необходимый порог обнаружения сигнала. Это число накопленных значений сигнала антенны  $R$ , которое задает количество переданных из блока управления в динамический интегратор цифровых кодов и связано с временем измерения.

Рассмотрим определение  $\tau$  и  $R$  для приемного блока с направленным ответвителем, в котором ввод дополнительного опорного сигнала осуществляется в антенный тракт (рис. 4.5). Пусть требуется обеспечить динамический диапазон измерений 0 К – 300 К для радиометрического приемника с шумовой температурой  $T_{ш} = 200$  К и полосой  $\Delta f = 100$  МГц. В этом диапазоне необходимо получить минимальный порог обнаружения сигнала 0,05 К ( $\delta T_{A,макс} = 0,05$ К). Зададимся частотой модуляции в радиометре 1 кГц, для которой  $t_{AIM} = 500$  мкс.

Вначале находим уровни опорных сигналов  $T_{оп}$  и  $T_{доп}$ , используя полученные соотношения (4.13):  $T_{оп} = T_{A,макс} = 300$  К,  $T_{доп} = T_{оп} - T_{A,мин} = 300$  К.

Далее, используя (4.17), определяем из формулы произведения  $\tau R$ :

$$\tau R = \frac{(T_{оп} + T_{ш})^2 + \frac{T_{доп}^2}{8}}{df \Delta T_{A,макс}^2} = 1.045 .$$

Для обеспечения необходимых динамических свойств системы авторегулирования нулевого баланса выбираем  $\tau = 30t_{AIM} = 15 \times 10^{-3}$  сек. Откуда:

$$R = \frac{1.045}{\tau} = 69 .$$

Время измерения  $t_{изм} = 2t_{AIM}R$  для периода модуляции 1 мсек составит 69 мсек (время накопления и получение одного результата измерения).

Определим требуемую разрядность выходного цифрового кода радиометра для обеспечения необходимой чувствительности. Найдем количество минимальных значений сигнала антенны, которые укладываются на диапазоне измерения (учитываем, что для данной структуры входного блока диапазон измерений согласно (4.14) равен  $dT_A = T_{\text{доп}}$ ):

$$N = \frac{dT_A}{\delta T_{A,\text{макс}}} = \frac{300}{0,05} = 6000.$$

Тогда количество разрядов выходного цифрового кода радиометра составит:

$$n = \log_2 N = \log_2 6000.$$

Округлением до целого, в большую сторону, получаем разрядность кода  $n = 13$ .

Используя приведенные выше вычисления для других рассмотренных входных блоков, можно получить необходимые данные для проектирования низкочастотного узла модифицированного нулевого радиометра.

#### 4.8. Анализ погрешности передаточной характеристики модифицированного радиометра

Как следует из структурной схемы на рис. 4.3, новым узлом модифицированного нулевого радиометра является расположенная в низкочастотном тракте схема исключения в передаваемых сигналах постоянной составляющей СИПС. Для данной схемы важным является соблюдение условия максимального сохранения формы передаваемых через нее импульсных сигналов. Искажения формы приводят к нарушению равенства вольт-секундных площадей отрицательного и положительного импульсов модуляционной последовательности сигналов и в результате произойдет дополнительный сдвиг этой последовательности относительно нулевой оси времени. Этот сдвиг приведет к появлению в передаточной характеристике радиометра погрешности нелинейности.

При проведении анализа рассмотрим в качестве схемы исключения постоянной составляющей  $CR$ -цепь, фильтр верхних частот первого порядка. Будем полагать, что на СИПС поступают импульсы с плоскими вершинами.

На рис. 4.14 приведены временные диаграммы первого полупериода амплитудно-импульсной модуляции сигналов на входе (рис. 4.14а) и выходе (рис. 4.14б) схемы СИПС. При передаче импульсов появляются искажения в виде экспоненциального спада вершины. В конце действия импульса положительной полярности его амплитуда уменьшается на величину  $\Delta U$ . Следовательно, амплитуда отрицательного импульса, непосредственно примыкающего к положительному, будет больше на величину  $\Delta U$ . Вольт-секундные площади положительного  $S_+$  и отрицательного  $S_-$  импульсов на выходе СИПС определим интегрированием на соответствующих интервалах  $t_{\text{шикс}}^+$  и  $t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шикс}}^+$  (значок + при длительности широтно-импульсного сигнала означает, что данный импульсный сигнал следует в начале полупериода амплитудно-импульсной модуляции):

$$S_+ = \int_0^{t_{\text{шикс}}^+} U_+ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{сипс}}}\right) dt = \tau_{\text{сипс}} U_+ \left[1 - \exp\left(-\frac{t_{\text{шикс}}^+}{\tau_{\text{сипс}}}\right)\right]. \quad (4.60)$$

$$S_- = \int_0^{t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шикс}}^+} (U_- + \Delta U_+) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{сипс}}}\right) dt = \tau_{\text{сипс}} \left[ U_- + U_+ \left(1 - \exp\left(-\frac{t_{\text{шикс}}^+}{\tau_{\text{сипс}}}\right)\right) \right] \times \\ \times \left[1 - \exp\left(-\frac{t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шикс}}^+}{\tau_{\text{сипс}}}\right)\right], \quad (4.61)$$

где  $\tau_{\text{сипс}}$  – постоянная времени схемы СИПС, равная произведению  $CR$ ,  $U_+$  и  $U_-$  – амплитуды положительного и отрицательного импульсов.

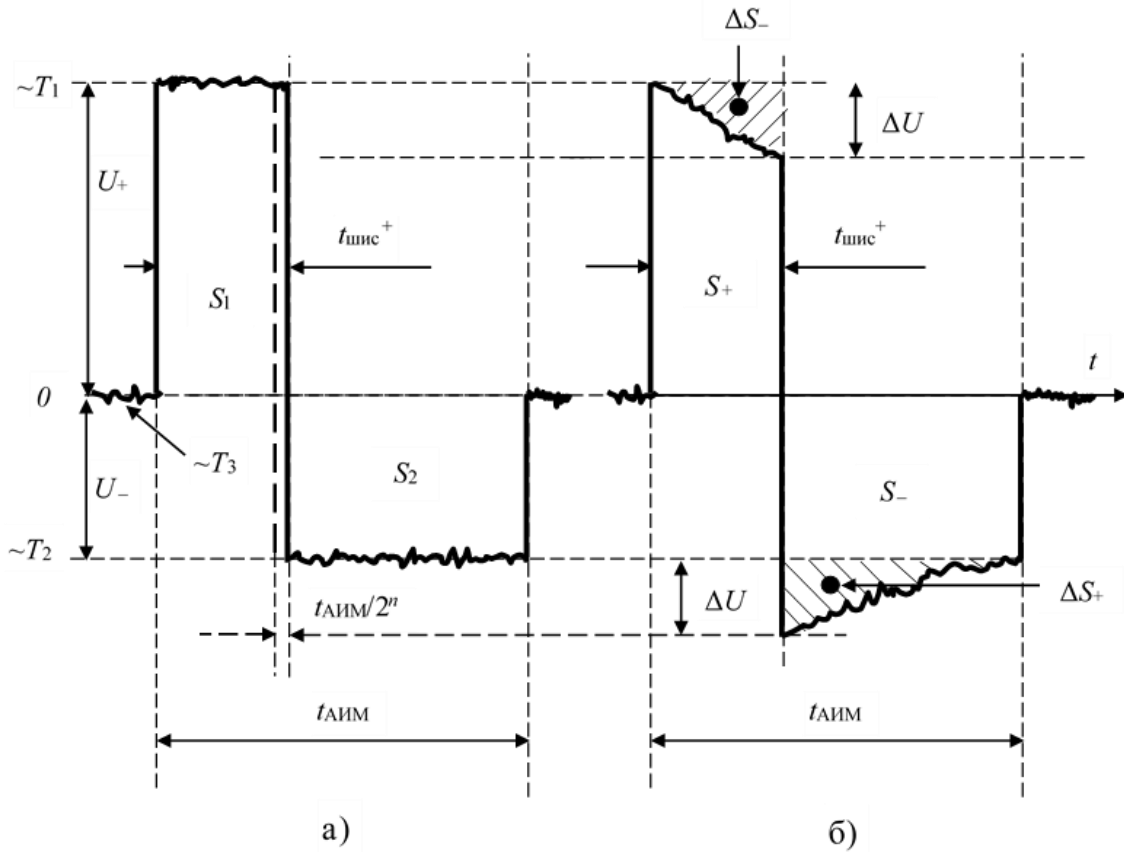


Рисунок 4.14 – Временные диаграммы сигналов на входе (а) и выходе (б) схемы исключения постоянной составляющей

Условием нулевого баланса является равенство  $S_+ = S_-$ . Производим подстановку в это равенство полученных выражений (4.60), (4.61) и решаем относительно длительности широтно-импульсного сигнала  $t_{\text{шипс}}^+$ , регулирующего нулевой баланс в радиометре:

$$t_{\text{шипс}}^+ = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{U_+ + U_- \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{U_+ + U_-} \right). \quad (4.62)$$

Подставляя в (4.62) выражения для амплитуд положительного и отрицательного импульсов из (4.4) и (4.5), получим:

$$t_{\text{шипс}}^+ = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{T_1 - T_3 + (T_3 - T_2) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{T_1 - T_2} \right). \quad (4.63)$$

Полученное выражение (4.63) является передаточной характеристикой радиометра, работающего по принципу модифицированного нулевого метода, согласно которому происходит определение измеряемого сигнала антенны через длительность действия широтно-импульсного опорного сигнала. Если в формуле (4.63) постоянную времени цепи  $\tau_{\text{сипс}}$  выбрать много больше длительности полупериода  $t_{\text{АИМ}}$  (в этом случае будет происходить передача импульсов через СИПС без искажений), то мы получим ранее выведенную формулу (4.7). Отсюда следует, что с уменьшением постоянной времени СИПС увеличиваются искажения вольт-секундных площадей импульсов и это приводит к увеличению нелинейности преобразования  $t_{\text{шипс}} = f(T_A)$ . Но, с другой стороны, уменьшение постоянной времени увеличивает быстрдействие системы по регулировке нулевого баланса.

Выражение (4.63) имеет общий вид при анализе погрешности нелинейности передаточной характеристики радиометра, вызванной прохождением сигналов через СИПС. В конкретных случаях необходимо учитывать построение приемных блоков на входе радиометра. Для примера рассмотрим схему, приведенную на рис. 4.5. Для этого произведем подстановку в (4.63) сигналов  $T_1, T_2, T_3$  из (4.10):

$$t_{\text{шис}}^+ = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{T_{\text{доп}} + T_A - T_{\text{оп}} + (T_{\text{оп}} - T_A) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{T_{\text{доп}}} \right). \quad (4.64)$$

Чтобы оценить влияние постоянной времени  $\tau_{\text{сипс}}$  на линейность передаточной характеристики радиометра (4.64), произведем графические построения для диапазона измерения 50 К ÷ 350 К, частоты амплитудно-импульсной модуляции 1 кГц ( $t_{\text{АИМ}} = 500 \mu\text{с}$ ). Из построенных на рис. 4.15 зависимостей для шести значений постоянных времени  $\tau_{\text{сипс}}$ , равных 10, 5, 2.5, 1, 0.5, 0.25 мс, следует, что отклонение характеристик от прямой линии тем больше, чем меньше постоянная времени схемы СИПС.

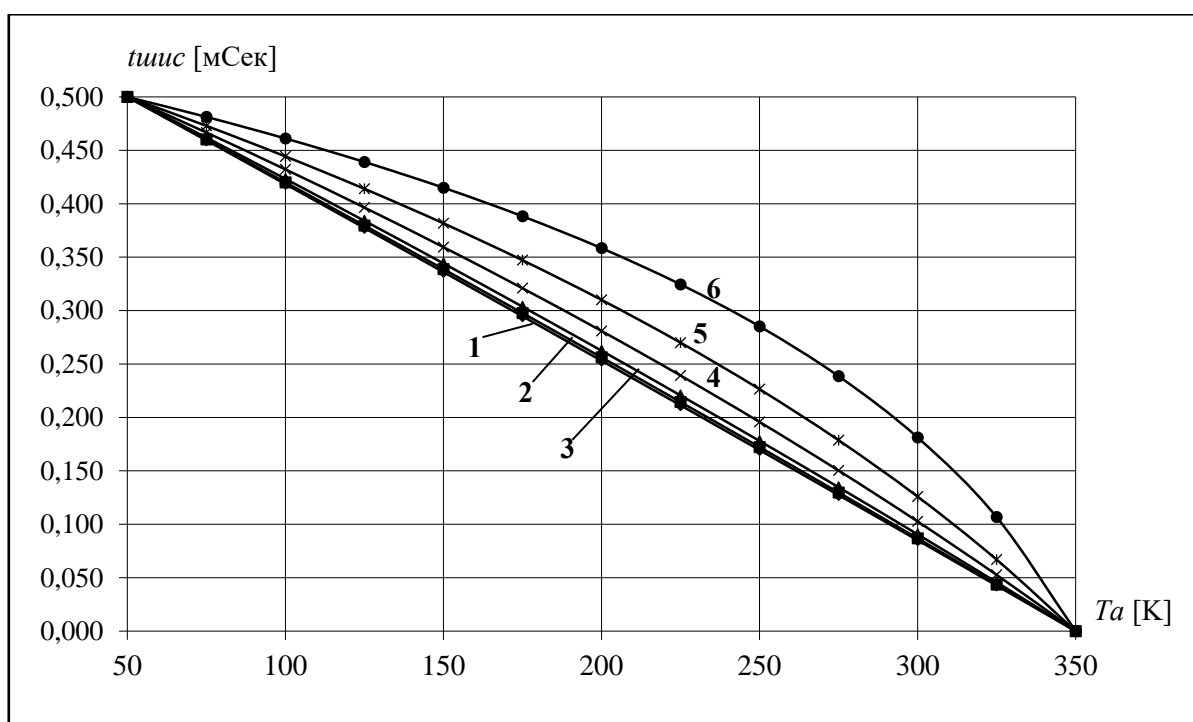


Рисунок 4.15 – Передаточные характеристики радиометра с приемным блоком, выполненным по схеме на рис. 4.5. Характеристики построены для различных постоянных времени СИПС и для вида модуляции, приведенной на рис. 4.14; 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2.5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0.5 мс, 6 – 0.25 мс

На рис. 4.16 приведены кривые, характеризующие погрешность нелинейности преобразования  $\delta t_{\text{шис}}^+$  на рассмотренном интервале диапазона измерения, построенные по следующей формуле:

$$\delta t_{\text{шис}}^+ = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{T_{\text{доп}} + T_A - T_{\text{оп}} + (T_{\text{оп}} - T_A) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{T_{\text{доп}}} \right) - \frac{T_{\text{оп}} - T_A}{T_{\text{доп}}} t_{\text{АИМ}}. \quad (4.65)$$

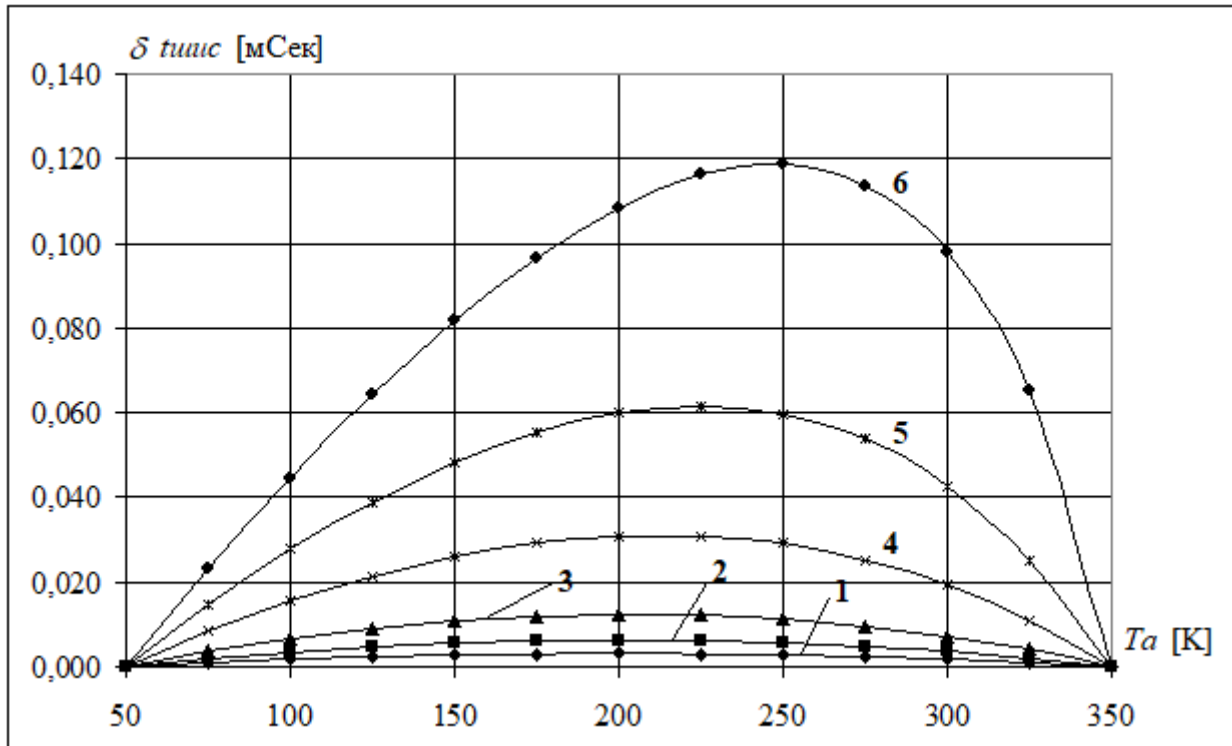


Рисунок 4.16 – Погрешность нелинейности радиометра с входным блоком, выполненным по схеме на рис. 4.5. Кривые построены для различных постоянных времени СИПС и для вида модуляции, приведенной на рис. 4.14; 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2,5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0,5 мс, 6 – 0,25 мс

Определим сигнал антенны, при котором погрешность нелинейности принимает максимальное значение. Для этого продифференцируем (4.65) по искомому параметру и приравняем производную нулю:

$$\frac{d\delta t_{\text{шис}}^+}{dT_A} = \frac{\tau_{\text{сипс}} T_{\text{доп}}}{T_{\text{доп}} + (T_A - T_{\text{оп}}) \left[ 1 - \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) \right]} \times \frac{1 - \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{T_{\text{доп}}} + \frac{t_{\text{АИМ}}}{T_{\text{доп}}} = 0.$$

Откуда:

$$T_A = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} \left[ \frac{\tau_{\text{сипс}}}{t_{\text{АИМ}}} + \frac{1}{1 - \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)} \right]. \quad (4.66)$$

Тогда максимальное значение погрешности  $\delta t_{\text{шис, макс}}^+$  находим подстановкой найденного сигнала антенны (4.66) в формулу (4.65):

$$\delta t_{\text{шис, макс}}^+ = \tau_{\text{сипс}} \ln \left[ \frac{\tau_{\text{сипс}} \left[ \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) - 1 \right]}{t_{\text{АИМ}}} \right] + \frac{t_{\text{АИМ}}}{\exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) - 1} - \tau_{\text{сипс}}. \quad (4.67)$$

Из (4.67) следует, что максимальная погрешность нелинейности преобразования не зависит от модулируемых на входе радиометра шумовых сигналов, а зависит только от значений  $t_{\text{АИМ}}$  и  $\tau_{\text{сипс}}$ . Для заданного  $\tau_{\text{сипс}}$  можно по формуле (4.67) определить максимальную погрешность нелинейности

передаточной характеристики модифицированного радиометра. Или, наоборот, задаваясь максимальным значением  $\delta t_{\text{шис, макс}}^+$ , численными методами можно найти необходимую величину постоянной времени схемы СИПС. На рис. 4.17 приведена графическая иллюстрация зависимости  $\delta t_{\text{шис, макс}}^+ = f(\tau_{\text{сипс}})$ , вычисленная по формуле (4.67), на которой погрешность указана в процентном отношении.

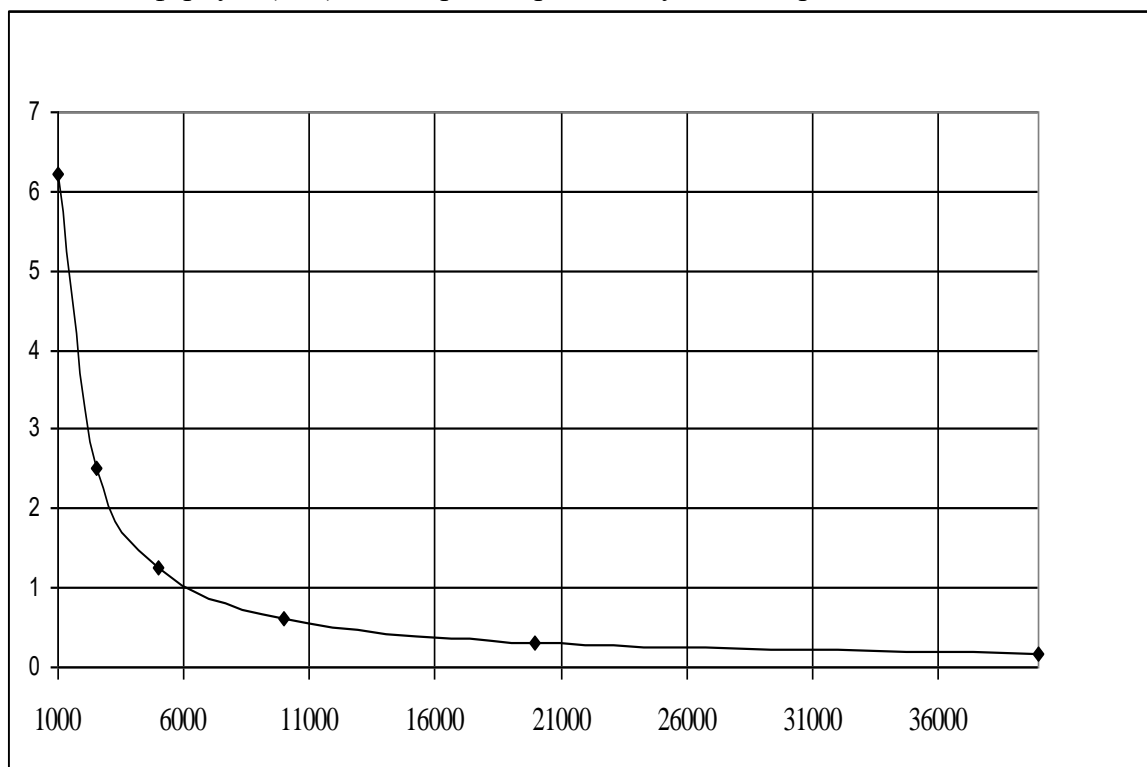


Рисунок 4.17 – Зависимость максимального значения погрешности нелинейности радиометра от постоянной времени схемы СИПС

Рассчитанные аналогичным образом максимальные значения погрешности нелинейности передаточной характеристики радиометра с входными блоками, изображенными на рис. 4.7 и 4.9, дают одинаковые результаты, которые совпадают с найденным выражением (4.67).

В табл. 4.4 приведены данные по максимальной погрешности нелинейности, рассчитанные по формуле (4.67) для значений постоянной времени цепи схемы исключения постоянной составляющей, равных 5, 10, 20, 40, 70, 100 мс. При расчетах длительность полупериода амплитудно-импульсной модуляции  $t_{\text{аим}}$  выбиралась равной 500 мкс. В данной таблице приведены значения шумовых температур антенны, при которых погрешность нелинейности передаточной характеристики радиометра имеет максимальную величину. При расчетах предполагалось, что диапазон измерений имеет размах 300 К,  $T_{\text{А, мин}} = 50 \text{ К}$ ,  $T_{\text{А, макс}} = 350 \text{ К}$ , середине шкалы соответствует эффективная температура 200 К.

Таблица 4.4

$\tau_{\text{сипс}}, \text{ мс}$	$\delta t_{\text{шис, макс}}^+, \text{ мкс}$	$\delta t_{\text{шис, макс}}^+, \%$	$T_{\text{А}}, \text{ К}$
5	6.25	1.25	202.5
10	3.13	0.63	201.23
20	1.62	0.324	200.6
40	0.77	0.154	200.24
70	0.47	0.094	200.05
100	0.31	0.062	199.94

Рассмотрим передачу сигналов через СИПС, если широтно-модулированный сигнал  $t_{\text{шис}}^-$  следует в конце полупериода амплитудно-импульсной модуляции, как это показано на рис. 4.18

(значок  $\bar{\quad}$  при длительности широтно-импульсного сигнала означает, что данный импульсный сигнал следует в конце полупериода). Проведя аналогичный анализ, получим следующую формулу передаточной характеристики радиометра:

$$t_{\text{шис}}^- = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{(T_1 - T_2) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{(T_1 - T_3) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_3 - T_2)} \right). \quad (4.63)$$

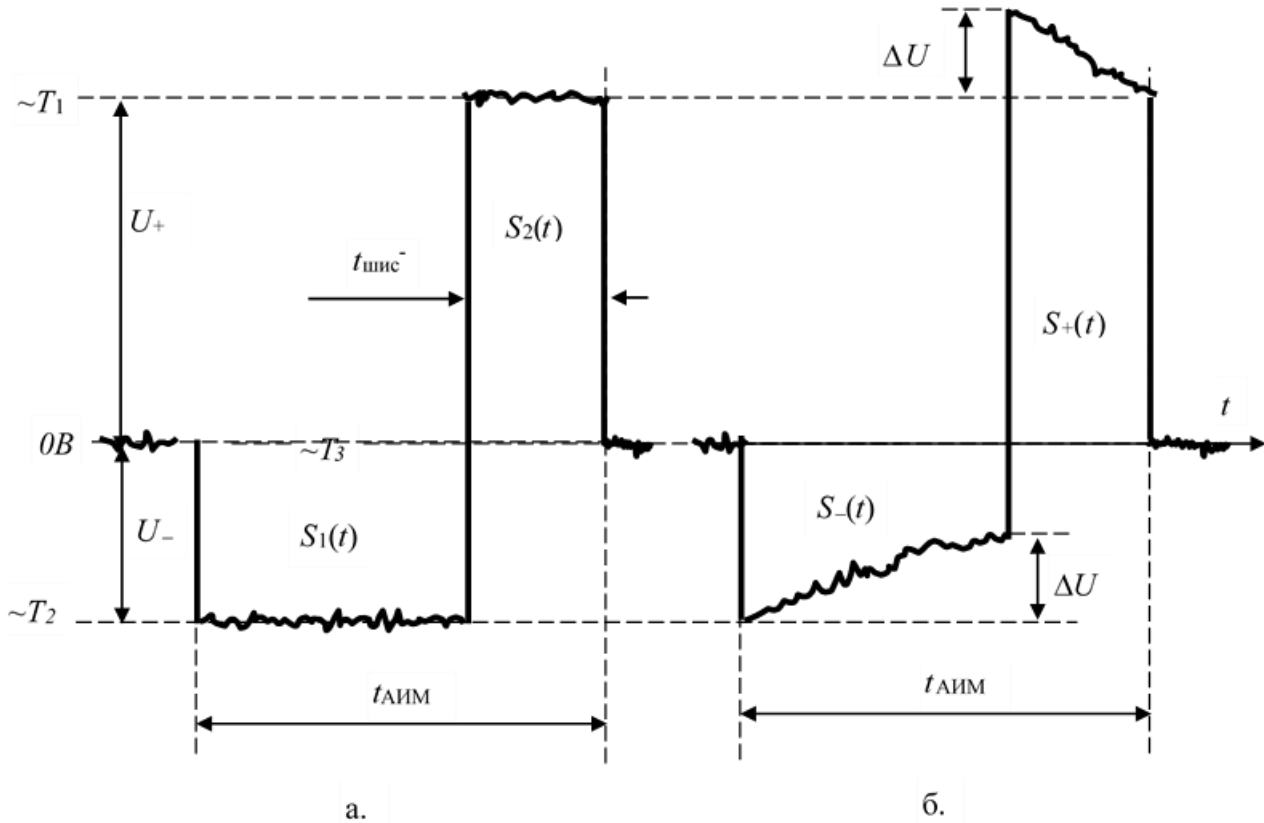


Рисунок 4.18 – Временные диаграммы сигналов на входе (а) и выходе (б) схемы исключения постоянной составляющей в случае следования широтного сигнала в конце полупериода амплитудно-импульсной модуляции

После подстановки в (4.68) сигналов из (4.10), для приемного блока на рис. 4.5 получим:

$$t_{\text{шис}}^- = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{T_{\text{доп}} \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{(T_{\text{доп}} + T_{\text{А}} - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_{\text{А}})} \right). \quad (4.69)$$

На рис. 4.19 приведены построенные по формуле (4.69) зависимости передаточной характеристики радиометра для разных постоянных времени схемы СИПС. На рис. 4.20 показаны кривые изменения погрешности нелинейности передаточной характеристики в зависимости от сигнала антенны. Анализируя данные характеристики и характеристики на рис. 4.15 и 4.16 можно отметить, что погрешность нелинейности при следовании широтного сигнала в конце или начале полупериода амплитудно-импульсной модуляции имеет разные знаки и примерно одинаковые величины. Данное свойство с целью снижения погрешности нелинейности используется при построении двух- и многоприемниковых нулевых радиометров, которые будут описаны в следующих главах.

Максимальное значение погрешности нелинейности для данного вида следования широтно-импульсного сигнала и сигнал антенны, для которого эта погрешность имеет максимальное значение, рассчитываются по следующим формулам:

$$\delta t_{\text{шис, макс}}^- = \tau_{\text{сипс}} \ln \left( \frac{t_{\text{АИМ}} \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{\tau_{\text{сипс}} \left[ \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) - 1 \right]} \right) - \frac{t_{\text{АИМ}} \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{\exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) - 1} + \tau_{\text{сипс}}. \quad (4.70)$$

$$T_A = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} \left[ \frac{\exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) - \tau_{\text{сипс}}}{\exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) - 1} - \frac{\tau_{\text{сипс}}}{t_{\text{АИМ}}} \right]. \quad (4.71)$$

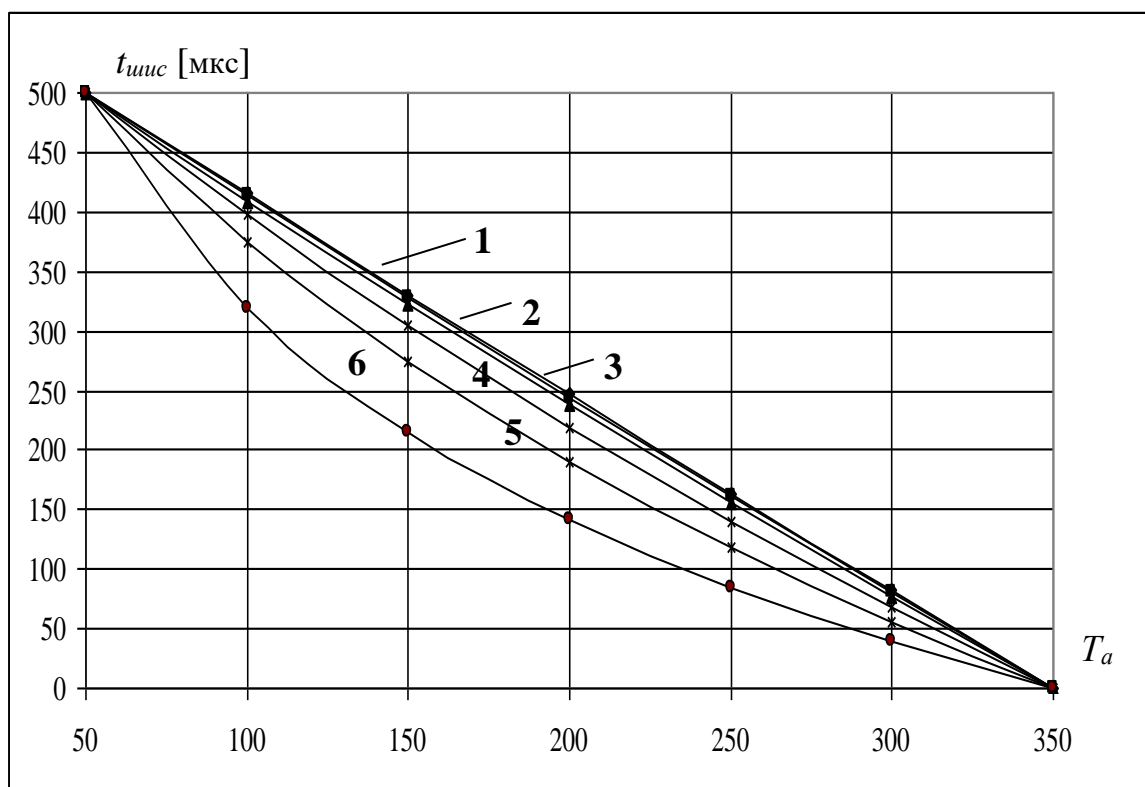


Рисунок 4.19 – Передаточные характеристики радиометра с приемным блоком, выполненным по схеме на рис. 4.5, построенные для различных постоянных времени СИПС и для вида модуляции, приведенной на рис. 4.18; 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2.5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0.5 мс, 6 – 0.25 мс



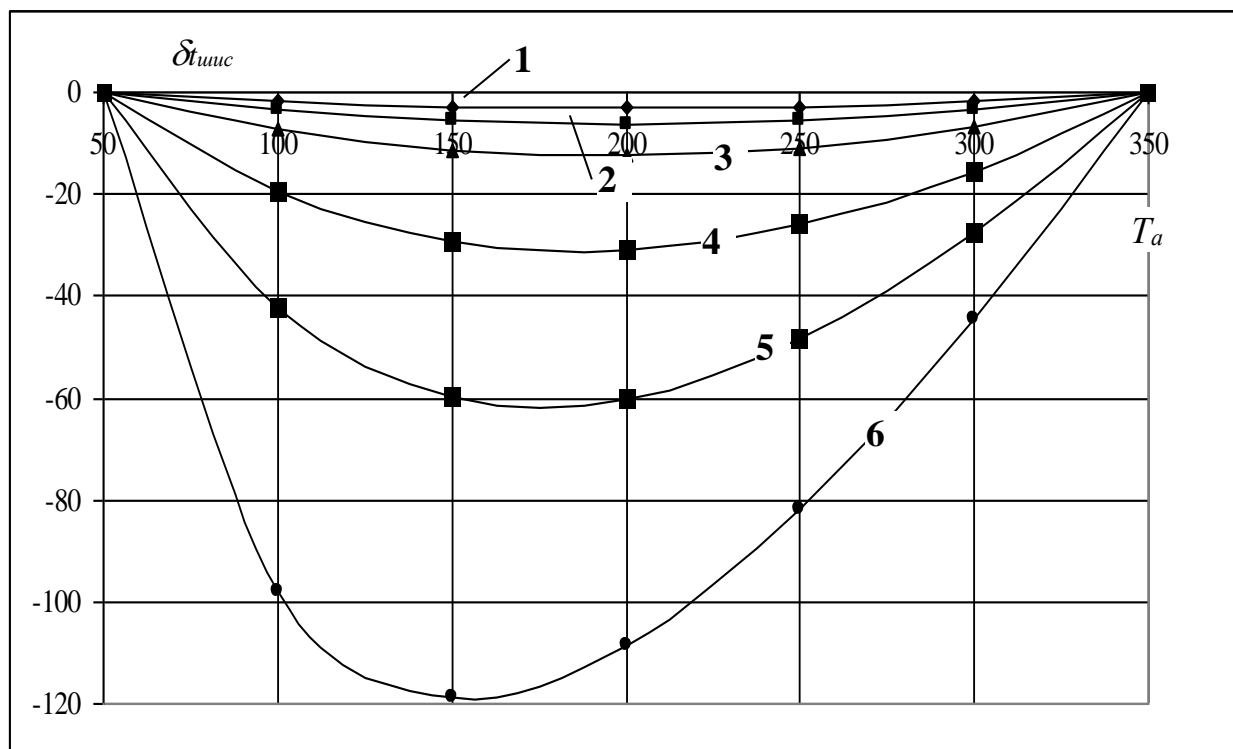


Рисунок 4.20 – Погрешность нелинейности радиометра с входным блоком, выполненным по схеме на рис. 4.5. Кривые построены для различных постоянных времени СИПС и для вида модуляции, приведенной на рис. 4.18; 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2.5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0.5 мс, 6 – 0.25 мс

Из проведенного анализа погрешности нелинейности можно определить чувствительность аналогового компаратора, расположенного за схемой СИПС в измерительном тракте радиометра (рис. 4.3). Изменение вольт-секундных площадей положительного и отрицательного импульсов модулированной последовательности сигналов происходит при регулировании нулевого баланса изменением длительности  $t_{шис}$ . Изменение длительности  $t_{шис}$  выполняет цифровой блок управления на 1 временной дискрет, величина которого эквивалентна младшему разряду выходного цифрового кода блока управления и равна  $t_{АИМ}/2^n$ , где  $n$  - разрядность цифрового кода. Согласно рис. 4.14, минимальная величина, на которую изменяются вольт-секундные площади положительного и отрицательного импульсов при регулировании  $t_{шис}$  на 1 дискрет, равна:

$$S_{1мп} = (U_+ + U_-) \frac{t_{АИМ}}{2^n} = \frac{U t_{АИМ}}{2^n} . \quad (4.72)$$

где  $U$  – сумма амплитуд положительного  $U_+$  и отрицательного  $U_-$  импульсов, пропорциональная разности  $T_1 - T_2$ , является неизменной величиной.

Так как изменение цифрового кода на 1 младший разряд эквивалентно изменению длительности  $t_{шис}$  на один младший дискрет, следовательно, последовательность импульсов смещается относительно нулевой оси времени на значение, равное напряжению:

$$U_{мп} = \frac{S_{1мп}}{t_{АИМ}} . \quad (4.73)$$

Или, после подстановки в (4.73) соотношения (4.72), получим:

$$U_{мп} = \frac{U}{2^n} . \quad (4.74)$$

Чувствительность компаратора должна быть лучше или равна  $U_{мп}$ .

#### 4.9. Вопросы для самопроверки

1. Кто впервые применил метод с импульсным подшумливанием для создания нулевого радиометра.
2. Какие два вида импульсной модуляции используются в модифицированном нулевом радиометре.
3. Через какой параметр модифицированного радиометра определяется сигнал антенны косвенным способом.
4. Какие две операции выполняются над сигналами в низкочастотном тракте, чтобы реализовать в радиометре модифицированный нулевой метод.
5. Из каких функциональных блоков состоит обобщенная схема модифицированного радиометра.
6. По какому алгоритму работает цифровой блок управления радиометром.
7. С чем связана необходимость применения в модифицированном нулевом радиометре различных входных блоков.
8. Нарисуйте структурную схему входного блока радиометра с вводом дополнительного опорного сигнала в тракт антенны через направленный ответвитель. По какой формуле определяется флуктуационная чувствительность радиометра с данным блоком на входе. Как сказывается влияние изменений опорных источников шумовых сигналов в данном входном блоке на точность измерений.
9. Нарисуйте структурную схему входного блока модифицированного радиометра с вводом дополнительного опорного сигнала в опорный тракт через направленный ответвитель. По какой формуле определяется чувствительность радиометра с данным блоком на входе. Как сказывается влияние изменений опорных источников шумовых сигналов в данном входном блоке на точность измерений.
10. Нарисуйте структурную схему входного блока модифицированного радиометра на основе двух модуляторов. По какой формуле определяется чувствительность радиометра с данным блоком на входе. Как сказывается влияние изменений опорных источников шумовых сигналов в данном входном блоке на точность измерений.
11. В чем особенность комбинированного входного блока, нарисуйте его структурную схему.
12. В каких случаях лучше всего применять входной блок с полосовыми фильтрами в составе модифицированного радиометра. Опишите характерные особенности функционирования радиометра с данным блоком на входе.
13. Какими характеристиками низкочастотного тракта определяется чувствительность модифицированного радиометра.
14. От какой схемы низкочастотного тракта радиометра зависит линейность передаточной характеристики.
15. Для каких сигналов антенны погрешность передаточной характеристики принимает максимальное значение.
16. Отметьте особенность применения оконечного узла измерительного тракта и какие параметры влияют на его чувствительность

## ГЛАВА 5. УПРАВЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ ИЗМЕРЕНИЯ СИГНАЛОВ АНТЕННЫ В НУЛЕВЫХ МОДИФИЦИРОВАННЫХ РАДИОМЕТРАХ

### 5.1. Цель обучения

В данной главе изучаются способы изменения динамического диапазона измерения в модифицированных нулевых радиометрах с применением различных видов модулирующих функций, что позволяет выполнять радиометры многодиапазонными без проведения оперативных регулировок опорных шумовых сигналов во входных приемных блоках. После изучения данной главы студент должен:

1. Понимать, с чем связана сложность измерения антенных шумовых сигналов в широком динамическом диапазоне.
2. Знать способы, применяемые для изменения диапазона измерения в модифицированных нулевых радиометрах, такие как смена вида модулирующей функции (введение дополнительных периодов модуляции) и изменение времени поступления опорного шумового сигнала в измерительный тракт.

### 5.2. Проблема регистрации сигналов в широком динамическом диапазоне

В модифицированных нулевых радиометрах минимальная и максимальная границы шкалы измеряемых шумовых температур антенны соответствуют двум крайним значениям длительности широтно-импульсного сигнала  $t_{\text{шис}}$ , равным 0 и  $t_{\text{аим}}$ . Как следует из полученных передаточных характеристик (4.11), (4.24), (4.33), (4.43), границы диапазона определяются эффективными температурами опорных генераторов шума. Следовательно, изменение диапазона измерений может быть выполнено регулировкой опорных сигналов. Если, например, в генераторе шума используется полупроводниковый лавинно-пролетный диод, изменение выходного сигнала можно осуществить регулировкой питающего диод тока. Затрудняет такую регулировку нелинейная зависимость выходной мощности генератора от протекающего через диод тока. Отсюда следует, что для установки границ диапазона измерения необходимо изготовить источники с регулировкой тока в широких пределах. Необходимо учитывать, что диоды имеют большой технологический разброс параметров и после их замены источники тока вновь необходимо настраивать. Это является трудоемкой операцией, выполнение которой приводит к погрешности, снижающей точность измерений. При таком методе изменения границ диапазона измерения количество поддиапазонов будет определяться количеством образцовых источников тока.

Сложнее обстоит дело с изменением границы диапазона измерений, которая определяется не шумовым диодом, а сигналом согласованной нагрузки. Изменение генерируемого согласованной нагрузкой шума можно получить только изменением ее физической температуры, при которой она находится во входном блоке радиометра. Применение регулируемых управляемых фильтров для изменения мощности опорного сигнала, использование перестраиваемых аттенюаторов усложняет приемный блок радиометра и одновременно снижает точность измерений.

### 5.3. Регулировка диапазона измерения формированием дополнительных периодов модуляции двух типов

В данном разделе описан способ регулировки диапазона измерения в модифицированном радиометре без изменения выходных сигналов опорных источников шума во входном блоке. Этот способ заключается в изменении функции модуляции дополнительного опорного генератора шума.

Периодическая последовательность промодулированных сигналов, кроме периода, в котором осуществляется широтно-импульсная модуляция, содержит дополнительные периоды двух типов. Количество дополнительных периодов определяет размах диапазона измерения, а тип – смещение шкалы преобразования в сторону низких или высоких шумовых температур сигнала антенны.

Дополнительные периоды модуляции двух типов имеют одинаковую длительность с основным периодом, где выполняется широтно-импульсная модуляция, и состоят из двух равных по длительности

полупериодов  $t_{\text{АИМ}}$ . Первый тип дополнительных периодов изображен на рис. 5.1а. На этом временном интервале модулируются сигналы  $T_2$  и  $T_3$ . В дополнительном периоде второго типа, который показан на рис. 5.1б, модуляции подвергаются сигналы  $T_1$  и  $T_3$ . На рис. 5.1в показан рассмотренный ранее основной период модуляции с широтно-модулированным сигналом дополнительного опорного источника шума. В зависимости от диапазона измеряемых сигналов полный период модуляции формируется из необходимого числа трех стандартных, приведенных на рис. 5.1 периодов по следующему правилу: в начале полного периода модуляции следуют дополнительные периоды, число и тип которых определяют диапазон измерения, и заканчивается полный период модуляции всегда одним основным периодом.

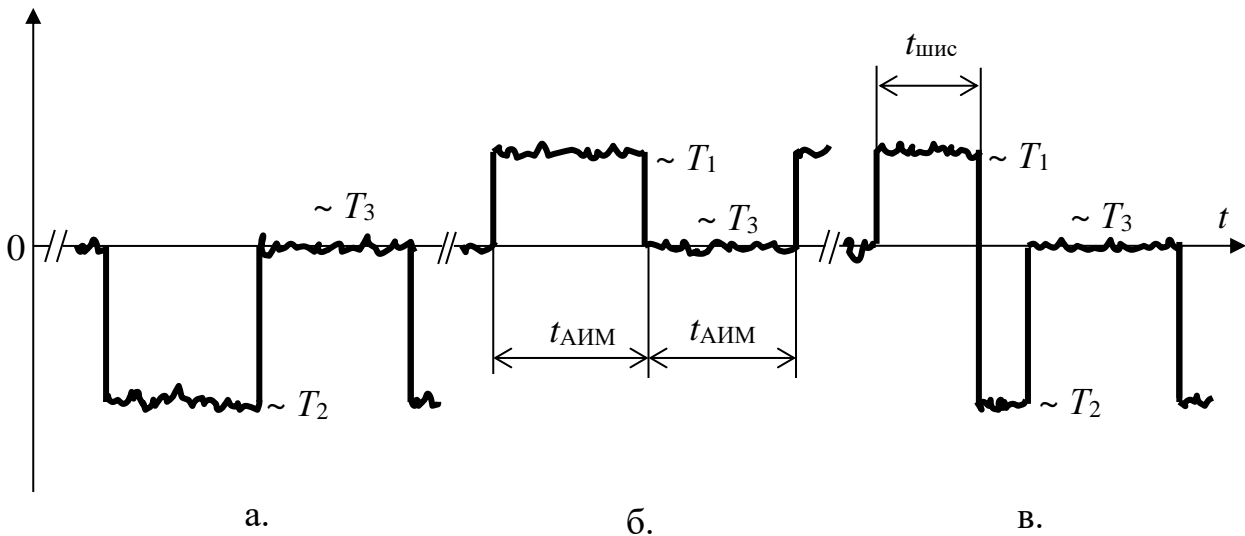


Рисунок 5.1 – Временные диаграммы дополнительных периодов модуляции первого (а) и второго (б) типов и основного периода (в) с широтно-импульсной модуляцией

Дополним период, в котором осуществляется широтно-импульсная модуляция, одним дополнительным периодом первого типа (рис. 5.1а). Полученная таким образом периодическая последовательность сигналов приведена на рис. 5.2а (показана регистрация временной диаграммы на входе компаратора измерительного тракта радиометра, рис. 4.3). При достигнутом нулевом балансе, условием которого является равенство нулю напряжения на входе компаратора во вторых полупериодах амплитудно-импульсной модуляции, имеет место равенство вольт-секундных площадей положительного  $S_2$  и отрицательных  $S_1, S_3$  импульсов,  $S_1 + S_3 = S_2$ . Или, по аналогии с (4.6):

$$G_0 k \Delta f (T_3 - T_2) t_{\text{АИМ}} + G_0 k \Delta f (T_3 - T_2) (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}) = G_0 k \Delta f (T_1 - T_3) t_{\text{шис}}, \quad (5.1)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса приемника,  $G_0$  – коэффициент пропорциональности между сигналами на входе приемника и напряжениями на входе компаратора низкочастотного тракта радиометра. Решением равенства (5.1) относительно длительности  $t_{\text{шис}}$ , получим:

$$t_{\text{шис}} = \frac{2(T_3 - T_2)}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (5.2)$$

Пользуясь данными табл. 4.1 и схемами входных блоков, приведенными на рисунках 4.5, 4.7, 4.9, для длительности широтно-импульсного сигнала получим:

$$t_{\text{шис1}} = \frac{2(T_{\text{оп}} - T_{\text{А}})}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}, \quad (5.3)$$

$$t_{\text{шис2}} = \frac{2(T_{\text{А}} - T_{\text{оп}})}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}, \quad (5.4)$$

$$t_{\text{шис3}} = \frac{2(T_{\text{А}} - T_{\text{оп,н}})}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (5.5)$$

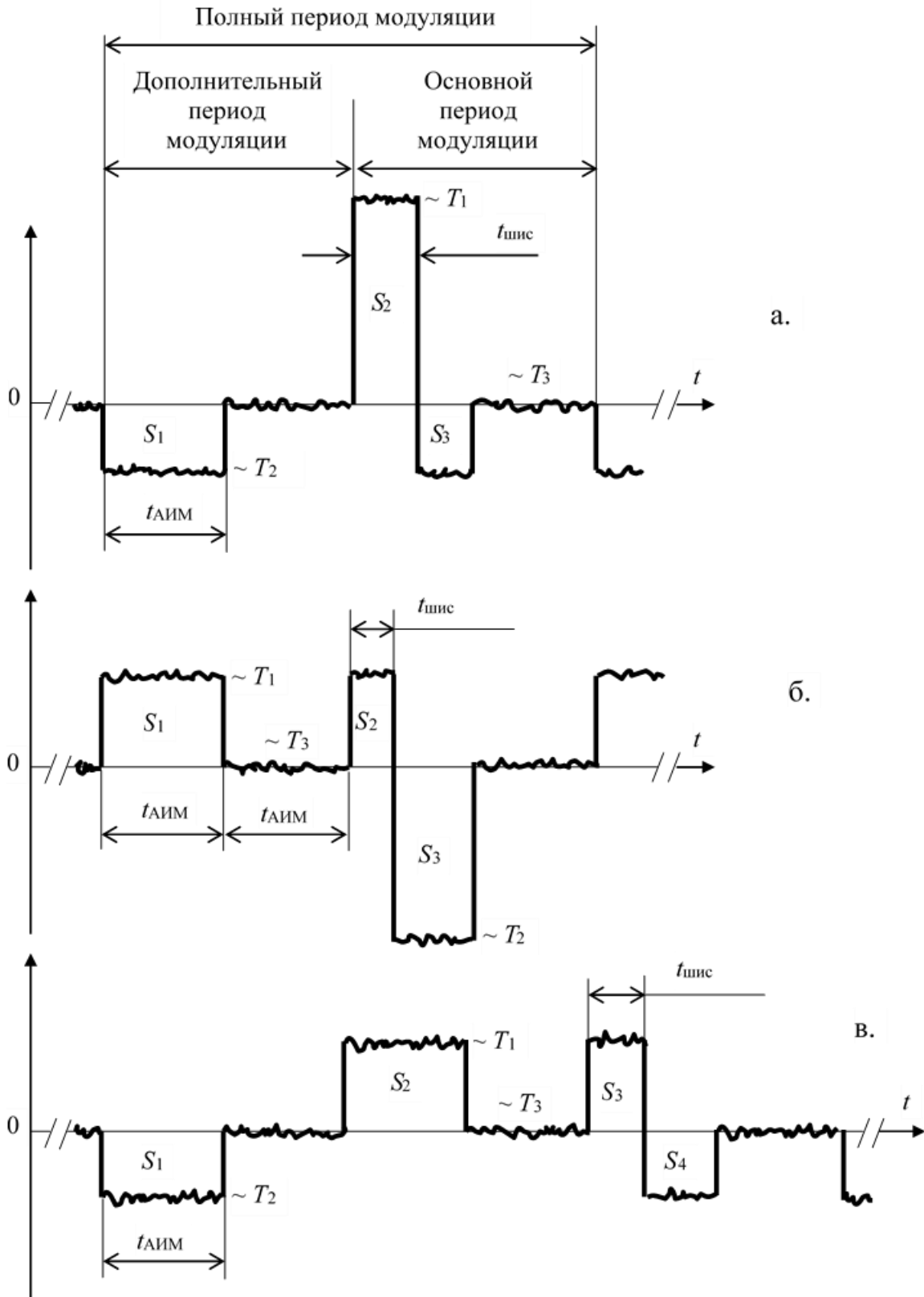


Рисунок 5.2 – Временные диаграммы полных периодов модуляции при изменении динамического диапазона измерения

В формулах (5.3) ÷ (5.5) числовые индексы при  $t_{шис}$  определяют принадлежность к соответствующим входным блокам. Индекс 1 соответствует работе радиометра с входным блоком по схеме на рис. 4.5, индекс 2 – подключению на вход радиометра блока, изображенного на рис. 4.7, индекс 3 – работе радиометра с входным блоком по схеме на рис. 4.9. Такие же правила распространяются на другие

величины, а именно на сигнал антенны  $T_A$ , диапазон измерений  $dT_A$ , минимальную  $T_{A, \min}$  и максимальную  $T_{A, \max}$  границы диапазона измерений.

Сигналы антенны определяются из (5.3) – (5.5):

$$T_{A1} = T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{2} \times \frac{t_{\text{шис1}}}{t_{\text{АИМ}}}, \quad (5.6)$$

$$T_{A2} = T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{2} \times \frac{t_{\text{шис2}}}{t_{\text{АИМ}}}, \quad (5.7)$$

$$T_{A3} = T_{\text{оп,н}} + \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{2} \times \frac{t_{\text{шис3}}}{t_{\text{АИМ}}}. \quad (5.8)$$

Подставляя в выражения (5.6) – (5.8) крайние значения длительности  $t_{\text{шис}}$ : ноль и  $t_{\text{АИМ}}$ , получим минимальные и максимальные значения шкалы измерений шумовых температур антенны:

$$T_{A, \min 1} = T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{2} \quad \text{для } t_{\text{шис1}} = t_{\text{АИМ}}; \quad T_{A, \max 1} = T_{\text{оп}} \quad \text{для } t_{\text{шис1}} = 0, \quad (5.9)$$

$$T_{A, \min 2} = T_{\text{оп}} \quad \text{для } t_{\text{шис2}} = 0; \quad T_{A, \max 2} = T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{2} \quad \text{для } t_{\text{шис2}} = t_{\text{АИМ}}, \quad (5.10)$$

$$T_{A, \min 3} = T_{\text{оп,н}} \quad \text{для } t_{\text{шис3}} = 0; \quad T_{A, \max 3} = T_{\text{оп,н}} + \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{2} \quad \text{для } t_{\text{шис3}} = t_{\text{АИМ}}. \quad (5.11)$$

Ширина диапазона измерений определяется следующим образом:

$$dT_{A1} = dT_{A2} = \frac{T_{\text{доп}}}{2}; \quad dT_{A3} = \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{2}. \quad (5.12)$$

Сравнивая полученные соотношения (5.12) с (4.14), (4.24), (4.34) можно отметить, что диапазон измерений стал в два раза меньше и при том же изменении  $t_{\text{шис}}$  в пределах от 0 до  $t_{\text{АИМ}}$ , разрешающая способность измерений сигнала антенны  $T_A$  возросла в два раза. Это приводит к тому, что при том же количестве разрядов в выходном цифровом коде вес младшего разряда уменьшается вдвое.

На графиках рис. 5.3 передаточным характеристикам радиометра с рассмотренными входными блоками в этом случае соответствует прямая 1. На этих же графиках приведена передаточная характеристика радиометра (пунктирная линия) для случая, когда модуляция в радиометре состоит только из основного периода с широтно-импульсной модуляцией (рис. 5.1в) и не включает дополнительные периоды.

Таким образом, добавление к основному периоду модуляции одного дополнительного периода первого типа ведет к изменению диапазона измерения, и при неизменных опорных сигналах диапазон сдвигается в сторону более высоких шумовых температур антенны для радиометра с приемным блоком по схеме на рис. 4.5, и низких эффективных температур - при применении блоков, приведенных на рис. 4.7 и 4.9.

Можно аналогичным образом показать, что при введении в периодическую последовательность модуляции  $n$ -дополнительных периодов первого типа длительность широтно-импульсного сигнала в основном периоде модуляции, измеряемый сигнал антенны, диапазон измерений могут быть найдены из выражений:

$$t_{\text{шис1}} = \frac{(1+n)(T_{\text{оп}} - T_A)}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}; \quad (5.13)$$

$$T_{A1} = T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{1+n} \times \frac{t_{\text{шис1}}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad dT_{A1} = \frac{T_{\text{доп}}}{1+n}$$

для радиометра с использованием входного блока по схеме на рис. 4.5;

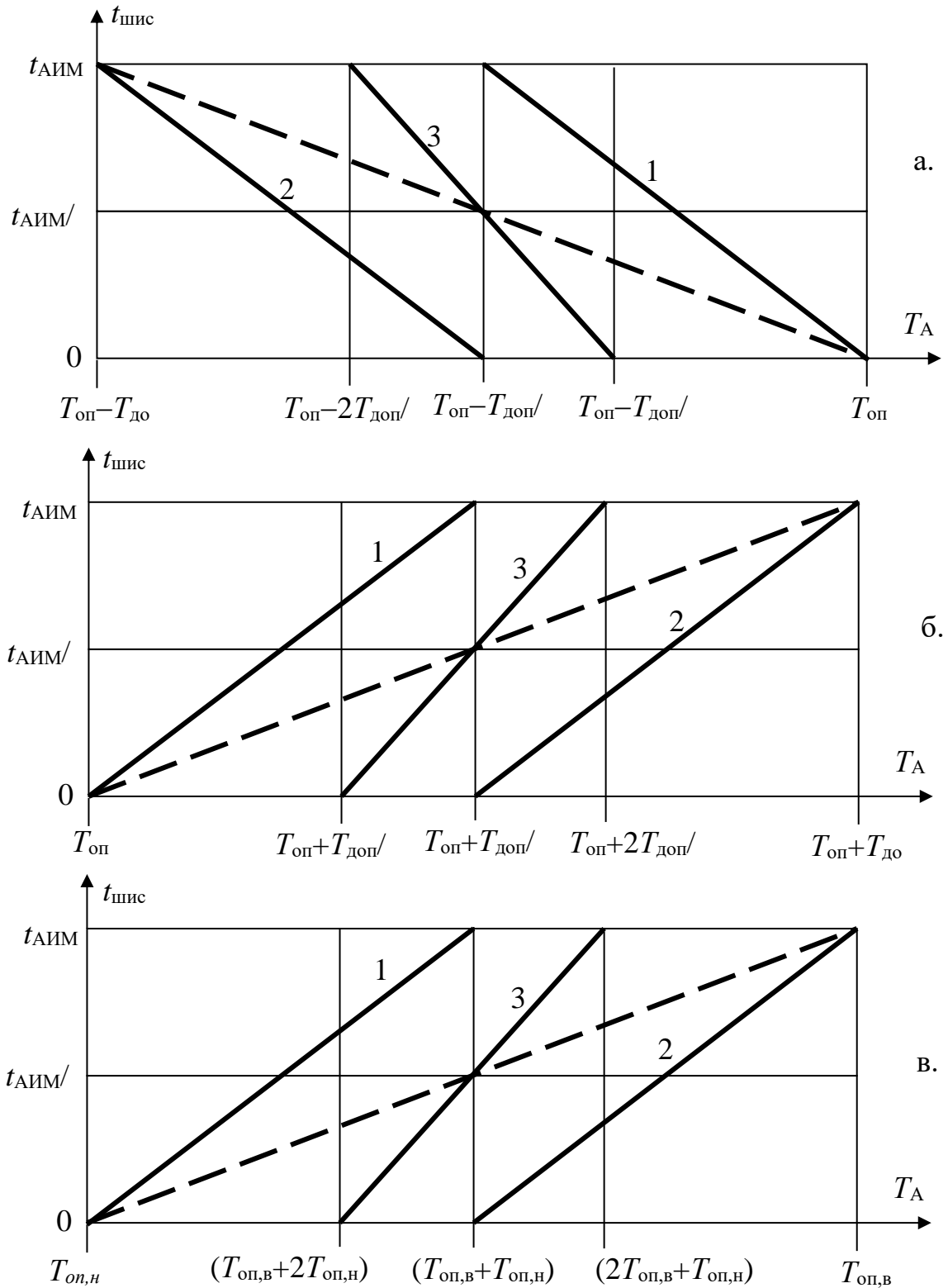


Рисунок 5.3 – Передаточные характеристики радиометра в случае формирования полного периода модуляции из разных комбинаций дополнительных периодов. (а) – для схемы на рис. 4.5, (б) – для схемы на рис. 4.7, (в) – для схемы на рис. 4.9

$$t_{\text{шис}2} = \frac{(1+n)(T_A - T_{\text{оп}})}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}; \quad (5.14)$$

$$T_{\text{А}2} = T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{1+n} \times \frac{t_{\text{шис}2}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad dT_{\text{А}2} = \frac{T_{\text{доп}}}{1+n},$$

для радиометра с использованием входного блока по схеме на рис. 4.7,

$$t_{\text{шикс3}} = \frac{(1+n)(T_A - T_{\text{оп,н}})}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{АИМ}}; \quad (5.15)$$

$$T_{\text{А3}} = T_{\text{оп,н}} + \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{1+n} \times \frac{t_{\text{шикс3}}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad dT_{\text{А3}} = \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{1+n},$$

для радиометра с использованием входного блока по схеме на рис. 4.9.

В другом случае, при выполнении модуляции опорных сигналов и измеряемого сигнала антенны так, чтобы периодическая последовательность состояла из дополнительного периода второго типа (рис. 5.1б) и периода с широтно-импульсной модуляцией, временная последовательность сигналов на входе компаратора низкочастотного тракта будет иметь вид, показанный на рис. 5.2б. Тогда, при достигнутом нулевом балансе в контуре автоматического регулирования длительности  $t_{\text{шикс}}$ ,  $S_1 + S_2 = S_3$ :

$$G_0 k \Delta f (T_1 - T_3) t_{\text{АИМ}} + G_0 k \Delta f (T_1 - T_3) t_{\text{шикс}} = G_0 k \Delta f (T_3 - T_2) (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шикс}}) \quad (5.16)$$

Откуда можно получить:

$$t_{\text{шикс}} = \frac{2T_3 - T_1 - T_2}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (5.17)$$

Для данной последовательности промодулированных сигналов, для различных входных блоков радиометра, используя аналогичным образом данные табл. 4.1, можно получить выражения для нахождения длительности широтно-импульсного сигнала, сигнала антенны и диапазона измерений:

$$t_{\text{шикс1}} = \left[ \frac{2(T_{\text{оп}} - T_{\text{А1}})}{T_{\text{доп}}} - 1 \right] t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А1}} = T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{2} - \frac{T_{\text{доп}}}{2} \frac{t_{\text{шикс1}}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad (5.18)$$

$$dT_{\text{А1}} = \frac{T_{\text{доп}}}{2}.$$

$$t_{\text{шикс2}} = \left[ \frac{2(T_{\text{А2}} - T_{\text{оп}})}{T_{\text{доп}}} - 1 \right] t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А2}} = T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{2} + \frac{T_{\text{доп}}}{2} \frac{t_{\text{шикс2}}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad (5.19)$$

$$dT_{\text{А2}} = \frac{T_{\text{доп}}}{2}.$$

$$t_{\text{шикс3}} = \frac{2T_{\text{А3}} - (T_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}})}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А3}} = \frac{T_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}}}{2} + \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{2} \times \frac{t_{\text{шикс3}}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad (5.20)$$

$$dT_{\text{А3}} = T_{\text{оп,в}} - \frac{T_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}}}{2} = \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{2}.$$

Для крайних значений длительности  $t_{\text{шикс}}$ , равных 0 и  $t_{\text{АИМ}}$ , минимальное  $T_{\text{А,мин}}$  и максимальное  $T_{\text{А,макс}}$  значения сигнала антенны из (5.18) ÷ (5.20) равны:

$$T_{\text{А,мин1}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}, \quad T_{\text{А,макс1}} = T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{2};$$

$$T_{\text{А,мин2}} = T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{2}, \quad T_{\text{А,макс2}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}}; \quad (5.21)$$

$$T_{\text{А,мин3}} = \frac{T_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}}}{2}, \quad T_{\text{А,макс3}} = T_{\text{оп,в}}$$

Таким образом, модуляция сигналов, один период которой изображен на рис. 5.2б, приводит к уменьшению размаха диапазона измерений в два раза и его сдвигу. Для радиометра с входным блоком, изображенным на рис. 4.5, этот сдвиг осуществляется в более "холодную" область эффективных температур антенны. Нижняя граница диапазона остается без изменений и равной  $T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$ , а изменяется верхняя, значение которой составит  $T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}/2$ . Размах диапазона измерения сигнала антенны, как и в предыдущем случае, равен  $T_{\text{доп}}/2$ , что соответствует увеличению разрешения представления результатов



измерений в два раза. На графике рис. 5.3а передаточной характеристике радиометра (5.18) с данным входным блоком будет соответствовать прямая 2. Подобным образом, для радиометров с входными блоками по схемам на рис. 4.7 и 4.9 диапазон измерений уменьшается в два раза и сдвигается в область более высоких шумовых температур антенны (прямые 2 на рис. 5.3б, в).

Если полный период модуляции включает  $m$  дополнительных периодов второго типа, тогда передаточная характеристика радиометра будет иметь вид:

$$t_{\text{шис}} = \frac{(m-1)T_3 - mT_1 - T_2}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (5.22)$$

Для рассмотренных входных блоков с  $m$  дополнительными периодами второго типа будут иметь место следующие выражения:

$$t_{\text{шис1}} = \left[ \frac{(m+1)(T_{\text{оп}} - T_{\text{А1}})}{T_{\text{доп}}} - m \right] t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А1}} = T_{\text{оп}} - \frac{mT_{\text{доп}}}{m+1} - \frac{T_{\text{доп}}}{m+1} \times \frac{t_{\text{шис1}}}{t_{\text{АИМ}}};$$

$$dT_{\text{А1}} = \frac{T_{\text{доп}}}{m+1}. \quad (5.23)$$

$$t_{\text{шис2}} = \left[ \frac{(m+1)(T_{\text{А2}} - T_{\text{оп}})}{T_{\text{доп}}} - m \right] t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А2}} = T_{\text{оп}} + \frac{mT_{\text{доп}}}{m+1} + \frac{T_{\text{доп}}}{m+1} \times \frac{t_{\text{шис2}}}{t_{\text{АИМ}}};$$

$$dT_{\text{А2}} = \frac{T_{\text{доп}}}{m+1}. \quad (5.24)$$

$$t_{\text{шис3}} = \frac{(m+1)T_{\text{А3}} - (mT_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}})}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А3}} = \frac{mT_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}}}{m+1} +$$

$$+ \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{m+1} \times \frac{t_{\text{шис3}}}{t_{\text{АИМ}}}; \quad dT_{\text{А3}} = \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{m+1}. \quad (5.25)$$

На рис. 5.2в показан третий вариант модуляции сигналов, когда период с широтно-импульсной модуляцией дополнен двумя дополнительными периодами разных типов. Составим аналогичное равенство вольт-секундных площадей положительных  $S_2$ ,  $S_3$  и отрицательных  $S_1$ ,  $S_4$  импульсов и решим его относительно  $t_{\text{шис}}$ :

$$t_{\text{шис}} = \frac{3T_3 - T_1 - 2T_2}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (5.26)$$

Подстановкой в (5.26) модулируемых сигналов  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  из табл. 4.1 получим следующие выражения:

$$t_{\text{шис1}} = \left[ \frac{3(T_{\text{оп}} - T_{\text{А1}})}{T_{\text{доп}}} - 1 \right] t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А1}} = T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{3} - \frac{T_{\text{доп}}}{3} \times \frac{t_{\text{шис1}}}{t_{\text{АИМ}}};$$

$$dT_{\text{А1}} = T_{\text{А,макс}} - T_{\text{А,мин}} = \frac{T_{\text{доп}}}{3}. \quad (5.27)$$

$$t_{\text{шис2}} = \left[ \frac{3(T_{\text{А2}} - T_{\text{оп}})}{T_{\text{доп}}} - 1 \right] t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А2}} = T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{3} + \frac{T_{\text{доп}}}{3} \times \frac{t_{\text{шис2}}}{t_{\text{АИМ}}};$$

$$dT_{\text{А2}} = \frac{T_{\text{доп}}}{3}. \quad (5.28)$$

$$t_{\text{шис3}} = \frac{3T_{\text{А3}} - (2T_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}})}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{АИМ}}; \quad T_{\text{А3}} = \frac{T_{\text{оп,в}} + 2T_{\text{оп,н}}}{3} + \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{3} \times \frac{t_{\text{шис3}}}{t_{\text{АИМ}}};$$

$$dT_{\text{А3}} = \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{3}. \quad (5.29)$$

Из (5.27) – (5.29) следует, что диапазон измерений модифицированного радиометра с рассмотренными входными блоками и для заданной функции модуляции уменьшается в три раза и разрешение измерений также возрастает в три раза. Границы диапазона измерений для рассмотренных входных блоков равны:

$$\begin{aligned} T_{A, \text{мин}1} &= T_{\text{оп}} - \frac{2T_{\text{доп}}}{3}, & T_{A, \text{макс}1} &= T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{3}; \\ T_{A, \text{мин}2} &= T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{3}, & T_{A, \text{макс}2} &= T_{\text{оп}} + \frac{2T_{\text{доп}}}{3}; \\ T_{A, \text{мин}3} &= \frac{T_{\text{оп,в}} + 2T_{\text{оп,н}}}{3}, & T_{A, \text{макс}3} &= \frac{2T_{\text{оп,в}} + T_{\text{оп,н}}}{3}; \end{aligned} \quad (5.30)$$

Из соотношений (5.30) видно, что границы диапазона измерений в данном случае сдвигаются к центру. Передаточным характеристикам на рис. 5.3 соответствует прямая 3. Характеристики располагаются симметрично относительно центра максимальной шкалы (пунктирная прямая на графике).

В общем случае, модулируя два опорных сигнала и измеряемый так, чтобы периодическая последовательность сигналов состояла из  $n$  периодов первого типа и  $m$  периодов второго типа, можно выбрать любой диапазон измерений шумовой температуры антенны в пределах полной шкалы, ограниченной величинами сигналов опорных генераторов шума, не изменением опорных сигналов  $T_{\text{оп}}$  и  $T_{\text{доп}}$  ( $T_{\text{оп,н}}$  и  $T_{\text{оп,в}}$ ), а изменением вида модулирующей функции с одновременным увеличением разрешающей способности измерений. Для общего случая, передаточная характеристика радиометра будет иметь вид:

$$t_{\text{шис}} = \frac{(n+1)(T_3 - T_2) - m(T_1 - T_3)}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}} \quad (5.31)$$

В частном случае, когда дополнительные периоды модуляции отсутствуют, подстановкой в (5.31) нулевых значений для  $n$  и  $m$  получаем известное выражение (4.7).

Для каждого из входных блоков значения  $t_{\text{шис}}$ ,  $T_A$  и  $dT_A$  определяются по формулам:

$$\begin{aligned} t_{\text{шис}1} &= \left[ \frac{(n+1+m)(T_{\text{оп}} - T_{A1})}{T_{\text{доп}}} - m \right] t_{\text{АИМ}}; & T_{A1} &= T_{\text{оп}} - \frac{T_{\text{доп}}}{n+m+1} \left( m + \frac{t_{\text{шис}1}}{t_{\text{АИМ}}} \right); \\ dT_{A1} &= \frac{T_{\text{доп}}}{n+m+1}. \end{aligned} \quad (5.32)$$

$$\begin{aligned} t_{\text{шис}2} &= \left[ \frac{(1+n)(T_{A2} - T_{\text{оп}})}{T_{\text{доп}}} - m \right] t_{\text{АИМ}}; & T_{A2} &= T_{\text{оп}} + \frac{T_{\text{доп}}}{1+n+m} \left( m + \frac{t_{\text{шис}2}}{t_{\text{АИМ}}} \right); \\ dT_{A2} &= \frac{T_{\text{доп}}}{1+n+m}. \end{aligned} \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned} t_{\text{шис}3} &= \frac{(n+1+m)T_{A3} - mT_{\text{оп,в}} - (n+1)T_{\text{оп,н}}}{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}} \times t_{\text{АИМ}}; \\ T_{A3} &= \frac{mT_{\text{оп,в}} + (n+1)T_{\text{оп,н}}}{n+m+1} + \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{n+m+1} \times \frac{t_{\text{шис}3}}{t_{\text{АИМ}}}; \\ dT_{A3} &= \frac{T_{\text{оп,в}} - T_{\text{оп,н}}}{n+m+1}. \end{aligned} \quad (5.34)$$

Подстановкой в соотношения (5.32) – (5.34) значений длительности  $t_{\text{шис}}$ , равных нулю и  $t_{\text{АИМ}}$ , определяем минимальную и максимальную границы измерений:

$$\begin{aligned}
T_{A,\text{мин}1} &= T_{\text{оп}} - \frac{m+1}{n+m+1} T_{\text{доп}} , & T_{A,\text{макс}1} &= T_{\text{оп}} - \frac{m}{n+m+1} T_{\text{доп}} ; \\
T_{A,\text{мин}2} &= T_{\text{оп}} + \frac{m}{n+m+1} T_{\text{доп}} , & T_{A,\text{макс}2} &= T_{\text{оп}} + \frac{m+1}{n+m+1} T_{\text{доп}} ; \\
T_{A,\text{мин}3} &= \frac{mT_{\text{оп,в}} + (n+1)T_{\text{оп,н}}}{n+m+1} , & T_{A,\text{макс}3} &= \frac{(m+1)T_{\text{оп,в}} + nT_{\text{оп,н}}}{n+m+1} .
\end{aligned} \tag{5.35}$$

Формула для вычисления флуктуационной чувствительности модифицированного нулевого радиометра с дополнительными периодами модуляции имеет вид:

$$\delta T_{A,\text{д}} = \frac{1}{\sqrt{n+m+1}} \times \frac{dT_A}{\sqrt{2\Delta f\tau} \times \sqrt{R}} \times \frac{\sqrt{T_3(T_1+T_2+T_3)} - T_1T_2}{T_1 - T_2} . \tag{5.36}$$

где  $\tau$  - постоянная времени синхронного низкочастотного фильтра приемника радиометра,  $\Delta f$  – полоса принимаемых радиометром частот,  $dT_A$  – диапазон измерений до ввода дополнительных периодов модуляции,  $R$  - количество накопленных цифровых кодов измеренного сигнала антенны до операции арифметического усреднения.

Как следует из (5.32) и (5.34), с вводом дополнительных периодов модуляции диапазон измерений  $dT_A$  уменьшается в  $(n+m+1)$ - раз с пропорциональным возрастанием разрешающей способности, а согласно (5.36) порог обнаружения (чувствительность)  $\delta T_{A,\text{д}}$  уменьшается в  $\sqrt{n+m+1}$  -раз.

Может показаться, что на бесконечно коротком диапазоне измерения можно достичь бесконечно высокой чувствительности. Но это не так. Дело в том, что диапазон измерения с вводом дополнительных периодов модуляции уменьшается быстрее, чем  $\delta T_{A,\text{д}}$ , и при некотором граничном диапазоне флуктуации сигнала  $T_A$  будут иметь размах во весь диапазон, от минимальной до максимальной его границы. Отсюда можно определить максимальное количество дополнительных периодов модуляции. По определению, граничные условия имеют вид:

$$\frac{\delta T_A}{\sqrt{(n+m+1)_{\text{макс}}}} = \frac{dT_A}{(n+m+1)_{\text{макс}}} . \tag{5.36a}$$

Делая подстановку (5.36) в (5.36a) и решая относительно максимального количества поддиапазонов, получим:

$$(n+m+1)_{\text{макс}} = \frac{(T_1 - T_2)^2 \times 2\tau\Delta fR}{T_3(T_1+T_2+T_3) - T_1T_2} . \tag{5.36б}$$

Чтобы при изменении диапазона измерений в сторону его уменьшения (сжатия) пропорционально увеличивалась чувствительность радиометра, как следует из (5.36) число  $R$  накопленных цифровых кодов сигнала антенны должно возрастать в  $\sqrt{n+m+1}$  - раз. Тогда, при изменении диапазона и повышении разрешающей способности измерений минимально обнаружимый сигнал будет соответственно уменьшаться и постоянно равен весу одного младшего разряда выходного цифрового кода радиометра.

#### 5.4. Способ изменения диапазона измерения регулировкой времени поступления сигнала опорного генератора шума в измерительный тракт

Для данного способа изменения диапазона измерения временная диаграмма одного полного периода модуляции показана на рис. 5.4. Из диаграммы следует, что полный период модуляции состоит из двух периодов равной длительности, один из которых является основным (измерительным) периодом, другой – дополнительным, позволяющим производить смену диапазонов измерений в нулевом модифицированном радиометре.

Согласно описанной в главе 3 модификации метода нулевого приема, представленная на рис. 5.4 временная диаграмма соответствует нулевому балансу в радиометре. Амплитуды импульсов на

входе компаратора низкочастотного тракта радиометра (см. рис. 4.3) соответствуют уровням модулируемых на входе радиометра сигналов  $T_1 \div T_4$  и выполняется равенство:

$$(n + m + 1)_{\text{макс}} = \frac{(T_1 - T_2)^2 \times 2\tau\Delta fR}{T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1T_2}. \quad (5.37)$$

где  $G_0$  – полный коэффициент передачи тракта радиометра,  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса принимаемых радиометром частот,  $t_{\text{шис}}$  – длительность широтно-импульсного сигнала в измерительном периоде модуляции,  $t_{\text{сдв}}$  – длительность импульса в дополнительном периоде модуляции, который предназначен для изменения диапазона измерения путем его сдвига.

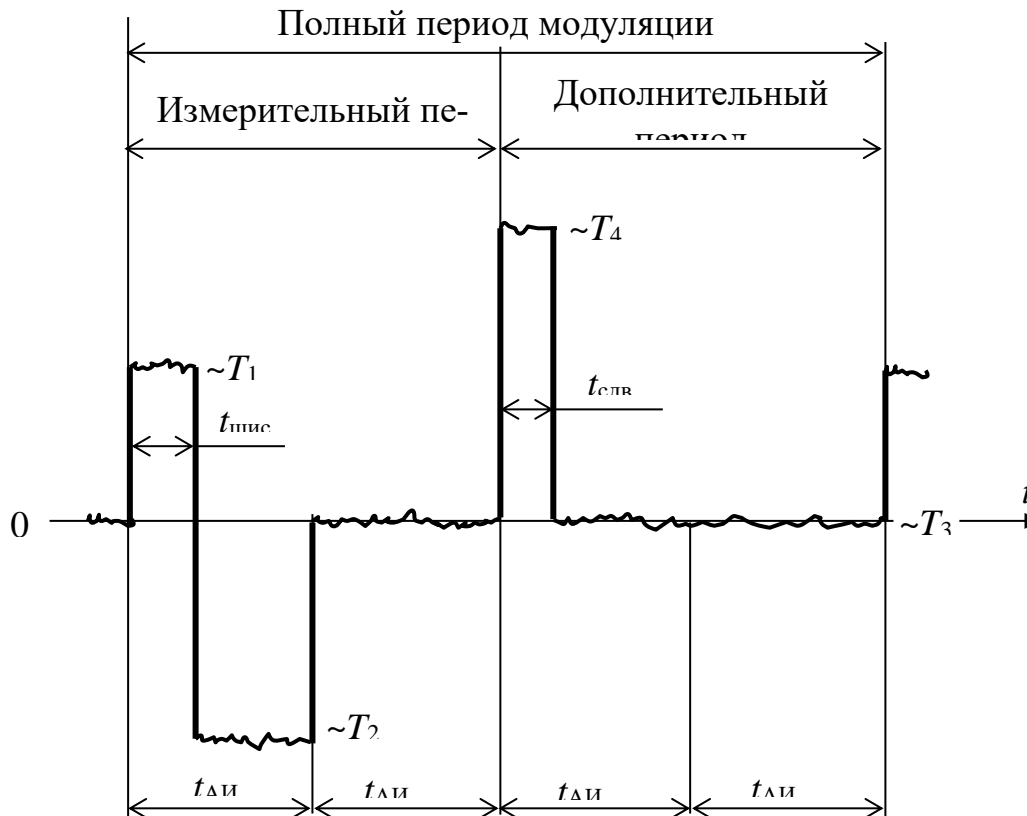


Рисунок 5.4 – Временная диаграмма модуляции сигналов с дополнительным периодом для изменения диапазона измерения

Из (5.37) определяем длительность широтно-импульсного сигнала:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_3 - T_2}{T_1 - T_2} \times t_{\text{АИМ}} - \frac{T_4 - T_3}{T_1 - T_2} \times t_{\text{сдв}}. \quad (5.38)$$

Формула (5.38) является передаточной функцией модифицированного радиометра в общем виде для предложенного на рис. 5.4 вида модулирующей функции. Для организации в радиометре данной модуляции входной блок выполняется по структурной схеме, которая приведена на рис. 5.5.

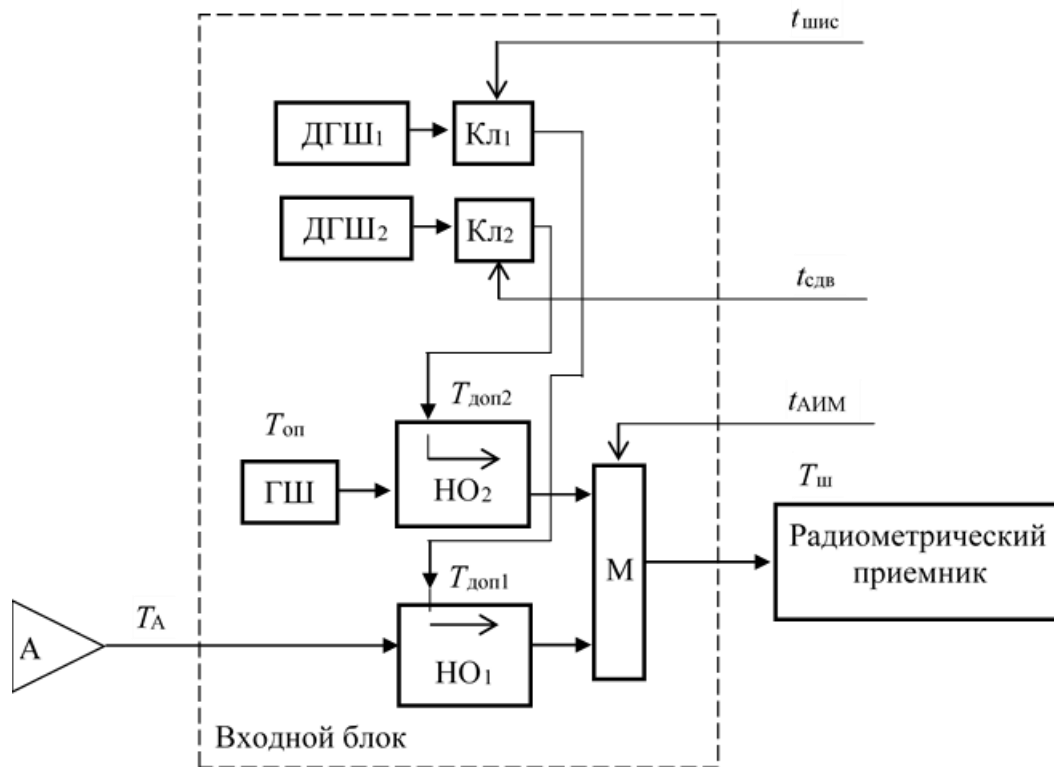


Рисунок 5.5 – Структурная схема входного блока модифицированного нулевого радиометра с функцией изменения диапазона измерения

В модуляции участвуют, кроме измеряемого сигнала антенны  $T_A$ , три опорных сигнала  $T_{оп}$ ,  $T_{доп1}$ ,  $T_{доп2}$ , которые вырабатываются во входном блоке, соответственно, генератором шума ГШ и двумя дополнительными генераторами ДГШ<sub>1</sub> и ДГШ<sub>2</sub>. Два отдельных канала подшумливания реализуются установкой направленных ответвителей НО<sub>1</sub> и НО<sub>2</sub> в антенный и опорный тракты, соответственно. Поступление опорных сигналов нормируется по времени с помощью сверхвысокочастотных ключей КЛ<sub>1</sub> и КЛ<sub>2</sub>, которые управляются импульсными сигналами длительностью  $t_{шис}$  и  $t_{сдв}$ . На управляющий вход модулятора М поступают импульсные сигналы длительностью  $t_{АИМ}$ , по которым производится раздельное подключение опорного и антенного трактов к входу радиометрического приемника.

Согласно структурной схеме входного блока, изображенной на рис. 5.5, ниже приведены участвующие в модуляции сигналы:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_A + T_{доп1} + T_{ш}; & T_2 &= T_A + T_{ш}; & T_3 &= T_{оп} + T_{ш}; \\ T_4 &= T_{оп} + T_{доп2} + T_{ш}. \end{aligned} \quad (5.39)$$

Подставляя (5.39) в (5.38), получаем:

$$t_{шис} = \frac{T_{оп} - T_A}{T_{доп1}} \times t_{АИМ} - \frac{T_{доп2}}{T_{доп1}} \times t_{сдв}. \quad (5.40)$$

Для нахождения границ диапазона измерения решаем (5.40) относительно сигнала антенны  $T_A$ :

$$T_A = (T_{оп} - T_{доп2} \times \frac{t_{сдв}}{t_{АИМ}}) - T_{доп1} \times \frac{t_{шис}}{t_{АИМ}}. \quad (5.41)$$

Выражение в скобках в формуле (5.41) указывает на принципиальную возможность сдвига диапазона измерений относительно сигнала опорного генератора шума  $T_{оп}$  в сторону абсолютного нуля при наличии не нулевой длительности  $t_{сдв}$ .

Границы диапазона измерений следуют из подстановки в (5.41) двух крайних значений длительности  $t_{шис}$ : нуля и длительности полупериода амплитудно-импульсной модуляции  $t_{АИМ}$ . Тогда получим максимальный и минимальный сигналы антенны, ограничивающие диапазон измерений  $dT_A$ :

$$\begin{aligned}
 T_{A,\text{макс}} &= T_{\text{оп}} - T_{\text{доп2}} \times \frac{t_{\text{сдв}}}{t_{\text{АИМ}}} \quad \text{при } t_{\text{шис}} = 0, \\
 T_{A,\text{мин}} &= T_{\text{оп}} - T_{\text{доп2}} \times \frac{t_{\text{сдв}}}{t_{\text{АИМ}}} - T_{\text{доп1}} \quad \text{при } t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}, \\
 dT_A &= T_{A,\text{макс}} - T_{A,\text{мин}} = T_{\text{доп1}}.
 \end{aligned}
 \tag{5.42}$$

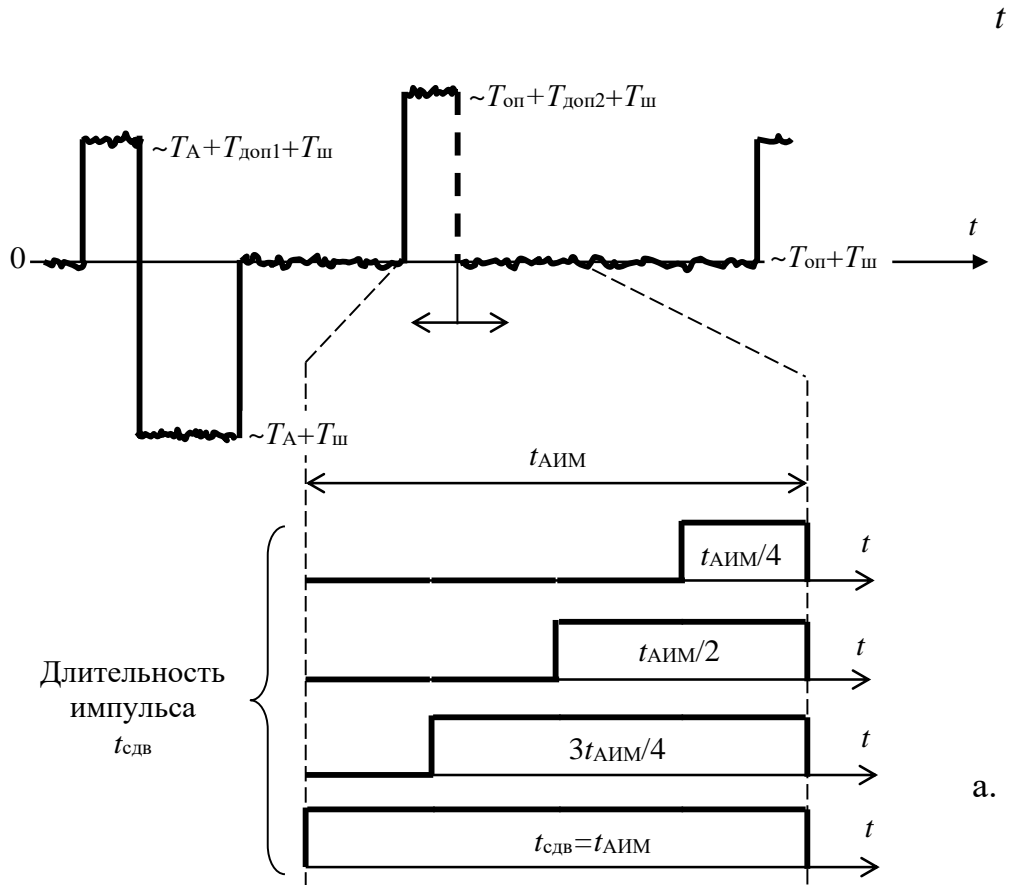


Рисунок 5.6 – Временная диаграмма одного периода модуляции при измерении сигналов  $T_A < T_{\text{оп}}$  (а) и карта диапазонов измерения (б)

Преимуществом рассмотренного входного блока является возможность измерять сигналы антенны в низкотемпературной области, которые меньше или много меньше опорного сигнала  $T_{оп}$ , применяя для этого наиболее доступные полупроводниковые генераторы с высокой шумовой температурой.

Изменяя опорный сигнал  $T_{доп2}$  или длительность  $t_{сдв}$ , как следует из (5.42) можно изменять верхнюю границу диапазона измерения соответствующим ее сдвигом в "холодную" область эффективных температур антенны. Чтобы диапазоны примыкали друг к другу, необходимо обеспечить равенство:

$$T_{доп2} \times \frac{t_{сдв}}{t_{АИМ}} = T_{доп1}. \quad (5.43)$$

Длительность  $t_{сдв}$  изменяется дискретно, на одинаковый интервал времени. Так как каждому значению длительности  $t_{сдв}$  соответствует свой диапазон измерений, поэтому для организации  $\theta$  диапазонов дискретное изменение длительности  $t_{сдв}$  должно происходить на величину:

$$dt_{сдв} = \frac{t_{АИМ}}{\theta}. \quad (5.44)$$

Чтобы при изменении  $t_{сдв}$  на величину  $dt_{сдв}$  диапазоны измерений примыкали друг к другу, уровень сигнала  $T_{доп2}$  должен отвечать условию:

$$T_{доп2} = T_{доп1} \times \frac{t_{АИМ}}{dt_{сдв}} = T_{доп1} \times \theta. \quad (5.45)$$

Например, для четырех диапазонов измерения временной интервал  $dt_{сдв}$  равен  $t_{АИМ}/4$ . Тогда дискретные значения длительности  $t_{сдв}$  принимают значения:  $t_{АИМ}/4$ ,  $t_{АИМ}/2$ ,  $3t_{АИМ}/4$ ,  $t_{АИМ}$ . Соответственно,  $\theta = 4$  и с учетом (5.45)  $T_{доп2} = 4T_{доп1}$ . Тогда для  $t_{сдв} = t_{АИМ}/4$  сдвиг диапазона происходит на величину  $T_{оп} - T_{доп1}$ ; для  $t_{сдв} = t_{АИМ}/2$  сдвиг диапазона равен  $T_{оп} - 2T_{доп1}$ ; для  $t_{сдв} = 3t_{АИМ}/4$  сдвиг составляет  $T_{оп} - 3T_{доп1}$ ; для  $t_{сдв} = t_{АИМ}$  величина сдвига составляет  $T_{оп} - 4T_{доп1}$ . На рис. 5.6а показан один период модуляции, в котором длительность  $t_{сдв}$  сигнала дополнительного опорного генератора шума  $T_{доп2}$  может принимать четыре значения. На рис. 5.6б приведено графическое изображение диапазонов измерения для этих четырех значений длительности сдвига. Размах диапазона определяется опорным сигналом дополнительного опорного источника шума  $T_{доп1}$ . Сдвиг диапазона происходит в "холодную" сторону при сохранении неизменным его размаха.

В другом случае, при необходимости измерения сигналов антенны, которые больше опорного сигнала генератора шума  $T_{оп}$ , изменяется фаза сигнала  $t_{АИМ}$  управления модулятором М. Это приводит к подключению генератора шума к выходу модулятора в измерительном периоде амплитудно-импульсной модуляции. Тогда сигналы  $T_1 \div T_4$  на рис. 5.4 будут соответственно равны:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_{оп} + T_{доп1} + T_{ш}; & T_2 &= T_{оп} + T_{ш}; & T_3 &= T_A + T_{ш}; \\ T_4 &= T_A + T_{доп2} + T_{ш} \end{aligned} \quad (5.46)$$

Подставляя (5.46) в (5.38) получим передаточную характеристику радиометра с рассмотренным приемным блоком для измерения сигналов антенны  $T_A > T_{оп}$ :

$$t_{шис} = \frac{T_A - T_{оп}}{T_{доп1}} \times t_{АИМ} - \frac{T_{доп2}}{T_{доп1}} \times t_{сдв}. \quad (5.47)$$

Решая (5.47) относительно сигнала антенны  $T_A$ , получим выражение для его вычисления:

$$T_A = (T_{оп} + T_{доп2} \times \frac{t_{сдв}}{t_{АИМ}}) + T_{доп1} \times \frac{t_{шис}}{t_{АИМ}}. \quad (5.48)$$

Откуда:

$$T_{A, \text{мин}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп2}} \times \frac{t_{\text{сдв}}}{t_{\text{АИМ}}} \quad \text{при} \quad t_{\text{шис}} = 0,$$

$$T_{A, \text{макс}} = T_{\text{оп}} + T_{\text{доп2}} \times \frac{t_{\text{сдв}}}{t_{\text{АИМ}}} + T_{\text{доп1}} \quad \text{при} \quad t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}},$$

$$dT_A = T_{\text{доп1}} \cdot$$
(5.49)

На рис. 5.7 приведены диапазоны измерений, если сдвиг осуществляется в сторону высоких эффективных температур антенны.

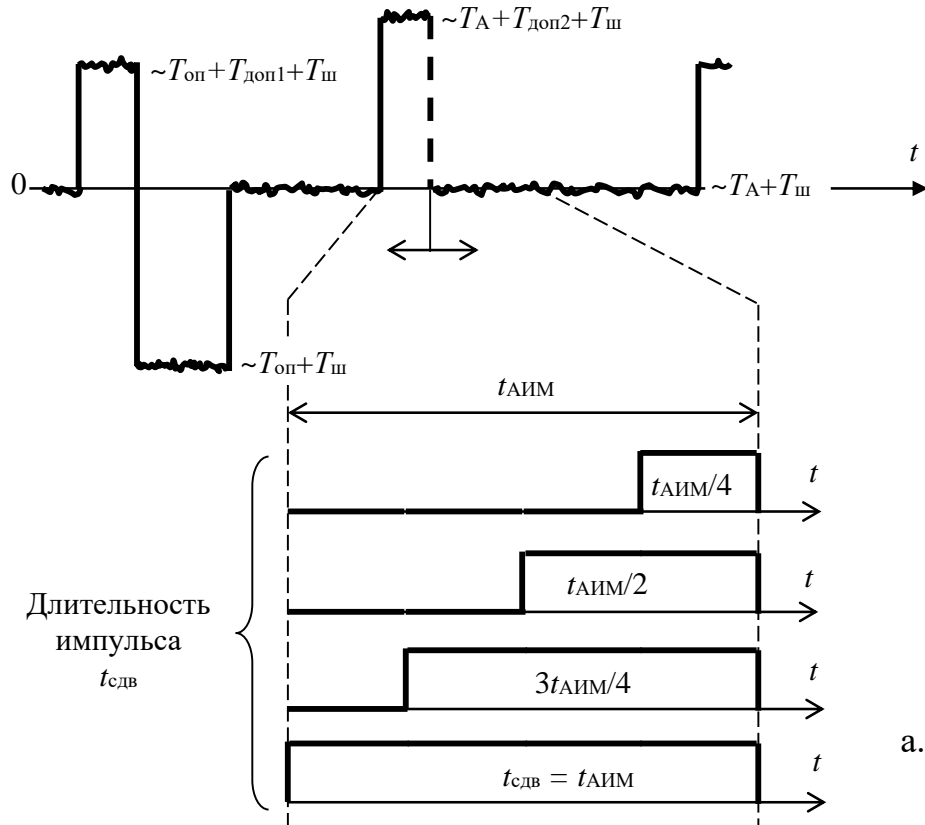


Рисунок 5.7 – Временная диаграмма одного периода модуляции при измерении сигналов  $T_A > T_{\text{оп}}$  (а) и карта диапазонов измерения (б).



### 5.5. Нулевой модифицированный радиометр с возможностями установки произвольного диапазона измерений и одним генератором шума для формирования опорных сигналов

На рис. 5.8 приведена структурная схема модифицированного нулевого радиометра с усовершенствованным входным блоком, позволяющая измерять сигналы антенны в большом динамическом диапазоне применяя для этого один источник шумового сигнала. Радиометр может измерять сигналы с низкими эффективными температурами вплоть до нуля градусов Кельвина, применяя генераторы с большой мощностью шумового излучения. Применение одного генератора шума для формирования двух опорных сигналов снижает влияние изменений выходной мощности генератора на точность измерений.

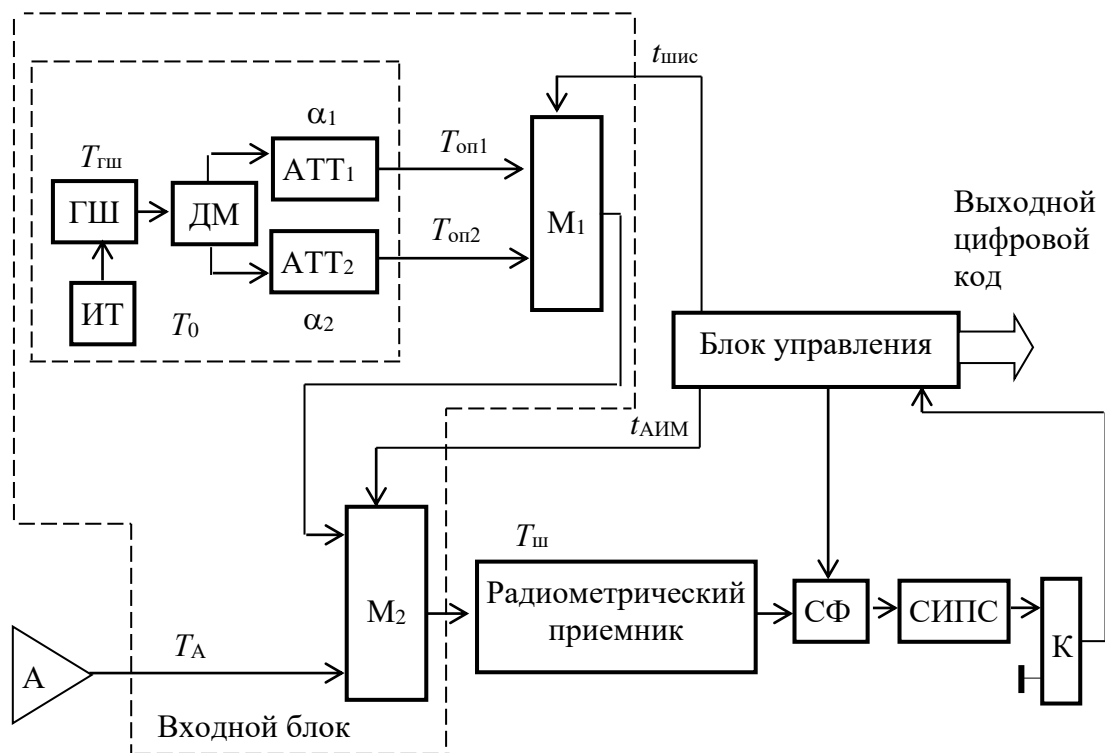


Рисунок 5.8 – Структурная схема нулевого модифицированного радиометра с возможностями установки произвольного динамического диапазона измеряемых сигналов

Согласно приведенной на рис. 5.8 схемы, в состав радиометра входят: антенна А, радиометрический приемник, синхронный фильтр низких частот СФ, схема исключения постоянной составляющей СИПС, аналоговый компаратор К, блок управления. Входной блок включает два идентичных модулятора М<sub>1</sub>, М<sub>2</sub> и один опорный генератор ГШ на шумовом диоде, питаемый источником неизменного тока ИТ. Во входном устройстве установлен делитель мощности пополам ДМ и регулируемые аттенюаторы АТТ<sub>1</sub> и АТТ<sub>2</sub> для формирования двух опорных шумовых сигналов:

$$\begin{aligned}
 T_{\text{оп1}} &= \alpha_1 \left( \frac{T_{\text{ГШ}}}{2} + T_0 \right) + (1 - \alpha_1) T_0 = \frac{\alpha_1 T_{\text{ГШ}}}{2} + T_0, \\
 T_{\text{оп2}} &= \alpha_2 \left( \frac{T_{\text{ГШ}}}{2} + T_0 \right) + (1 - \alpha_2) T_0 = \frac{\alpha_2 T_{\text{ГШ}}}{2} + T_0.
 \end{aligned}
 \tag{5.50}$$

где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  – коэффициенты ослабления сигналов в первом и втором аттенюаторах, соответственно,  $T_{\text{ГШ}}$  – эффективная температура генератора шума,  $T_0$  – термодинамическая температура входного блока. Для работы радиометра опорные сигналы должны отвечать условию  $T_{\text{оп2}} > T_{\text{оп1}}$ . Это достигается

установкой различных коэффициентов ослабления сигналов аттенюаторами с выполнением неравенства,  $\alpha_1 < \alpha_2 \leq 1$ . Регулировкой первого аттенюатора АТТ<sub>1</sub> настраивается верхняя граница измеряемых сигналов, а регулировкой второго аттенюатора АТТ<sub>2</sub> – нижняя граница. С выходов аттенюаторов сигналы поступают на входы модулятора М<sub>1</sub> поглощающего типа. В случае закрытого входа модулятора сигнал поглощается в его согласованной нагрузке и, тем самым, не вносит искажения в работу генератора шума.

Принцип работы радиометра состоит в следующем. По поступающим с блока управления импульсным сигналам с длительностями  $t_{\text{АИМ}}$  и  $t_{\text{шис}}$  во входном блоке осуществляется модуляция двух опорных сигналов  $T_{\text{оп1}}$ ,  $T_{\text{оп2}}$  и входного сигнала антенны  $T_{\text{А}}$ . На рис. 5.9 показан один полный период модуляции, регистрируемый на входе компаратора низкочастотного тракта, который включает два равных по длительности периода. В первом модулируется сигнал антенны  $T_{\text{А}}$  и первый опорный сигнал  $T_{\text{оп1}}$  модулятором М<sub>2</sub>. Во втором, с помощью модулятора М<sub>1</sub> выполняется широтно-импульсная модуляция второго опорного сигнала  $T_{\text{оп2}}$ . Для одного полного периода модуляции на входе компаратора соблюдается равенство вольт-секундных площадей отрицательного и положительного импульсов:

$$G\beta K_u k \Delta f (T_{\text{оп1}} - T_{\text{А}}) t_{\text{АИМ}} = G\beta K_u k \Delta f (T_{\text{оп2}} - T_{\text{оп1}}) t_{\text{шис}} \quad (5.51)$$

где  $G$  – коэффициент усиления сигналов в приемнике по высокой частоте,  $\beta$  – коэффициент передачи квадратичного детекторного диода в приемнике,  $K_u$  – коэффициент усиления сигналов по напряжению в низкочастотном тракте приемника,  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса принимаемых радиометром частот.

После сокращений и решая равенство (5.51) относительно  $t_{\text{шис}}$ , получим математическую модель функционирования радиометра по предложенному методу, когда сигнал антенны определяется через длительность  $t_{\text{шис}}$  импульсного подшумливания:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_{\text{оп1}} - T_{\text{А}}}{T_{\text{оп2}} - T_{\text{оп1}}} \times t_{\text{АИМ}} \quad (5.52)$$



Рисунок 5.9 – Временная диаграмма одного периода модуляции в радиометре с широким динамическим диапазоном, регистрируемая на входе компаратора низкочастотного тракта

Из (5.52) находим сигнал антенны:

$$T_A = T_{\text{оп1}} - (T_{\text{оп2}} - T_{\text{оп1}}) \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}. \quad (5.53)$$

Из (5.53) определяем минимальную и максимальную границы диапазона измерений подстановкой  $t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}$  и  $t_{\text{шис}} = 0$ :

$$T_{A,\text{мин}} = 2T_{\text{оп1}} - T_{\text{оп2}}, \quad T_{A,\text{макс}} = T_{\text{оп1}}. \quad (5.54)$$

Перестройка диапазона измерения выполняется регулируемым аттенуаторами при калибровке прибора и заключается в изменении опорных сигналов  $T_{\text{оп1}}$  и  $T_{\text{оп2}}$ .

Определим погрешность от изменений опорных сигналов. Для этого произведем подстановку в (5.52) выражений из (5.50):

$$t_{\text{шис}} = \frac{\alpha_1 T_{\text{гш}} + 2(T_0 - T_A)}{T_{\text{гш}}(\alpha_2 - \alpha_1)} \times t_{\text{АИМ}}. \quad (5.55)$$

В формулу (5.55) входят опорные величины: излучение генератора шума  $T_{\text{гш}}$  и термодинамическая температура аттенуаторов  $T_0$ . Определим погрешность длительности широтно-импульсного сигнала  $\delta t_{\text{шис}}$  с учетом изменений  $\delta T_{\text{гш}}$  и  $\delta T_0$ . Принимая во внимание только второй член в разложении в ряд Тейлора и пренебрегая всеми членами более высокого порядка, выражение для  $\delta t_{\text{шис}}$  можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \delta t_{\text{шис}} &= \frac{\partial t_{\text{шис}}}{\partial T_0} \times \delta T_0 + \frac{\partial t_{\text{шис}}}{\partial T_{\text{гш}}} \times \delta T_{\text{гш}} = \frac{2t_{\text{АИМ}}}{T_{\text{гш}}(\alpha_2 - \alpha_1)} \times \delta T_0 - \\ &- \frac{2(T_0 - T_A)t_{\text{АИМ}}}{T_{\text{гш}}^2(\alpha_2 - \alpha_1)} \times \delta T_{\text{гш}}. \end{aligned} \quad (5.56)$$

Первый член в правой половине равенства (5.56) характеризует аддитивную составляющую систематической погрешности, правый – мультипликативную (зависящую от  $T_A$ ). Из численных экспериментов, в ходе которых были рассмотрены различные диапазоны измерения, следует, что аддитивная составляющая погрешности не зависит от смещения диапазона по шкале Кельвина, и величина этой погрешности определяется размахом диапазона измерения. Чем шире диапазон, тем меньше погрешность.

Мультипликативная составляющая систематической погрешности зависит от сигнала антенны  $T_A$  и равна нулю, когда сигнал антенны равен физической температуре аттенуаторов. В точке  $T_A = T_0$  погрешность меняет знак. Погрешность имеет отрицательный знак для сигналов  $T_A < T_0$ , и положительный – для  $T_A > T_0$ . Для этой погрешности, также как и для аддитивной составляющей, выполняется условие: чем шире диапазон измерений, тем меньше мультипликативная составляющая систематической погрешности.

Сигнал антенны, для которого результирующая погрешность равна нулю ( $\delta t_{\text{шис}} = 0$ ), находится из (5.56):

$$T_A = T_0 - T_{\text{гш}} \times \frac{\delta T_0}{\delta T_{\text{гш}}}.$$

## 5.6. Вопросы для самопроверки

1. Чем определяются минимальная и максимальная границы диапазона измерений в модифицированных нулевых радиометрах.
2. Что затрудняет регулировку диапазона измерений в модифицированных нулевых радиометрах.
3. В чем заключается способ регулировки диапазона измерения в модифицированном радиометре.
4. Приведите обобщенную формулу для расчета длительности импульсного широтного сигнала подшумливания, если в периодическую последовательность сигналов включены дополнительные периоды модуляции с целью изменения диапазона измерения.
5. Приведите формулу для вычисления флуктуационной чувствительности модифицированного нулевого радиометра с дополнительными периодами модуляции.
6. Каким образом можно произвести смену диапазона измерений в модифицированном радиометре применяя для этого один дополнительный период модуляции.
7. Можно ли измерять сигналы модифицированным радиометром вблизи нуля термодинамической шкалы применяя для этого наиболее доступные генераторы шума с высокой эффективной температурой.
8. Как скажется на чувствительности модифицированного радиометра введение дополнительных периодов модуляции для изменения диапазона измерения.
9. Как скажется на быстродействии модифицированного радиометра введение дополнительных периодов модуляции для изменения диапазона измерения.
10. Приведите структурную схему модифицированного нулевого радиометра с возможностями простой перестройки динамического диапазона измерений. В чем особенность его функционирования.

## ГЛАВА 6. НУЛЕВЫЕ МОДИФИЦИРОВАННЫЕ РАДИОМЕТРЫ, ПОСТРОЕННЫЕ ПО ДВУХПРИЕМНИКОВЫМ СХЕМАМ

### 6.1. Цель обучения

В данной главе изучаются модифицированные нулевые радиометры, построенные по схеме с двумя приемниками. Рассматриваются их преимущества в сравнении с одноприемниковыми схемами. Описывается, каким образом повышается быстродействие двухприемникового радиометра и от чего оно зависит. Приводится структура и рассмотрен принцип действия двухприемникового модифицированного нулевого радиометра, в котором добавлены функции оперативного изменения диапазона измерения. После изучения данной главы студент должен:

1. Знать, с какой целью в радиометрах увеличивают количество одновременно работающих приемников.
2. По структурной схеме двухприемникового радиометра правильно объяснить принцип его работы с применением временных диаграмм.
3. Уметь оценить чувствительность двухприемникового модифицированного радиометра.
4. Понимать, с чем связано повышение динамических характеристик в нулевом радиометре, если его выполнить по двухприемниковой схеме.

### 6.2. Двухприемниковый модифицированный нулевой радиометр

В данном разделе описан двухприемниковый радиометр, функционирующий на основе нулевого метода, с применением которого решается задача увеличения флуктуационной чувствительности измерения сигналов антенны.

На рис. 6.1 приведена структурная схема радиометра, в состав которой входит антенна А, входной блок, два идентичных радиометрических приемника с полосой принимаемых частот  $\Delta f$ , низкочастотный узел обработки сигналов. Входной блок включает высокочастотный модулятор  $M_{вч}$ , два опорных генератора шума ГШ и ДГШ, второй из которых является дополнительным, аттенюатор АТТ, высокочастотный ключ Кл, направленный ответвитель НО. В низкочастотный узел входят два синхронных фильтра низких частот СФ<sub>1</sub> и СФ<sub>2</sub>, две схемы исключения постоянной составляющей (фильтры верхних частот) СИПС<sub>1</sub> и СИПС<sub>2</sub>, компараторы К<sub>1</sub> и К<sub>2</sub>, работающие в режиме нуль-органа. Блок управления поддерживает оба измерительных тракта в режиме нулевого баланса анализируя выходные сигналы компараторов, которые поступают на его вход через низкочастотный модулятор  $M_{нч}$ . На выходе блока управления вырабатывается цифровой код измеряемого сигнала антенны, который поступает на динамический интегратор для накопления.

Во входном блоке радиометра происходит модуляция сигналов. Сигнал антенны  $T_A$  поступает на вход модулятора через направленный ответвитель НО, в котором к сигналу антенны добавляется опорный сигнал  $T_{доп}$  из канала подшумливания. Канал подшумливания образован полупроводниковым генератором шума ПГШ с применением лавинно-пролетного диода, аттенюатором АТТ, в котором сигнал ослабляется до необходимой величины (настройка этого сигнала происходит при калибровке радиометра) и сверхвысокочастотным ключом Кл. Замкнутое состояние ключа определяет управляющий широтно-импульсный сигнал длительностью  $t_{шис}$ , поступающий с блока управления. Таким образом происходит модуляция сигнала полупроводникового генератора шума по широтно-импульсному закону перед его поступлением в тракт антенны. Второй опорный сигнал  $T_{оп}$  во входном блоке радиометра вырабатывается генератором шума ГШ, например, согласованной нагрузкой, находящейся при температуре входного узла радиометра.

Опорный и антенный тракты подключены к входам высокочастотного модулятора  $M_{вч}$ , который осуществляет их отдельное подключение к двум радиометрическим приемникам. Модулятор имеет конфигурацию "два входа - два выхода" (2×2). В зависимости от поступающего на модулятор управляющего сигнала амплитудно-импульсной модуляции длительностью  $t_{аим}$ , антенна или опорный

генератор шума поочередно коммутируются на разные входы радиометрических приемников. Управление низкочастотным модулятором  $M_{нч}$  с конфигурацией  $2 \times 1$  происходит также по сигналам  $t_{AIM}$ , синхронно с высокочастотным модулятором.

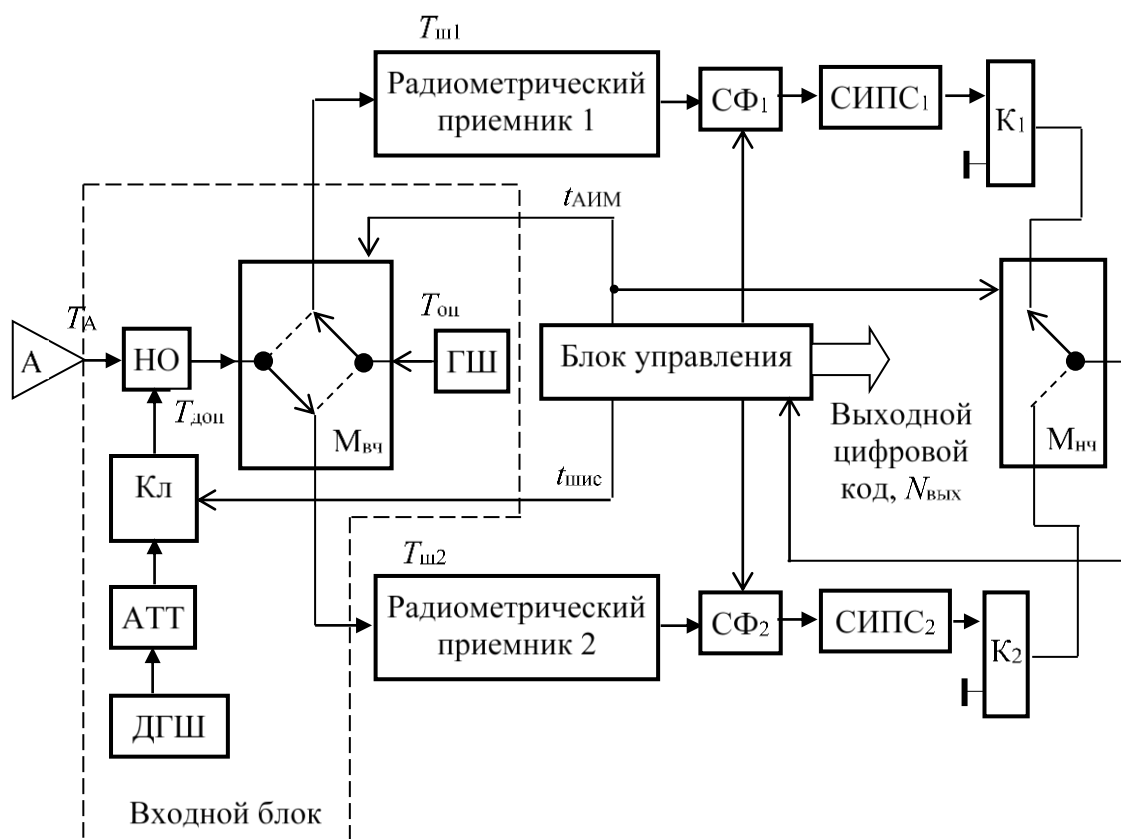


Рисунок 6.1 – Структурная схема двухприемникового радиометра, в котором применена модификация нулевого метода

Выходные сигналы компараторов измерительных каналов, представленные в уровнях логического нуля и единицы, попеременно, с частотой амплитудно-импульсной модуляции подключаются через  $M_{нч}$  на вход цифрового блока управления. Блок управления вырабатывает импульсный сигнал с длительностью  $t_{AIM}$ , тем самым осуществляя в радиометре синхронное переключение ключей высокочастотного и низкочастотного модуляторов. Нулевой баланс достигается широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала дополнительного генератора шума ДГШ по сигналу  $t_{шис}$ . Также выходные сигналы блока управления задействованы для управления соответствующими синхронными фильтрами измерительных каналов, которые состоят из трех однозвенных интегрирующих  $RC$ -цепей с общим резистором, а постоянные составляющие трех модулируемых входных сигналов (антенны, суммы сигналов антенны и канала подшумливания, опорного генератора шума) накапливаются на трех конденсаторах синхронным их подключением к общей точке схемы через управляемый электронный ключ. Выходной цифровой код блока управления поступает на динамический интегратор, где происходит их накопление на временном интервале измерения и усреднение (математическая операция нахождения арифметического среднего).

Принцип работы радиометра иллюстрируется временными диаграммами на рис. 6.2 и заключается в следующем. В первом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, при отсутствии импульса длительностью  $t_{AIM}$ , в модуляторе  $M_{вч}$  входы и выходы коммутируются так, что сигнал генератора шума  $T_{оп}$  поступает на вход первого радиометрического приемника, сигнал антенны с эффективной температурой  $T_A$  – на вход второго радиометрического приемника. При появлении импульса длительностью  $t_{AIM}$  в модуляторе происходят переключения: антенна подключается на вход первого приемника, генератор шума – на вход второго приемника. В каждом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции блоком управления вырабатывается широтно-импульсный сигнал длительностью  $t_{шис}$ .

С выходов обоих измерительных каналов сигналы компараторов через низкочастотный переключатель-модулятор  $M_{нч}$  поступают на блок управления. В результате синхронной работы высокочастотного и низкочастотного модуляторов на вход блока управления поступают только те сигналы, когда на входе приемников действует сигнал опорного генератора шума  $T_{оп}$ . Данный сигнал на входе первого измерительного канала появляется в первом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, на входе второго канала - во втором полупериоде.

Регулирование длительности широтного сигнала заключается в установлении нулевого напряжения на входе компаратора оконечного узла измерительного тракта, когда по тракту проходит сигнал  $T_{оп}$ , вырабатываемый генератором шума. Если один измерительный канал усиливает сигнал генератора шума, через другой канал в это время проходит сигнал антенны и выполняется широтно-импульсная модуляция. Длительность широтно-импульсного сигнала корректируется по сигналам компаратора в тот полупериод амплитудно-импульсной модуляции, когда по измерительному тракту проходит сигнал  $T_{оп}$ . Последовательность выполнения действий по управлению каналами следующая: "коррекция длительности  $t_{шис}$ " - "новое значение (откорректированное) широтно-импульсного сигнала".

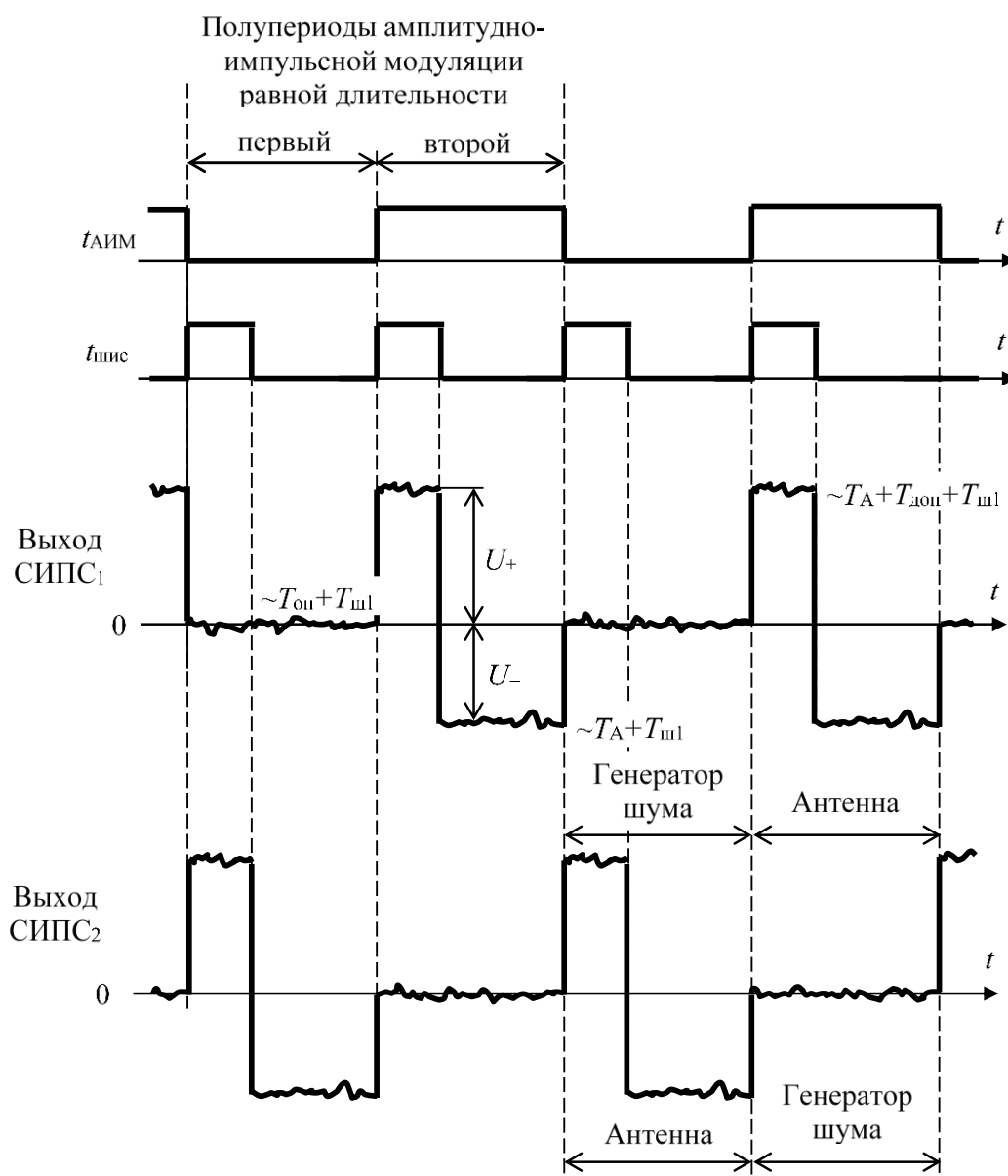


Рисунок 6.2 – Временные диаграммы, поясняющие принцип работы двухприемникового модифицированного радиометра

На рис. 6.2 приведены временные диаграммы сигналов на выходах соответствующих схем включения постоянной составляющей СИПС, когда в радиометре установлен нулевой баланс. Тогда, на выходе СИПС1:

$$U_+ t_{\text{шис}} = U_- (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}), \quad (6.1)$$

где  $U_+$  и  $U_-$  – амплитуды положительного и отрицательного импульсов, равные:

$$\begin{aligned} U_+ &= G_1 k \Delta f_1 [(T_A + T_{\text{доп}} + T_{\text{ш1}}) - (T_{\text{оп}} + T_{\text{ш1}})] = G_1 k \Delta f_1 (T_A + T_{\text{доп}} - T_{\text{оп}}), \\ U_- &= G_1 k \Delta f_1 [(T_{\text{оп}} + T_{\text{ш1}}) - (T_A + T_{\text{ш1}})] = G_1 k \Delta f_1 (T_{\text{оп}} - T_A) \end{aligned}, \quad (6.2)$$

где  $G_1$  – коэффициент пропорциональности между входными сигналами  $T_A$ ,  $T_{\text{доп}}$ ,  $T_{\text{оп}}$  и напряжениями  $U_+$  и  $U_-$  на выходе СИПС первого канала, который является произведением коэффициентов усиления сигналов по высокой и низкой частотам, передачи квадратичного детектора,  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f_1$  – полоса принимаемых первым приемником частот,  $T_{\text{ш1}}$  – эффективная температура собственных шумов приемника первого канала.

Подставляя выражения (6.2) в формулу (6.1), получим:

$$G_1 k \Delta f_1 (T_A + T_{\text{доп}} - T_{\text{оп}}) t_{\text{шис}} = G_1 k \Delta f_1 (T_{\text{оп}} - T_A) (t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}),$$

Откуда:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_{\text{оп}} - T_A}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}, \quad (6.3)$$

Для второго измерительного канала, после аналогичных вычислений получим аналогичную формулу (6.3).

Из (6.3) следует линейная зависимость длительности  $t_{\text{шис}}$  и входного сигнала антенны  $T_A$ . Следовательно, через эту длительность можно косвенным путем определить сигнал антенны. Так же из формулы (6.3) следует, что на длительность широтно-импульсного сигнала  $t_{\text{шис}}$  не влияют изменения коэффициента передачи измерительного тракта (коэффициента  $G_1$ ) и собственные шумы приемника, постоянная составляющая которых равна  $T_{\text{ш1}}$ . Устранение влияния этих двух основных дестабилизирующих факторов указывает на то, что радиометр работает по принципу нулевых измерений.

Сигнал антенны определяется из (6.3):

$$T_A = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}. \quad (6.4)$$

Значения максимального и минимального сигналов антенны могут быть найдены из формулы (6.4) подстановкой в нее длительностей  $t_{\text{шис}}$ , равных нулю и длительности  $t_{\text{АИМ}}$ :  $T_{A,\text{макс}} = T_{\text{оп}}$ ;  $T_{A,\text{мин}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$ . Настройкой дополнительного опорного сигнала генератора шума на значение  $T_{\text{доп}} = T_{\text{оп}}$  можно измерять сигналы антенны от нуля градусов термодинамической шкалы Кельвина.

Так как выходным сигналом блока управления является цифровой код длительности широтно-импульсного сигнала, в формуле (6.3) можно сделать переход от длительностей к их цифровым эквивалентам:

$$N_{\text{вых}} = \frac{T_{\text{оп}} - T_A}{T_{\text{доп}}} \times (N_{\text{макс}} + 1),$$

где  $N_{\text{макс}}$  – цифровой код на выходной шине, когда во всех его разрядах логические единицы.

Использование двух приемников позволяет повысить чувствительность радиометра. Так как входной блок построен с каналом подшумливания тракта антенны и аналогичен приемному блоку одноканальной схемы, рассмотренной на рис. 4.5, поэтому для оценки чувствительности можно воспользоваться полученным выражением (4.15а). Однако на одном и том же временном интервале получения одного результата измерения, в случае использования двух приемников количество накопленных цифровых кодов с последующим усреднением возрастает в два раза. То есть, в формулу для чувствительности (4.15а) вместо  $R$  подставляем  $2R$ . Таким образом, минимально обнаружимый порог сигнала уменьшается в  $\sqrt{2}$  - раз.



В другом случае, если в радиометре с одним или двумя приемниками реализовать одинаковую чувствительность, то динамические характеристики двухприемникового радиометра будут выше в  $\sqrt{2}$  – раз, так как накопление цифровых кодов в нем происходит в два раза быстрее, чем в одноприемниковом.

Кроме того, применение двухприемниковой схемы повышает надежность работы радиометрических систем. В случае отказа одного приемника система остается работоспособной с той лишь разницей, что в  $\sqrt{2}$  ухудшается чувствительность.

### 6.3. Повышение динамических характеристик двухприемникового радиометра

В рассмотренном в предыдущем разделе двухприемниковом радиометре (как и во всех радиометрах, использующих в основе работы комбинированную импульсную модуляцию для установления нулевого баланса) выполняется предварительная низкочастотная аналоговая фильтрация сигналов с применением интегрирующего синхронного фильтра. В ходе фильтрации выделяется постоянная составляющая шумовых протектированных сигналов, подавляются случайные импульсные выбросы. Тем самым обеспечивается устойчивость в контуре регулирования нулевого баланса, повышается помехоустойчивость автоматической следящей системы и снижается перегрузка компаратора. Большое значение постоянной времени  $\tau$  синхронного фильтра приводит к инерционности работы контура автоматического регулирования, к запаздыванию по управлению изменением длительности  $t_{\text{шис}}$ .

На запаздывание в контуре управления длительностью широтно-импульсного сигнала также оказывает влияние постоянная времени  $\tau_{\text{сипс}}$  схемы исключения постоянной составляющей, следующей за синхронным фильтром (см. рис. 6.1). Для постоянной составляющей сигналов схема СИПС является интегрирующим звеном, то есть фильтром нижних частот. Накопление постоянной составляющей в СИПС осуществляется с некоторой инерционностью, определяемой постоянной времени этой цепи. Если от  $\tau$  синхронного фильтра зависит чувствительность радиометра (см. например формулу (4.15а), то от  $\tau_{\text{сипс}}$  – линейность преобразования, как это следует из (4.64).

Для повышения динамических свойств радиометра и увеличения быстродействия системы, связанной со скоростью отработки изменений сигнала антенны контуром автоматического регулирования нулевого баланса, постоянную времени схемы исключения постоянной составляющей необходимо уменьшать. В одноканальной схеме это приведет к повышению погрешности нелинейности характеристики преобразования. Для двухприемниковой схемы, в случае одновременной обработки сигналов обоих приемников возможно значительное уменьшение погрешности нелинейности при сохранении высоких динамических характеристик радиометра. Ниже описан способ уменьшения погрешности нелинейности передаточной характеристики двухприемникового радиометра изменением вида модулирующей функции по управлению временем появления широтно-импульсного сигнала – в начале или конце полупериода амплитудно-импульсной модуляции. Если сигналы по управлению широтным сигналом следуют для первого приемника в начале полупериода амплитудно-импульсной модуляции, а для другого приемника – конце, погрешности нелинейности имеет разные знаки, но близкие друг другу значения (см. раздел 4.8). Вычисление среднего позволяет повысить линейность характеристики всего двухприемникового радиометра при больших погрешностях отдельных измерительных каналов.

На рис. 6.3 приведены временные диаграммы работы измерительных каналов двухприемникового радиометра с описанным видом модулирующей функции. Передаточная характеристика радиометра, полученная вычислением среднего двух характеристик радиометрических каналов, имеет следующий вид:

$$t_{\text{шис}} = \frac{t_{\text{шис}}^+ + t_{\text{шис}}^-}{2} = \frac{\tau_{\text{сипс}}}{2} \ln \left( \frac{(T_{\text{доп}} + T_A - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_A) \exp\left(\frac{2t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{(T_{\text{доп}} + T_A - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_A)} \right), \quad (6.5)$$

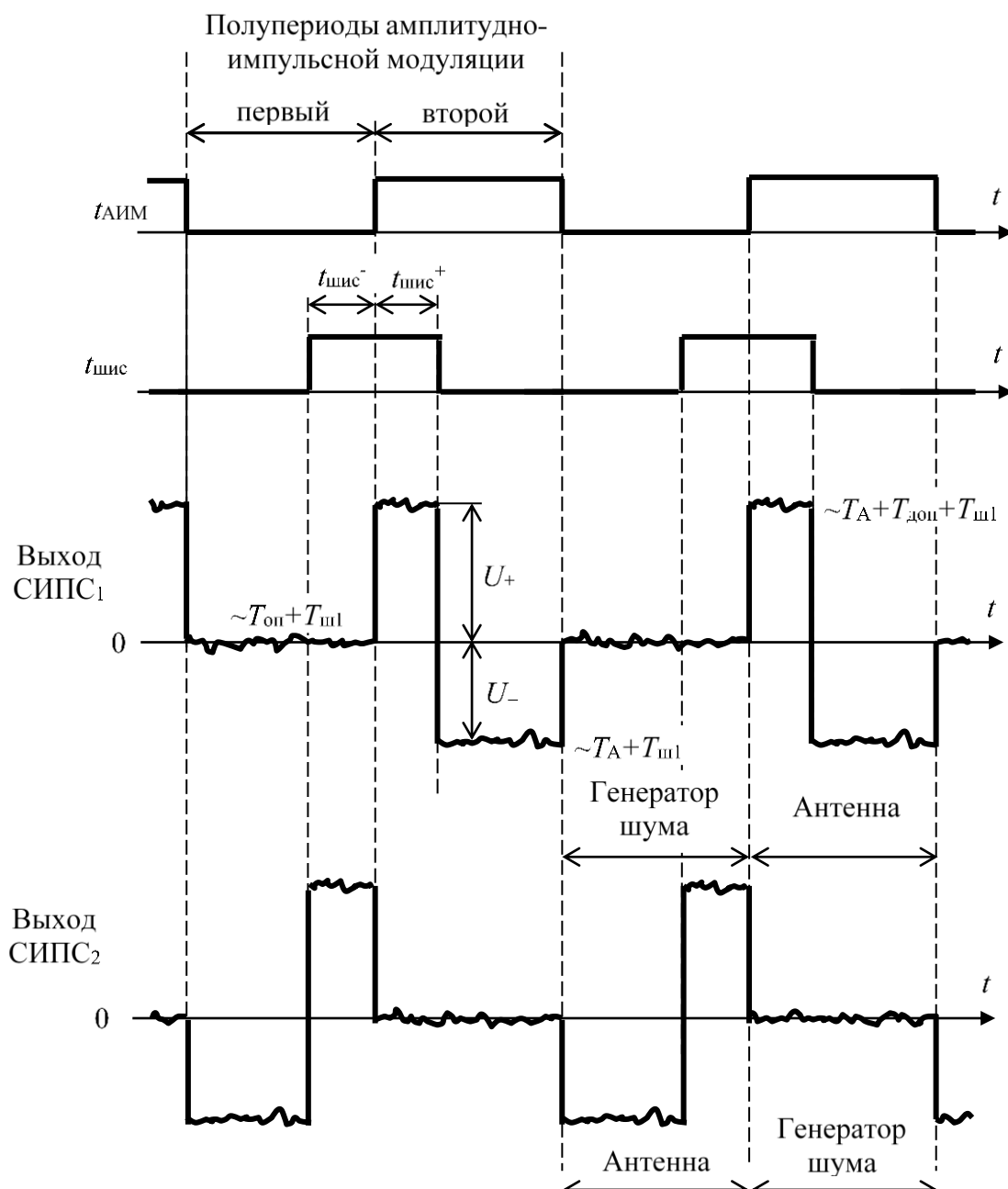


Рисунок 6.3 – Временные диаграммы функционирования двухприемникового модифицированного нулевого радиометра с изменением вида модулирующей функции по управлению широтно-импульсным сигналом

На рис. 6.4 приведена графическая иллюстрация рассчитанных по формуле (6.5) передаточных характеристик двухприемникового радиометра для различных постоянных времени СИПС, построенных для диапазона измерения  $50 \div 350$  К и длительности полупериода амплитудно-импульсной модуляции 500 мкс. Из графика следует, что характеристики имеют близкий к линейному характер и практически не зависят от параметров СИПС. Только в случае низкого значения  $\tau_{\text{шипс}}$ , в нашем примере равного 0.25 мс, возникает значительная нелинейность характеристики преобразования.

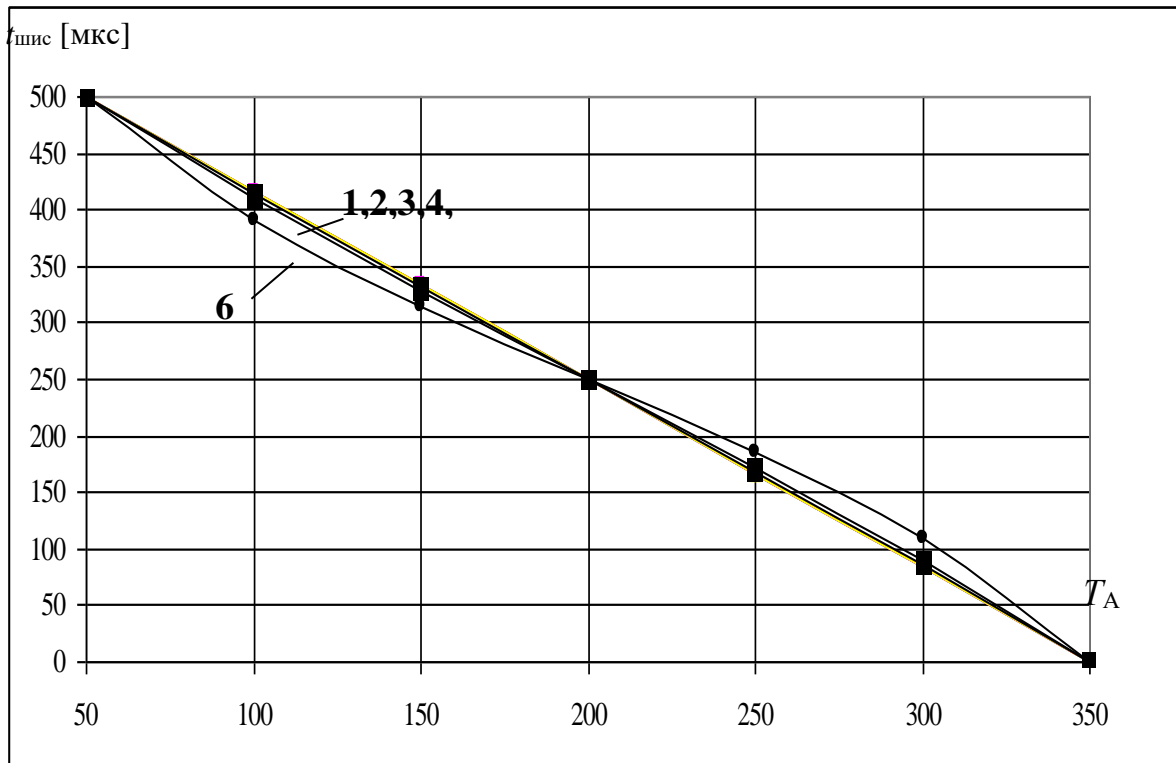


Рисунок 6.4 – Передаточные характеристики двухприемникового радиометра, в котором модуляция осуществляется как на рис. 6.3 и построенные для постоянных времени СИПС: 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2.5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0.5 мс, 6 – 0.25 мс

Погрешность нелинейности передаточной характеристики определяется из выражения:

$$\delta t_{\text{шис}} = \frac{\tau_{\text{сипс}}}{2} \ln \left( \frac{(T_{\text{доп}} + T_A - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_A) \exp\left(\frac{2t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{(T_{\text{доп}} + T_A - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{АИМ}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_A)} \right) - \frac{T_{\text{оп}} - T_A}{T_{\text{доп}}} t_{\text{АИМ}} \quad (6.6)$$

На рис. 6.5 приведены кривые, характеризующие данную погрешность измерений в зависимости от сигнала антенны, для различных постоянных времени схемы исключения постоянной составляющей. Из построенных графиков следует, что погрешность нелинейности имеет два экстремума с разными знаками и становится равной нулю в середине шкалы преобразования.

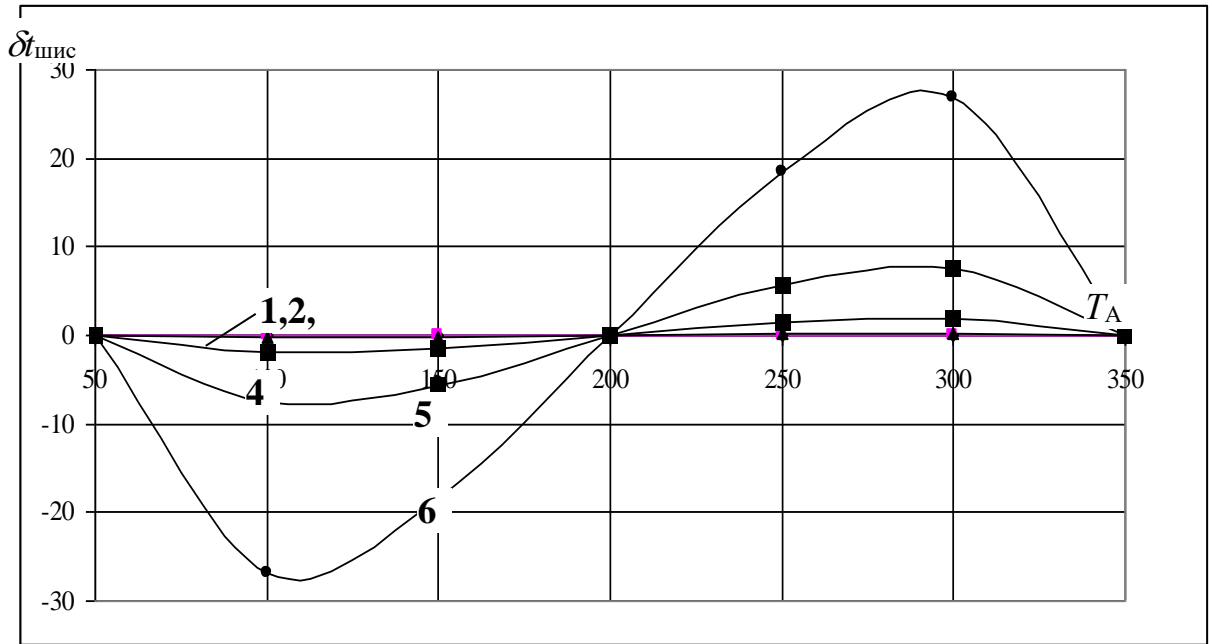


Рисунок 6.5 – Погрешность нелинейности двухприемникового радиометра в зависимости от сигнала антенны. Кривые построены для различных постоянных времени СИПС и для вида модуляции, приведенной на рис. 6.3. 1 – 10 мс, 2 – 5 мс, 3 – 2.5 мс, 4 – 1 мс, 5 – 0.5 мс, 6 – 0.25 мс

Максимальные значения данная погрешность принимает при двух сигналах антенны, определяемых дифференцированием выражения (6.6) по  $T_A$  и приравниванием производной нулю:

$$T_{A,1} = T_{оп} + \frac{T_{доп}}{2} (A - 1), \quad (6.7)$$

$$T_{A,2} = T_{оп} + \frac{T_{доп}}{2} (A + 1), \quad (6.8)$$

где  $A = \frac{\exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) + 1}{\exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) - 1} \sqrt{1 - \frac{2\tau_{сипс} \left[ \exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) - 1 \right]}{t_{АИМ} \left[ \exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) + 1 \right]}}$ .

Подстановкой выражений для сигналов антенны (6.7) и (6.8) в формулу (6.6) находим значения погрешности нелинейности характеристики преобразования, принимающих максимальную величину:

$$\delta t_{шис, макс1} = \frac{\tau_{сипс}}{2} \ln \left( \frac{(A+1)\exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) - (A-1)\exp\left(\frac{2t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right)}{(A+1)\exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) - (A-1)} \right) + \frac{t_{АИМ}}{2} (A - 1), \quad (6.9)$$

$$\delta t_{шис, макс2} = \frac{\tau_{сипс}}{2} \ln \left( \frac{(A+1)\exp\left(\frac{2t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right) - (A-1)\exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right)}{(A+1) - \exp\left(\frac{t_{АИМ}}{\tau_{сипс}}\right)(A-1)} \right) - \frac{t_{АИМ}}{2} (A + 1). \quad (6.10)$$

Аналогично одноприемниковым схемам, максимальные значения данной погрешности не зависят от сигналов опорных источников шума. Эти два значения имеют разные знаки, но равны по модулю. На рис. 6.6 приведена графическая иллюстрация зависимости  $\delta t_{шис, макс1} = f(\tau_{сипс})$ , полученная по формуле (6.9) и представленная в процентном отношении от максимальной длительности широтно-

импульсного сигнала, равной 500 мкс (кривая 1). На этом же графике построена зависимость погрешности нелинейности от постоянной времени цепи СИПС, характеризующая одноприемниковую схему (кривая 2). Из рисунка видно, что в случае двухприемниковой схемы и специального вида модулирующей функции погрешность нелинейности передаточной характеристики значительно снижается. На рис. 6.7 приведен график, показывающий уменьшение погрешности двухприемниковой схемы по сравнению с одноприемниковой (в размах, отношение погрешностей) в зависимости от постоянной времени СИПС.

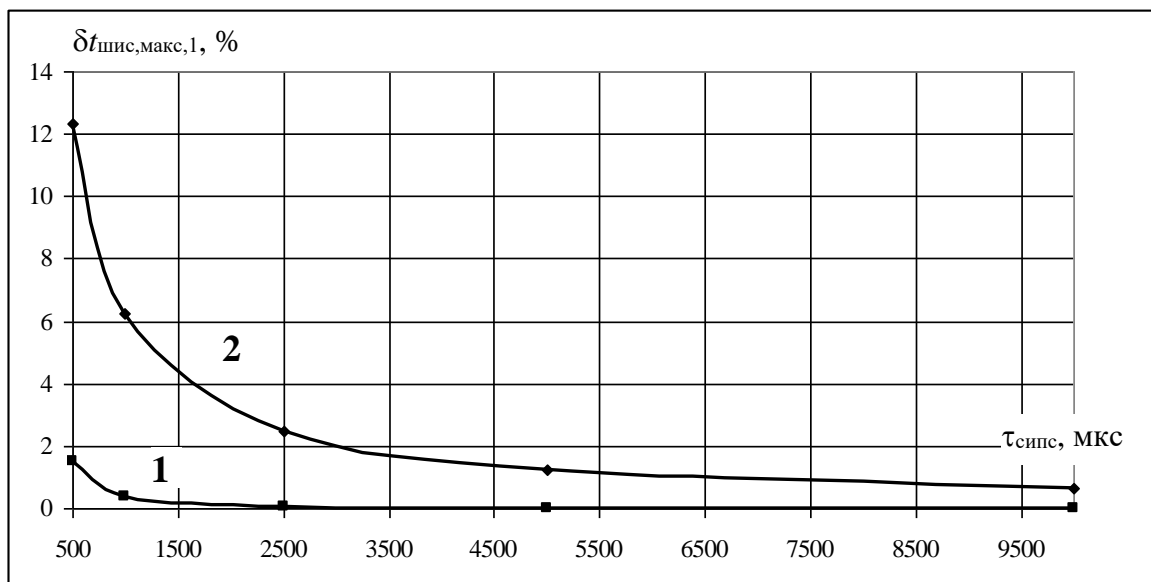


Рисунок 6.6 – Зависимость максимального значения погрешности нелинейности радиометра от постоянной времени схемы СИПС (1 - двухприемниковая схема, 2 - одноприемниковая схема)

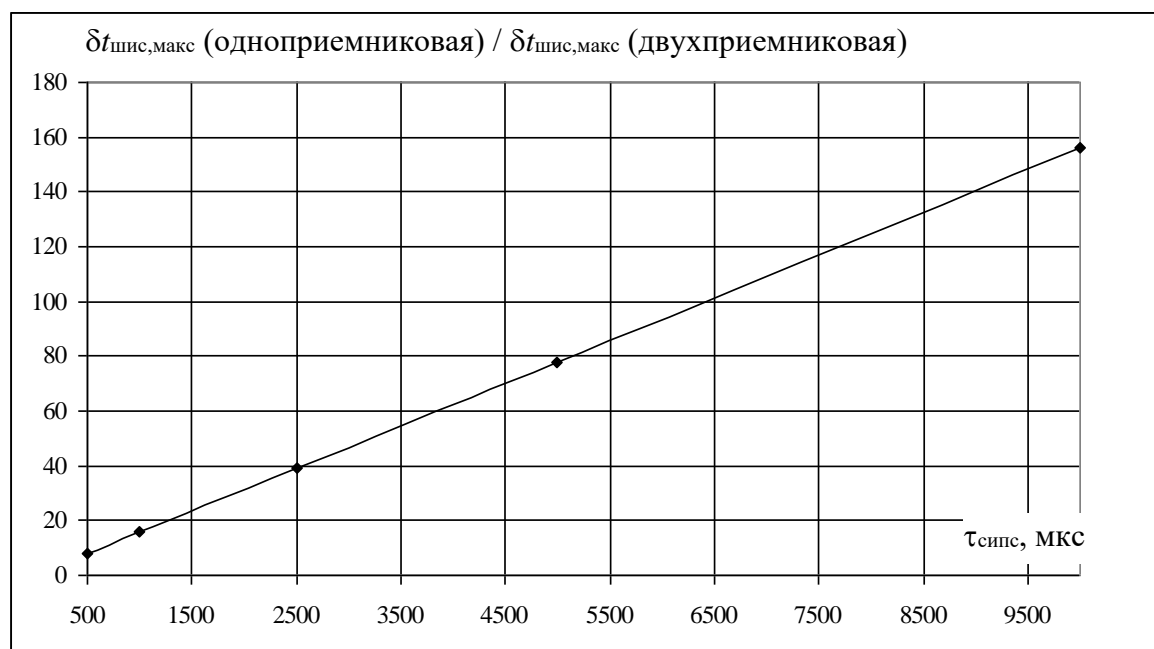


Рисунок 6.7 – График, характеризующий уменьшение погрешности двухприемниковой схемы по сравнению с одноприемниковой (в размах) для различных постоянных времени СИПС

Из приведенных графиков можно сделать вывод о том, что при обеспечении одинаковой погрешности нелинейности для одно- и двухприемниковых схем, в двухприемниковой схеме можно реализовать более высокое быстродействие.

При проектировании радиометра выполняется операция выбора постоянных времени последовательно включенных синхронного фильтра  $\tau$  и схемы исключения постоянной составляющей  $\tau_{\text{сипс}}$ . При  $\tau < \tau_{\text{сипс}}$  амплитуды положительного и отрицательного импульсов в низкочастотном тракте при резком изменении сигнала антенны нарастают или уменьшаются достаточно быстро, но СИПС с запаздыванием исключает постоянную составляющую и она проникает на ее выход, что затягивает процесс установления нулевого баланса. При  $\tau > \tau_{\text{сипс}}$  амплитуды импульсов при изменении входного сигнала изменяются медленно. Это приводит к тому, что медленно изменяется постоянная составляющая периодической последовательности сигналов и схема СИПС успевает ее накапливать. Тогда основная задержка будет вноситься синхронным низкочастотным фильтром. Оптимальным считается выбор параметров цепей синхронного фильтра и СИПС, для которых  $\tau = \tau_{\text{сипс}}$ .

#### 6.4. Двухприемниковый нулевой радиометр с расширенными функциями по изменению диапазона измерения

На рис. 6.8 приведена схема приемного блока двухприемникового радиометра с произвольным диапазоном измерения. Для этого во входной блок радиометра введен второй канал подшумливания, устанавливаемый между высокочастотным модулятором  $M_{\text{вч}}$  и генератором шума, роль которого выполняет согласованная нагрузка СН. Каналы подшумливания содержат дополнительные генераторы шума на лавинно-пролетных диодах ДГШ<sub>1</sub> и ДГШ<sub>2</sub>, быстродействующие источники тока ИТ<sub>1</sub> и ИТ<sub>2</sub> с высокой скоростью нарастания выходного тока, которые управляются цифровыми кодами, поступающими на соответствующие цифро-аналоговые преобразователи ЦАП<sub>1</sub> и ЦАП<sub>2</sub>. Сигналы из каналов подшумливания поступают в тракты антенны и согласованной нагрузки через направленные ответвители НО<sub>1</sub> и НО<sub>2</sub>. Первый канал подшумливания вырабатывает два опорных сигнала  $T_{\text{доп}}$  и  $T_{\text{оп1}}$  при занесении в ЦАП<sub>1</sub> двух соответствующих цифровых кодов  $N_{\text{доп}}$  и  $N_{\text{оп1}}$ . Подобным образом, второй канал подшумливания вырабатывает опорный сигнал  $T_{\text{оп2}}$  при поступлении на ЦАП<sub>2</sub> кода  $N_{\text{оп2}}$ . Данные цифровые коды определяются в процессе калибровки.

В радиометре выполняется модификация метода нулевого приема с применением двух видов импульсной модуляции – амплитудной и широтной, и через длительность широтно-импульсного сигнала косвенно определяется сигнал антенны по формуле:

$$t_{\text{шис}} = \frac{T_{\text{сн}} + T_{\text{оп2}} - T_{\text{оп1}} - T_{\text{А}}}{T_{\text{доп}}} \times t_{\text{АИМ}}, \quad (6.11)$$

где  $T_{\text{сн}}$  – эффективная температура шумов согласованной нагрузки, равная ее термодинамической температуре,  $T_{\text{А}}$  – шумовая температура антенны.

Сигнал антенны определяются из (6.11):

$$T_{\text{А}} = T_{\text{сн}} + T_{\text{оп2}} - T_{\text{оп1}} - T_{\text{доп}} \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{АИМ}}}, \quad (6.12)$$

Из (6.12) следует, что настройкой опорных сигналов  $T_{\text{оп1}}$  и  $T_{\text{оп2}}$  можно эффективно изменять границы диапазона измерений.

Принцип функционирования для каждого приемного канала одинаковый и заключается в следующем. В том полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, в котором на вход приемника подключается согласованная нагрузка с сигналом  $T_{\text{сн}}$ , при необходимости включается генератор шума ДГШ<sub>2</sub>. Это определяется диапазоном измерения. Включение генератора происходит после занесения в ЦАП<sub>2</sub> цифрового кода  $N_{\text{оп2}}$ . Если код в преобразователь не поступает, то сигнал  $T_{\text{оп2}}$  каналом подшумливания не вырабатывается. В другом полупериоде амплитудно-импульсной модуляции, на время  $t_{\text{шис}}$  в ЦАП<sub>1</sub> заносится суммарный код  $N_{\text{доп}} + N_{\text{оп1}}$  и в тракт антенны поступает сигнал  $T_{\text{доп}} + T_{\text{оп1}}$  от генератора ДГШ<sub>1</sub>. В следующий промежуток времени, равный  $t_{\text{АИМ}} - t_{\text{шис}}$ , в этот же цифроаналоговый преобразователь ЦАП<sub>1</sub> поступает цифровой код  $N_{\text{оп1}}$  и каналом подшумливания генерируется сигнал  $T_{\text{оп1}}$ . Аналогично условию появления сигнала  $T_{\text{оп2}}$ , генерирование сигнала  $T_{\text{оп1}}$  так же определяется требуемым диапазоном измерения.

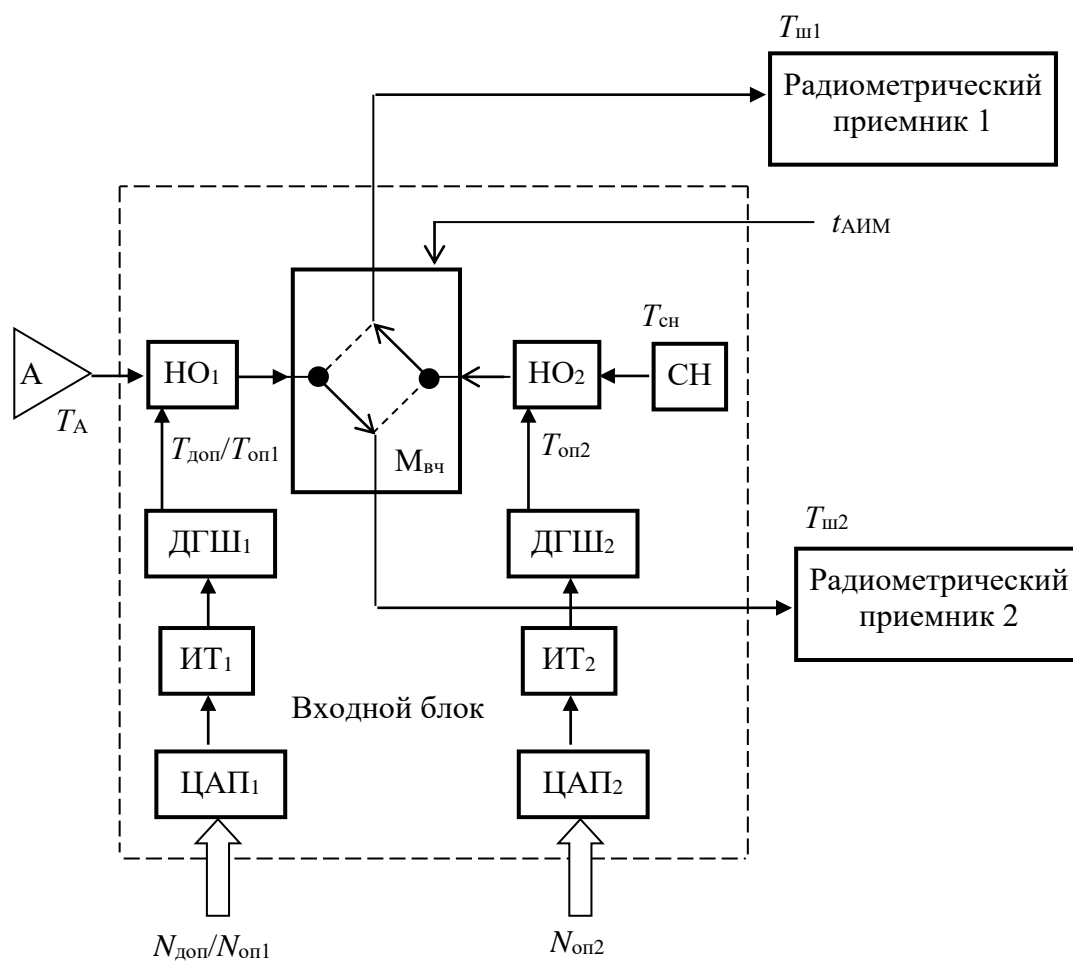


Рисунок 6.8 – Входной блок двухканального радиометра с расширенными функциями по изменению диапазона измерения

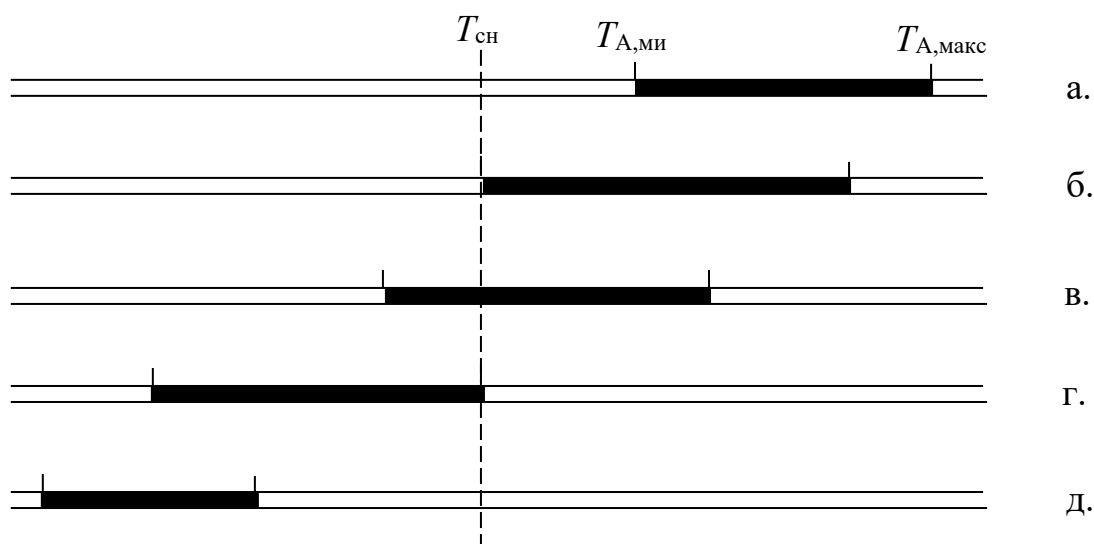


Рисунок 6.9 – Диапазоны измерений сигнала антенны

Сигналы  $T_{оп2}$  и  $T_{оп1}$  настраиваются в процессе калибровки. На рис. 6.9 приведены пять возможных вариантов диапазонов измерений.

Калибровка начинается подключением на вход радиометра эталона  $T_{эт, макс}$ , определяющего верхнюю границу диапазона измерения  $T_{А, макс}$ . Настройка производится либо изменением опорного

сигнала  $T_{оп1}$ , если  $T_{эт,макс} < T_{сн}$ , либо  $T_{оп2}$ , если  $T_{эт,макс} > T_{сн}$ . Для двух вариантов диапазона измерений, представленных на рис. 6.9 а, в, сигнал  $T_{оп1}$  выключен и не вырабатывается в процессе работы радиометра. Регулируется сигнал  $T_{оп2}$  изменением кода  $N_{оп2}$  в ЦАП2. Для диапазона на рис. 6.9 д выполняется регулировка сигнала  $T_{оп1}$  изменением цифрового кода  $N_{оп1}$ . Сигнал  $T_{оп2}$  не вырабатывается. Для данных вариантов диапазонов измерений настройка радиометра на верхнюю границу диапазона происходит при отсутствии сигнала, управляющего широтно-импульсной модуляцией,  $t_{шик} = 0$ . Процесс настройки аналогичен работе нулевого радиометра с аналоговым регулированием, когда изменяется не длительность импульса, а его амплитуда до момента установления нулевого напряжения на выходе измерительного тракта радиометра и исчезновения сигнала с частотой модуляции.

Во время второго этапа калибровки на вход радиометра подключается эталон, определяющий минимальную границу измерения,  $T_{эт,мин}$ . Управляющий широтной модуляцией сигнал устанавливается равным длительности полупериода (имеет полную, максимальную длительность),  $t_{шик} = t_{АИМ}$ . Для рассмотренных трех вариантов диапазона измерений регулируется сигнал  $T_{доп}$  соответствующим изменением цифрового кода  $N_{доп}$ . Регулировка происходит аналогичным образом и выполняется до момента установления нулевого напряжения на выходе измерительных трактов.

В двух частных случаях, когда одна из границ диапазона измерения совпадает с величиной сигнала согласованной нагрузки  $T_{сн}$ , соответствующие диаграммы приведены на рис. 5.16 б и г. Для диапазона на рис. 5.16 г сигналы  $T_{оп1}$  и  $T_{оп2}$  не вырабатываются. Для диапазона на рис. 5.16 б регулировка выполняется аналогично настройке на диапазоны, приведенные на рис. 5.16 а, б.

## 6.5. Вопросы для самопроверки

1. С какой целью в радиометр включают второй приемник.
2. Как сказывается на чувствительности всего радиометра подключение второго радиометрического приемника.
3. По какому принципу осуществляется модуляция в двухприемниковой схеме нулевого радиометра.
4. Чем определяется постоянная времени низкочастотного синхронного фильтра и как она влияет на быстродействие радиометра.
5. Чем определяется постоянная времени схемы исключения постоянной составляющей и как она влияет на быстродействие радиометра.
6. С какой схемой низкочастотного тракта модифицированного нулевого радиометра связана погрешность нелинейности передаточной характеристики и какие существуют подходы для ее уменьшения в двухприемниковой схеме.
7. Сравните погрешности нелинейности передаточной характеристики в одно- и двух – приемниковых схемах.
8. Из какого факта следует, что в двухприемниковой схеме можно реализовать более высокой быстродействие.
9. Опишите, в чем заключается способ повышения динамических характеристик двухприемникового нулевого радиометра.
10. Как введение второго канала подшумливания в двухприемниковый радиометр расширяет возможности по выбору диапазона измерений. Мотивируйте ответ временными диаграммами функционирования радиометра.



## ГЛАВА 7. МНОГОПРИЕМНИКОВЫЕ НУЛЕВЫЕ РАДИОМЕТРЫ

### 7.1. Цель обучения

В данной главе изучаются нулевые радиометры, построенные по многоприемниковым схемам. Рассматриваются их принципы функционирования. Приводится вывод формул для оценки флуктуационной чувствительности многоприемниковых радиометров. Рассмотрен конкретный пример многоприемникового радиометра нулевого типа. Описана последовательность операций, выполняемая при калибровке многоприемникового радиометра. В конце выполнен анализ чувствительности двух типов радиометров: компенсационного и многоприемникового нулевого. После изучения данной главы студент должен:

1. Знать основные правила построения нулевых радиометров по многоприемниковым схемам.
2. Уметь производить расчет флуктуационной чувствительности многоприемниковых радиометров.
3. С применением временных диаграмм объяснять принцип работы многоприемниковых схем радиометров.
4. Понимать достоинства многоприемниковых схем радиометров перед одноприемниковыми.
5. Сравнить различные типы радиометров между собой по критерию флуктуационной чувствительности.

### 7.2. Принципы построения многоприемниковых микроволновых нулевых радиометров

Одним из путей создания микроволновых радиометрических систем с максимально высокой флуктуационной чувствительностью и повышенной надежностью является построение радиометров по многоприемниковым схемам (три и более приемника), когда измерение сигнала антенны выполняется одинаковыми приемниками в одном спектральном диапазоне. Если организовать работу радиометрических приемников в одной частотной полосе, параллельно, то чувствительность совокупной системы увеличивается пропорционально корню квадратному из числа приемников. Многоприемниковыми радиометрами решаются задачи не только увеличения флуктуационной чувствительности, но и динамических свойств.

Известны многоприемниковые радиометры, построенные по компенсационному, модуляционному, корреляционному принципам. В данной главе рассмотрены многоприемниковые радиометры, которые выполнены на параллельно работающих приемных каналах с использованием модифицированного нулевого метода, в основе которого используется комбинированная импульсная модуляция (амплитудная и широтная), когда сигнал антенны косвенным образом определяется через длительность широтно-импульсного сигнала.

Для подключения приемников к антенне используется принцип временного разделения. Когда вход одного из приемников подключается к антенне, в этом временном интервале выполняется широтно-импульсная модуляция для этого приемника. Остальное время приемник подключен к опорному источнику, генерирующему стабильный шумовой сигнал. Время наблюдения опорного сигнала и, следовательно, время его накопления возрастает. При увеличении времени наблюдения опорного сигнала согласно закону больших чисел выделение постоянной составляющей происходит с большей точностью и с меньшими шумами. В этом случае работа многоприемникового радиометра с модуляцией сигналов на входе подобна работе компенсационного радиометра (радиометра полной мощности), обладающего самой высокой потенциальной чувствительностью среди различных схем и в котором сравнение происходит с не шумящим источником – источником опорного напряжения.

На рис. 7.1 и 7.2 приведены временные диаграммы работы одно- двух- четырех- и восьми- приемниковых радиометров. Для примера рассмотрен временной интервал одного измерения, состоящий из четырех периодов амплитудно-импульсной модуляции (восемь временных одинаковых отрезков  $t_{\text{AIM}}$ ). В процессе работы каждого приемного канала, после широтно-импульсной модуляции следует подключение на вход радиометрического приемника опорного генератора шума и происходит

коррекция цифрового кода длительности  $t_{\text{шис}}$  на один младший разряд ( $\pm 1$ ) для данного приемника (см. гл. 4). Формирование следующего периода широтно-импульсной модуляции в приемном канале происходит с новым кодом длительности широтно-импульсного сигнала. После этого откорректированный код передает на устройство накопления кодов и вычисления среднего из накопленных значений за интервал измерения (получение одного отсчета). Как следует из диаграмм, число накопленных значений кодов  $R$  на рассматриваемом интервале времени начиная с двухприемниковой схемы становится постоянным и равно восьми,  $R = 8$ . То есть, не зависит от числа приемников.

Если количество приемников в радиометре равно  $n$ , время подключения на вход каждого приемника опорного сигнала генератора шума возрастает в  $n - 1$  - раз. Если в низкочастотном тракте приемника постоянную времени синхронного фильтра, накапливающего опорный сигнал, увеличить в такое же количество раз, флуктуационная чувствительность всего многоприемникового радиометра возрастает в корень квадратный из числа приемников:

$$\delta T_A = \frac{\sqrt{T_3(T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2}}{\sqrt{n \Delta f \tau R}}, \quad (7.1)$$

где  $T_1, T_2, T_3$  – шумовые сигналы, поступающие на входы приемников (рис. 4.1),  $\Delta f$  – полоса принимаемых частот,  $\tau$  – постоянная времени синхронного низкочастотного фильтра приемников (для сигналов  $T_1$  и  $T_2$  постоянная равна  $\tau$ , для  $T_3$  –  $(n - 1)\tau$ ),  $R$  – число цифровых кодов длительности  $t_{\text{шис}}$ , накопленных за время одного измерения.

Из (7.1) следует, что увеличение числа приемников с четырех до шестнадцати приводит к увеличению флуктуационной чувствительности в два раза.

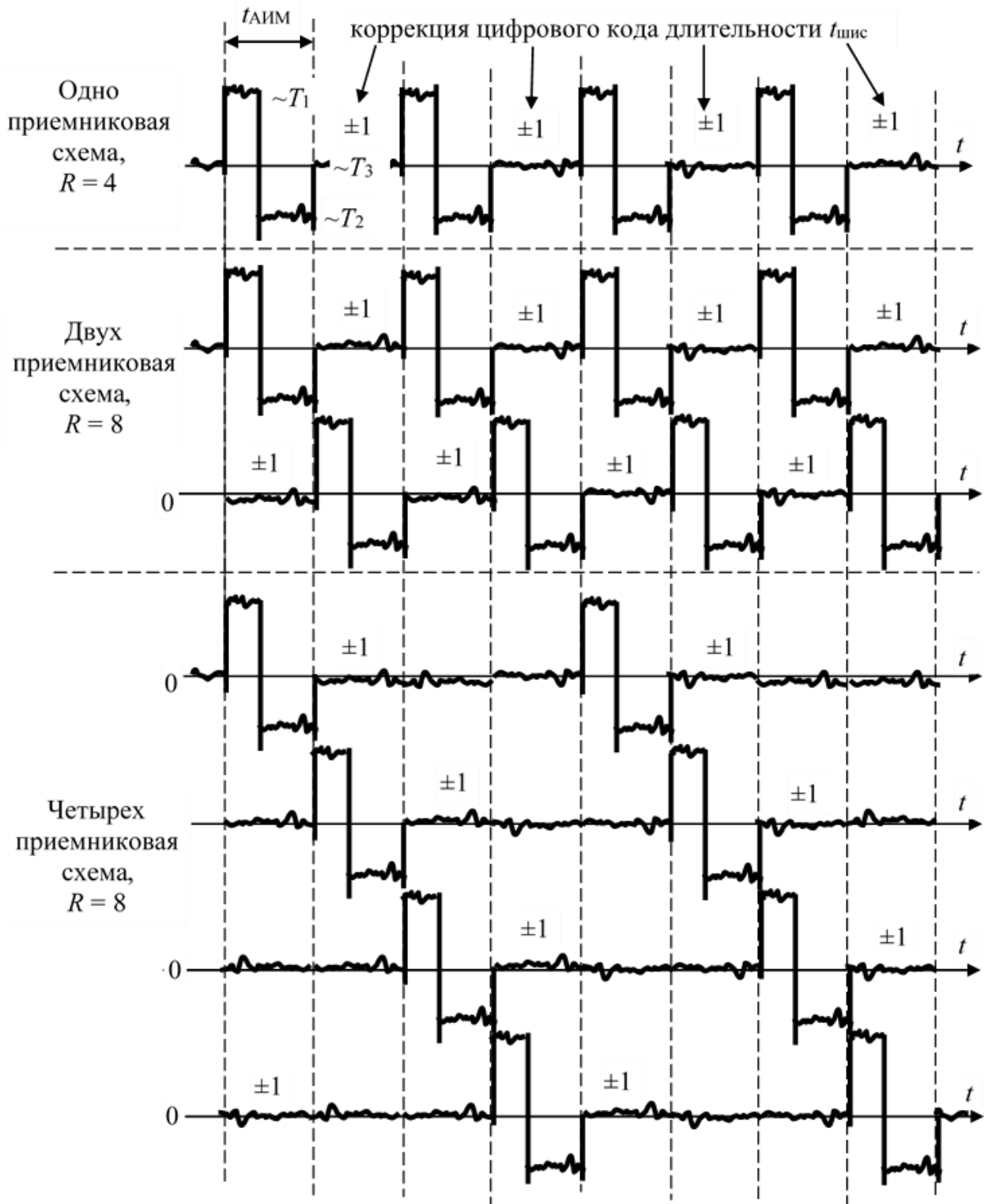


Рисунок 7.1 – Временные диаграммы работы одно- двух- и четырехприемниковых нулевых радиометров

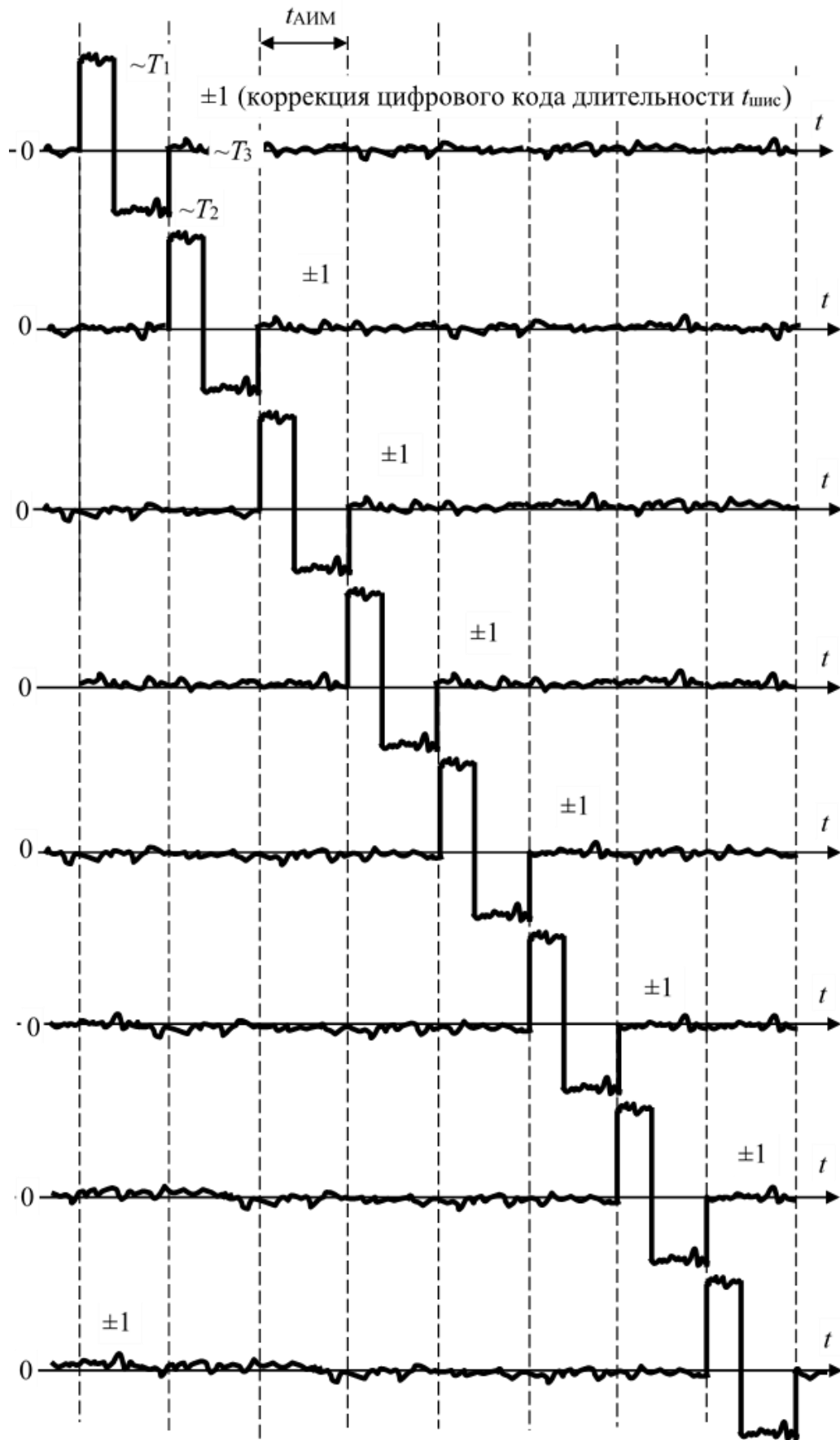


Рисунок 7.2 – Временные диаграммы работы восьмиприемникового радиометра ( $n = 8; R = 8$ )

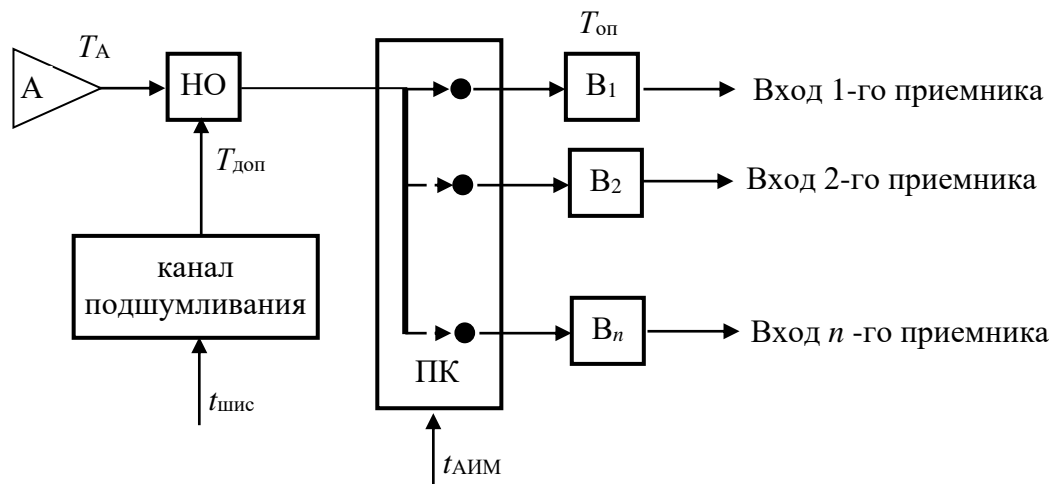


Рисунок 7.3 – Входное устройство многоприемникового радиометра

На рис. 7.3 приведена структурная схема входного блока многоприемникового радиометра, реализующая принцип функционирования по нулевому методу. Входной блок включает направленный ответвитель НО, канал опорного подшумливания, управляемый сигналом  $t_{шис}$ , работающий на отражение сверхвысокочастотный переключатель ПК, управляемый сигналом  $t_{АИМ}$ , вентили  $B_1 - B_n$ . Вентиль представляет собой циркулятор, на один из входов которого подключена согласованная нагрузка. Нагрузка термостатируется и находится при термодинамической температуре  $T_{оп}$ , которая определяет излучаемую ею в волноведущий тракт шумовую мощность. Если вход вентиль отключен от антенны переключателем ПК, тогда на вход соответствующего приемника поступает отраженный от закрытого ключа шумовой сигнал согласованной нагрузки вентиль. Переключатель работает в режиме селектора: последовательно, на одинаковые интервалы времени, подключает антенну с каналом подшумливания на радиометрические измерительные приемники.

### 7.3. Многоприемниковый нулевой радиометр

На рис. 7.4 приведена структурная схема многоприемникового нулевого радиометра. Во входном блоке, через направленный ответвитель НО к сигналу  $T_A$  антенны А добавляется опорный сигнал  $T_{доп}$ , формируемый в канале стабильного подшумливания, состоящего из генератора шума ГШ на лавинно-пролетном диоде, аттенюатора АТТ, высокочастотного ключа Кл. В процессе калибровки радиометра грубая регулировка опорного сигнала осуществляется изменением тока, протекающего через активную зону лавинно-пролетного диода, точная – изменением поглощения сигнала в аттенюаторе.

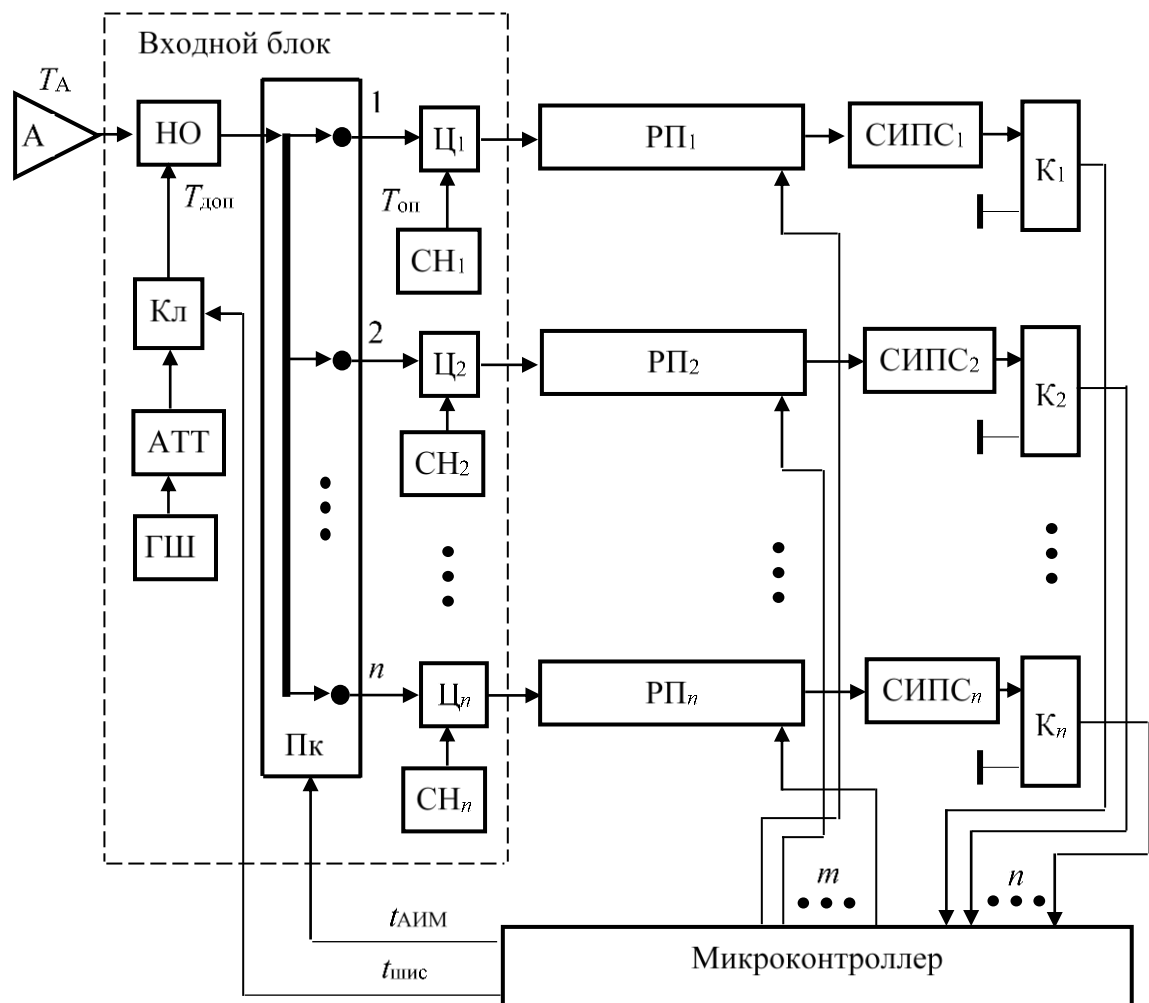


Рисунок 7.4 – Структурная схема микроволнового многоприемникового радиометра, в основе функционирования которого используется модификация нулевого метода

Второй опорный шумовой сигнал  $T_{оп}$  вырабатывается термостатированными согласованными нагрузками  $СН_{1-n}$  циркуляторов  $Ц_{1-n}$ , выполняющими функцию шумовых генераторов. Величина шумового сигнала равна термодинамической температуре нагрузок. Регулировка опорного сигнала в процессе калибровки радиометра осуществляется изменением температуры локальных термостатов, в которых находятся согласованные нагрузки.

Одинаковые радиометрические приемники  $РП_{1-n}$  выполнены по схемам прямого усиления и включают высокочастотные и низкочастотные усилители, секции квадратичного детектирования, синхронные низкочастотные фильтры. Использование приемников прямого усиления обусловлено современной высокочастотной компонентной базой, простой схемной реализацией и стабильностью характеристик. Приемники на базе малошумящих усилителей создаются вплоть до частот 50 ГГц. Прямое преобразование позволяет заметно снизить уровень собственного шума. Выходные сигналы приемников поступают на схемы исключения постоянной составляющей СИПС<sub>1-n</sub> и далее на компараторы  $К_{1-n}$ . Данные два узла необходимы для реализации в радиометре модификации нулевого метода измерений.

Микроконтроллер управляет работой радиометра и производит первичную обработку сигналов, динамическое интегрирование, накопление и т.д. С выходов  $m$  микроконтроллер управляет ключами синхронных низкочастотных фильтров приемников, состоящими из общего резистора и трех переключаемых конденсаторов. На входы  $n$  микроконтроллера поступают логические сигналы с выходов компараторов приемников. Компараторы определяют полярность входного сигнала. Для этого один из их входов соединен с общей шиной радиометра. Импульсными сигналами микроконтроллера

длительностью  $t_{\text{АИМ}}$  происходит управление находящимся во входном блоке переключателем ПК, через который подключается антенна к входу одного из выбранных приемников. Таким образом выполняется амплитудно-импульсная модуляция сигнала антенны и опорных сигналов согласованных нагрузок циркуляторов (см. рис. 7.5). Широтно-импульсная модуляция выполняется по сигналам длительностью  $t_{\text{ШИМ}}$ , по которым происходит замыкание высокочастотного ключа в канале стабильного подшумливания. По этому сигналу выходная мощность генератора шума поступает через направленный ответвитель в тракт антенны. Данной модуляцией устанавливается нулевой баланс в приемных каналах радиометра.

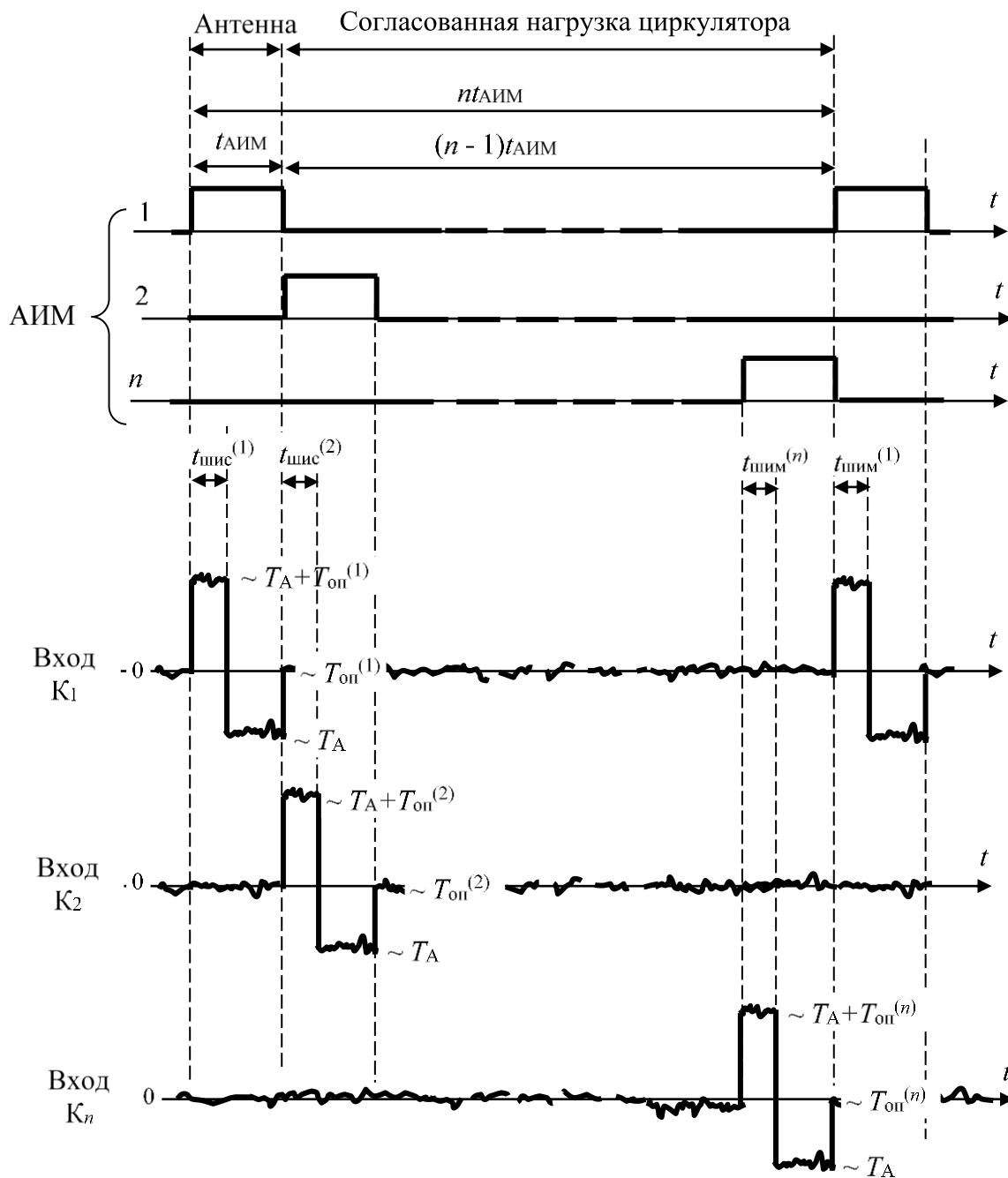


Рисунок 7.5 – Временные диаграммы, поясняющие принцип функционирования многоприемникового радиометра.  
АИМ – амплитудно-импульсная модуляция

Установка и авторегулирование нулевого баланса в каждом приемном канале многоприемникового радиометра реализовано по методу слежения, алгоритм которого следующий. Полный период амплитудно-импульсной модуляции делится по числу приемников на  $n$  временных интервалов длительностью  $t_{\text{АИМ}}$ . Когда приемник не подключен к антенне, опорный сигнал с шумовой температурой  $T_{\text{оп}}$  согласованной нагрузки циркулятора, отражаясь от закрытого входа переключателя поступает на вход приемника. Таким образом, время накопления сигнала согласованной нагрузки для каждого приемника увеличивается и становится равным  $(n - 1)t_{\text{АИМ}}$ . На этом же интервале времени компаратором происходит анализ полярности сигнала. Если полярность отрицательная, то длительность широтно-импульсного сигнала  $t_{\text{шис}}$  увеличивается на 1 дискрет, если положительная - уменьшается. Откорректированное значение длительности используется в формировании управляющего широтно-импульсной модуляцией сигнала для следующего периода амплитудно-импульсной модуляции, а цифровой код длительности в микроконтроллере передается на устройство накопления двоичных кодов. Изменение этого кода на 1 младший разряд соответствует изменению длительности широтно-импульсного сигнала на один дискрет. В конце временного интервала одного измерения в микроконтроллере накапливается  $R$  цифровых кодов длительности  $t_{\text{шис}}$ , после суммирования которых и определения арифметического среднего получается один результат измерения для одного приемного канала. Количество  $R$  накопленных кодов длительности широтно-импульсного сигнала в приемниках связано с временем измерения  $t_{\text{изм}}$  и периодом амплитудно-импульсной модуляции следующим равенством:  $R = t_{\text{изм}}/nt_{\text{АИМ}}$ .

В результате простого алгоритма авторегулирования каждый приемник многоприемникового радиометра поддерживается в состоянии нулевого баланса, обеспечивая выполнение равенства, аналогичного (4.11):

$$t_{\text{ШИМ}} = \frac{T_{\text{оп}} - T_{\text{А}}}{T_{\text{доп}}} t_{\text{АИМ}}. \quad (7.2)$$

Через длительность широтного сигнала косвенным образом определяется антенный сигнал:

$$T_{\text{А}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} \frac{t_{\text{ШИМ}}}{t_{\text{АИМ}}}. \quad (7.3)$$

Согласно (7.3) минимальная и максимальная границы шкалы измерений имеют место для  $t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}$  и  $t_{\text{шис}} = 0$  и соответственно равны  $T_{\text{А,мин}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$  и  $T_{\text{А,макс}} = T_{\text{оп}}$ . Следовательно, размах диапазона измерений определяется опорным сигналом канала подшумливания

$$dT_{\text{А}} = T_{\text{А,макс}} - T_{\text{А,мин}} = T_{\text{доп}}. \quad (7.4)$$

Формула для расчета флуктуационной чувствительности одного радиометрического канала с несимметричной амплитудно-импульсной модуляцией, использующего прием по модифицированному нулевому методу, имеет вид:

$$\delta T_{\text{А}}^{(1)} = \frac{\sqrt{T_{\text{оп}}(2T_{\text{А}} + T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{А}}(T_{\text{А}} + T_{\text{оп}})}}{\sqrt{n\Delta f\tau R}}, \quad (7.5)$$

где  $T_{\text{ш}}$  – эффективная температура собственных шумов приемника,  $\Delta f$  – полоса принимаемых частот,  $\tau$  – постоянная времени синхронного низкочастотного фильтра приемника. Из (7.5) следует, что увеличение числа приемников  $n$  в многоприемниковом радиометре приводит к росту чувствительности для одного приемного канала. Но это не так. С увеличением периода амплитудно-импульсной модуляции, равного  $nt_{\text{АИМ}}$ , происходит уменьшение числа  $R$  накапливаемых в микроконтроллере цифровых кодов длительности  $t_{\text{шис}}$ . Например, в двухприемниковой схеме на четырех периодах амплитудно-импульсной модуляции  $R = 4$ , а в восьмиприемниковой схеме на этом же интервале измерений  $R = 1$ . Произведение  $nR$  как для двухприемниковой схемы, так и для восьмиприемниковой одинаково и равно 8. Так как произведение  $nR$  находится в подкоренном выражении формулы (7.5), отсюда следует, что чувствительность не изменится. Поэтому такой простой прием, как увеличение времени наблюдения опорного сигнала согласованной нагрузки циркулятора, не приводит к увеличению флуктуационной чувствительности. Она остается на том же уровне, как если бы амплитудно-импульсная модуляция выполнялась по симметричному закону сигналом "меандр".



Из (7.5) следует, что чувствительность не является постоянной величиной и зависит от сигнала антенны. Поэтому естественным является вопрос, при каком сигнале антенны чувствительность минимальная ( $\delta T_A^{(1)}$  принимает максимальное значение). Продифференцируем (7.5) по  $T_A$  и приравняем производную нулю. Откуда,  $T_A = T_{оп} - T_{доп}/2$ . Следовательно, чувствительность составляет минимальную величину в середине диапазона измерения. Подставляя полученное значение сигнала антенны в формулу (7.5) найдем выражение, по которому можно оценить минимальную флуктуационную чувствительность одного приемного канала радиометра:

$$\delta T_{A, \max}^{(1)} = \sqrt{\frac{2(T_{оп} + T_{ш})^2 + \frac{T_{доп}^2}{4}}{n\Delta f\tau R}}. \quad (7.6)$$

По принципу функционирования работа многоприемникового радиометра схожа с работой одноприемникового при многократном сканировании объекта исследования. После сканирования одного и того же участка, в ходе дальнейшей обработки происходит синхронное, поточечное суммирование "сканов" с определением среднего. Результирующая шумовая дорожка имеет меньший разброс. Снижение дисперсии 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 разброс полученных значений длительности  $t_{шис}$  (ее дисперсия) снижается пропорционально корню квадратному из числа приемников. Для полученных массивов цифровых кодов длительностей широтно-импульсного сигнала ("сканов") первого приемника  $t_{шис,1}^{(1)}, t_{шис,2}^{(1)}, \dots, t_{шис,R}^{(1)}$ , второго приемника  $t_{шис,1}^{(2)}, t_{шис,2}^{(2)}, \dots, t_{шис,R}^{(2)}$ , ...  $n$ -го приемника  $t_{шис,1}^{(n)}, t_{шис,2}^{(n)}, \dots, t_{шис,R}^{(n)}$ , после истечения времени одного измерения рассчитываются средние значения по приемникам:

$$t_{шис}^{(1)} = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шис,i}^{(1)}, t_{шис}^{(2)} = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шис,i}^{(2)}, t_{шис}^{(n)} = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R t_{шис,i}^{(n)}$$

Затем находится результат вычислением:

$$t_{шис} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{шис}^{(i)},$$

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

$$\delta T_A = \frac{\delta T_A^{(1)}}{\sqrt{n}}, \quad (7.7)$$

где  $\delta T_A^{(1)}$  определяется соотношением (7.5).

Тогда, для (7.7) с учетом (7.5) окончательно получаем формулу для расчета флуктуационной чувствительности многоприемникового радиометра:

$$\delta T_A = \frac{\sqrt{T_{оп}(2T_A + T_{оп} + T_{доп} + 4T_{ш}) + 2T_{ш}^2 - T_A(T_A + T_{оп})}}{n\sqrt{\Delta f\tau R}}. \quad (7.8)$$

Выражение (7.8) для минимальной чувствительности радиометра с учетом  $n$  приемных каналов принимает следующий вид:

$$\delta T_{A, \max} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{2(T_{оп} + T_{ш})^2 + \frac{T_{доп}^2}{4}}{\Delta f\tau R}}. \quad (7.9)$$

## 7.4. Калибровка многоприемникового нулевого радиометра

Другим достоинством многоприемникового радиометра является значительное упрощение процесса калибровки для настройки требуемой передаточной характеристики, что в общем случае свойственно всем радиометрам, использующим в основе работы модифицированный метод нулевого приема. Опорные источники шумового сигнала сосредоточены в локальном объеме входного узла, в котором осуществляется их импульсная модуляция совместно с сигналом антенны. Опорные источники имеют малые габариты и их проще термостатировать.

Суть калибровки заключается в переносе эталонных сигналов, подаваемых на вход радиометра, на внутренние опорные источники шума, где они "запоминаются" и в дальнейшем, при работе радиометра используются как эталоны, определяющие смещение и наклон передаточной характеристики. Первый из шумовых эталонов, подключаемый на вход радиометра вместо антенны, определяет смещение характеристики преобразования, второй - ее наклон (двухточечный метод). Алгоритм калибровки многоприемникового радиометра заключается в следующем. Согласно (7.4) верхняя граница диапазона измерений  $T_{A, \max}$  равна  $T_{\text{оп}}$  и имеет место при  $t_{\text{шис}} = 0$ . Нижняя граница диапазона измерений  $T_{A, \min}$  определяется разностью  $T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$  при  $t_{\text{шис}} = t_{\text{АИМ}}$ .

Калибровку можно выполнить в полуавтоматическом режиме под управлением микроконтроллера с применением цифроаналоговых преобразователей. Калибровка выполняется в два этапа. Начинается с подключения на вход радиометра вместо антенны эталона, определяющего верхнюю границу диапазона измерения,  $T_{\text{эт, макс}} = T_{A, \max}$ . На этом этапе калибровки канал подшумливания выключен, что выполняется соответствующей установкой длительности  $t_{\text{шис}}$  равной нулю. Регулировка сигнала  $T_{\text{оп}}$  производится одновременно по всем приемным каналам изменением температуры согласованных нагрузок приемников (изменение температуры локальных нагревателей). Для каждого приемника регулировка температуры согласованной нагрузки осуществляется до момента исчезновения частоты амплитудно-импульсной модуляции на входе компаратора. При этом на выходе компаратора будут происходить 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,  $T_{\text{эт, мин}} = T_{A, \min}$ . Сигнал  $t_{\text{шис}}$  устанавливается равным  $t_{\text{АИМ}}$ , то есть на протяжении этого этапа калибровки канал подшумливания постоянно включен. Регулировка осуществляется во входном блоке сигнала подшумливания  $T_{\text{доп}}$ . Так как в радиометре канал подшумливания один на все приемники, регулировка  $T_{\text{доп}}$  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 аттенюатора, которые в процессе работы поступают в канал подшумливания.

## 7.5. Сравнительный анализ чувствительности компенсационного и нулевого многоприемникового радиометров

В ходе анализа проведем сравнение по флуктуационной чувствительности многоприемникового радиометра, рассмотренного в разделе 7.3, с идеальным одноприемниковым компенсационным, как эталоном наилучшей чувствительности среди известных радиометрических схем. Для этого рассмотрим, при каком количестве радиометрических приемников в составе многоприемникового нулевого радиометра флуктуационная чувствительность будет равна чувствительности идеального компенсационного радиометра. Для этого воспользуемся формулой для определения флуктуационной чувствительности идеального компенсационного радиометра:

$$\delta T_{A, k} = \sqrt{2} \frac{T_{\text{ш, к}} + T_A}{\sqrt{\Delta f_k \tau_k R_k}}, \quad (7.10)$$

где  $T_{ш,к}$  – собственная шумовая температура компенсационного радиометра,  $T_A$  – действующий на входе шумовой сигнал антенны,  $\Delta f_k$  – полоса принимаемых радиометром частот,  $\tau_k$  – постоянная времени последетекторного аналогового фильтра низких частот,  $R_k$  – количество накопленных и усредненных цифровых кодов выходного напряжения радиометра, полученных после аналого-цифрового преобразования. Накопление цифровых кодов аналого-цифрового преобразователя и их усреднение (динамическое интегрирование) эквивалентно увеличению постоянной времени аналогового низкочастотного фильтра в  $R_k$  – раз.

При проведении сравнения радиометров принимаем следующие начальные условия: полосы принимаемых частот сигнала антенны совпадают ( $\Delta f = \Delta f_k$ ), шумовые температуры приемников равны ( $T_{ш,к} = T_{ш}$ ), одинаковое накопление кодов (характеризует общее время интегрирования входных сигналов) обоими радиометрами за одно измерение обеспечено выполнением условия  $\tau_k R_k = \tau R$  (тем самым радиометрические выигрыши компенсационного радиометра и одного приемного канала многоприемникового совпадают). Тогда, приравнивая соотношения по флуктуационной чувствительности (7.9), (7.10) и выражая из полученного равенства количество приемников  $n$ , получим:

$$n = \frac{\sqrt{4(T_{оп} + T_{ш})^2 + \frac{T_{доп}^2}{2}}}{T_{ш} + T_A}. \quad (7.11)$$

Для компенсационной схемы существует зависимость от  $T_A$ . Как следует из (7.10), чувствительность принимает наилучшее (минимальное) значение для сигнала антенны, равного нижней границе диапазона измерений. Учитывая, что нижняя граница диапазона согласно (7.4) равна  $T_{A,мин} = T_{оп} - T_{доп}$ , формулу (7.11) для расчета количества приемников в многоприемниковом радиометре можно преобразовывать к виду:

$$n = \frac{\sqrt{4(T_{оп} + T_{ш})^2 + \frac{T_{доп}^2}{2}}}{T_{ш} + T_{оп} - T_{доп}}. \quad (7.12)$$

В зависимости от соотношения диапазона измерений и собственных шумов приемной системы имеют место три основных случая:  $T_{ш} \gg T_{оп}$  и  $T_{доп}$ ;  $T_{ш}$  соизмерима с  $T_{оп}$  и  $T_{доп}$ ;  $T_{ш} \ll T_{оп}$  и  $T_{доп}$ .

Если  $T_{ш} \gg T_{оп}$  и  $T_{доп}$ , то, как следует из (7.12),  $n = 2$ . В современных радиометрах применяются сверхвысокочастотные узлы и элементы нового поколения, которые постоянно модернизируются и это в разы уменьшает собственные шумы приемной системы. Другой случай получения очень низких собственных шумов ( $T_{ш} \ll T_{оп}$  и  $T_{доп}$ ) требует, как правило, криогенного охлаждения входных узлов и первых усилителей приемного устройства радиометра, что имеет место для стационарных систем, например, используемых в радиоастрономии.

Для систем дистанционного зондирования Земли на базе многоприемниковых радиометров наиболее приемлемым для применения на практике является второй случай, когда собственная шумовая температура радиометра примерно того же значения, что и эффективные температуры опорных источников шума. На рис. 7.6 приведены графики, по которым можно определить количество приемников в многоприемниковой схеме радиометра для достижения одинаковой чувствительности с идеальным компенсационным радиометром. На графике кривые построены для двух диапазонов измерения  $0 \div 320$  К ( $T_{оп} = T_{доп} = 320$  К) и  $100 \div 320$  К ( $T_{доп} = 220$  К,  $T_{оп} = 320$  К). Так как дробное количество приемников не имеет смысла, при использовании графиков для определения числа приемников в многоприемниковом радиометре необходимо округлять результат до целого (натурального) числа в сторону увеличения. Из графиков следует, что, например, при шумовой температуре приемников, равной 200 К, применение параллельно работающих шести приемников позволит реализовать чувствительность идеального варианта компенсационной радиометрической схемы для диапазона измерения шумовой температуры антенны  $0 - 320$  К, и четырех приемников, если диапазон измерений составляет  $100 - 320$  К. Вполне понятно, что применение в составе многоприемникового радиометра большего количества

приемников позволит превысить флуктуационную чувствительность компенсационного идеального радиометра полной мощности.

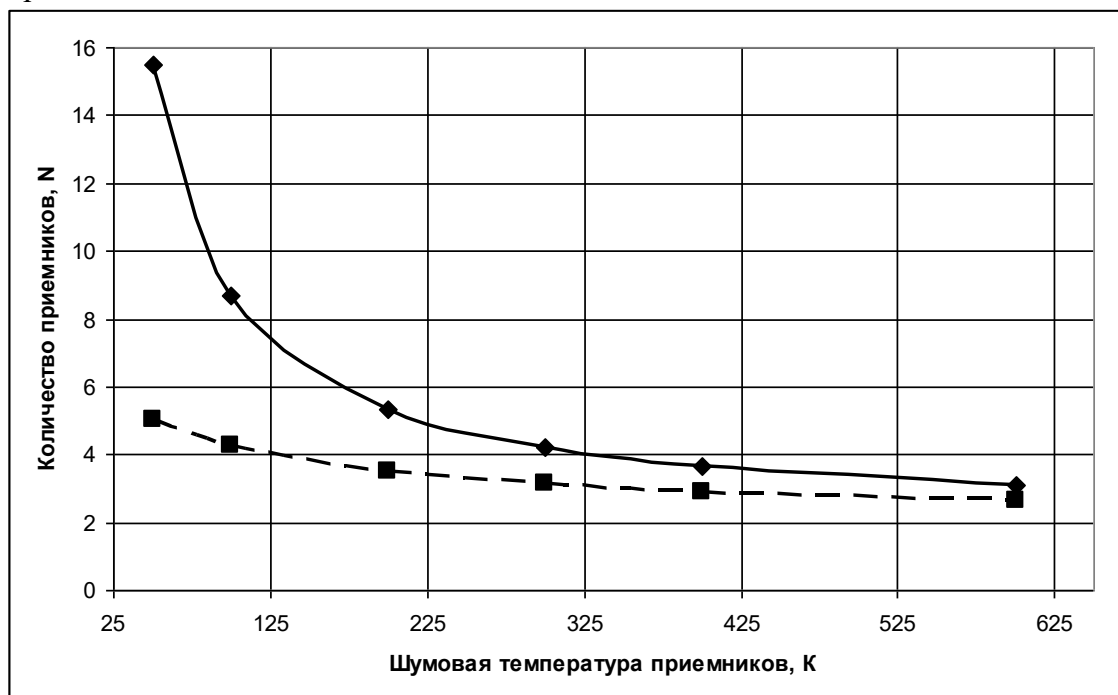


Рисунок 7.6 – Зависимости количества приемников в многоприемниковой схеме от эффективной температуры собственных шумов приемников для случая одинаковой флуктуационной чувствительности многоприемниковой схемы со схемой одноприемникового компенсационного идеального радиометра, построенные для диапазонов измерений 0 – 320 К (сплошная линия) и 100 – 320 К (пунктирная линия)

Отсюда вытекает одно из достоинств радиометрической схемы, созданной по принципу многоприемниковости. С одной стороны, можно создать радиометрическую систему с одним приемным каналом высокой чувствительности. Для этого применить дорогостоящие, с малыми потерями и хорошими свойствами пассивные сверхвысокочастотные узлы, усилители, смесители с низкой температурой шумов, и тщательным изготовлением входного тракта. С другой стороны, можно построить радиометр с несколькими приемниками с применением дешевых интегральных микроволновых усилителей со средними шумовыми свойствами, выполнить высокочастотный узел на единой подложке, в едином технологическом цикле, что неизбежно приведет к увеличению потерь и росту собственных шумов. Но, в конечном итоге, получить ту же чувствительность, что и в одноприемниковой схеме, более дорогой и тщательно выполненной.

Вполне понятно, что создание радиометров по многоприемниковым схемам приводит к увеличению габаритов, веса и потребляемой мощности. Для повышения чувствительности объем радиометра увеличивается в квадратичной зависимости. Например, для увеличения чувствительности в два раза объем возрастает в четыре раза. Но, с одной стороны, развитие нанотехнологий, гибридных интегральных схем, создание радиометрических каналов на подложке позволяет разработать многоприемниковый радиометр без особого увеличения габаритов, веса и потребляемой мощности в микроволновом диапазоне. С другой стороны, в многоприемниковом радиометре повышается "живучесть", его надежность, что является особенно важным для автономного базирования, где нет возможности оперативного ремонта. Например, космическое базирование, системы специального назначения, высокоприоритетные, требующие безотказной работы. Отказ одного из приемников не значительно снижает флуктуационную чувствительность многоприемникового радиометра при сохранении полной работоспособности.

Применение многоприемниковой схемы позволяет уменьшить влияние на точность измерений ослабления сигнала при его прохождении через узлы входного блока радиометра и, тем самым оправдать выполнение модуляции опорных и антенного сигналов для реализации нулевого метода во

входном блоке, которая принципиально ухудшает чувствительность, но без которой нельзя обойтись, так как другой важной характеристикой является стабильность функционирования радиометра.

Таким образом, использование в основе построения микроволнового радиометра принципа многоприемниковости и нулевого метода позволило улучшить три следующие характеристики радиометра: чувствительность (одна из важнейших характеристик любой приемной системы), стабильность параметров во времени и при изменении условий окружающей среды (применение модифицированного нулевого метода), надежность работы.

В другом случае, при необходимости выполнить спектральные измерения в реальном масштабе времени приемники функционируют одновременно в различных полосах приема.

## 7.6. Вопросы для самопроверки

1. С чем связана необходимость построения радиометров по многоприемниковым схемам.
2. Какой основной принцип заложен в основу работы многоприемникового радиометра.
3. С каким фактором в многоприемниковой схеме связано увеличение чувствительности радиометра.
4. Во сколько раз увеличивается флуктуационная чувствительность многоприемникового радиометра при увеличении в нем количества приемников с четырех до восьми.
5. Зарисуйте временные диаграммы работы четырехприемникового радиометра.
6. Какие узлы содержит входное устройство многоприемникового нулевого радиометра.
7. По какому алгоритму реализовано авторегулирование нулевого баланса в каждом приемном канале многоприемникового радиометра.
8. Приведите формулу, по которой производится расчет флуктуационной чувствительности одного радиометрического канала с несимметричной амплитудно-импульсной модуляцией, использующего прием по модифицированному нулевому методу.
9. Какая аналогия существует между работой одноприемниковой и многоприемниковой схемами.
10. Приведите алгоритм калибровки многоприемникового нулевого радиометра.
11. Какое количество приемников необходимо включить в состав многоприемникового радиометра, чтобы достичь чувствительности идеального компенсационного радиометра с одним приемником.
12. Достоинства радиометрической системы, созданной по принципу многоприемниковости.
13. Какие три характеристики радиометра позволило улучшить использование в основе построения микроволнового радиометра принципа многоприемниковости и нулевого метода.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов по специальности «Радиотехника» // М.: Высшая школа. 2003. – 462с.
2. Башаринов А.Е., Гурвич А.С., Егоров С.Т. Радиоизлучение Земли как планеты. – М.: Наука, 1974. – 188 с.
3. Денда В. Шум как источник информации. – М.: Мир, 1993. – 192 с.
4. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1973. – 415 с.
5. Кисляков А.Г., Разин В.А., Цейтлин Н.М. Введение в радиоастрономию. Часть 2. Техника радиоастрономии: Учебник для вузов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 1996. – 196 с.
6. Краус Дж. Д. Радиоастрономия. – М.: Сов. радио, 1973. – 456 с.
7. Кутуза Б.Г., Яковлев О.И., Данилычев М.В. Спутниковый мониторинг Земли: микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. – М.: ЛЕНАНД, 2016. – 336 с.
8. Михайлов В.Ф., Брагин И.В., Брагин С.И. Микроволновая спутниковая аппаратура дистанционного зондирования Земли: Учебное пособие. – СПб.: СПбГУАП, 2003. – 404 с.
9. Немлихер Ю.А., Рукавицын А.Ф., Струков И.А. Транзистор – источник низкотемпературного СВЧ-шума // Радиотехника и электроника. 1998. – Т. 43, №5. – С. 603-608.
10. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплокация. – М.: Советское радио, 1964. – 312 с.
11. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2008. – 320 с.
12. Радиотехника: Энциклопедия / Под ред. Ю.Л. Мазора, Е.А. Мачусского, В.И. Правды. – М.: Додэка-21, 2002. – 944с.
13. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Скольника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
14. Тетерич Н.М. Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. – М.: Энергия, 1968. – 214 с.
15. Троицкий В.С. Нулевой метод измерения слабых электрических флуктуаций // Журнал технической физики. 1955. – Т. 25, №3. – С. 478-496.
16. Тучков Л.Г. Естественные шумовые излучения в радиоканалах. – М.: Советское радио, 1968. – 152 с.
17. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. – М.: Луч, 1997. – 440 с.
18. Филатов А.В. Шестернев Д.М. Микроволновые нулевые радиометры для исследования экосистем. – Якутск: ИМЗ СО РАН, 2003. – 152 с.
19. Филатов А.В. Микроволновые радиометрические системы нулевого метода измерений. – Томск: Томский гос. у-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 273 с.
20. Филатов А.В. Нулевой метод в радиометрических измерениях. – Томск: Томский гос. у-т систем упр. и радиоэлектроники, 2010. – 206 с.
21. Убайчин А.В., Филатов А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений. – Томск: Томский гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 154 с.
22. 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, N4. – P. 382-391.
23. Frater R.H., Williams D.R. An active "cold" noise source // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 1981. – MTT-29, N4. – P. 344-347.
24. Skou N., Vine D.L., Microwave radiometer systems: design and analysis. – London: Artech House, 2006. – 222 p.