

А.В. Убайчин, П.Е. Орлов

**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ
СОЗДАНИЯ БОРТОВОЙ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ
ДИСТАНЦИОННОГО
ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ И
ВОПРОСОВ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ**



Министерство образования и науки Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Кафедра конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры

А.В. Убайчин, П.Е. Орлов

**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ СОЗДАНИЯ
БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ ДИСТАНЦИОННОГО
ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ И ВОПРОСОВ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ**

Учебное пособие

ТОМСК

2015

УДК 621.37

Рецензент:

Лошилов А.Г., к.т.н., заведующий кафедрой Конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

А.В. Убайчин

Введение в теорию создания бортовой радиоэлектронной аппаратуры дистанционного зондирования Земли и вопросов электромагнитной совместимости/ Учебное пособие/ А.В. Убайчин, П.Е. Орлов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники 2015. – с. 112.

В учебном пособии приводится сравнительный анализ схемотехнических методов построения измерительной аппаратуры дистанционного зондирования Земли и оценка эффективности ее применения. Рассматриваются дестабилизирующие факторы работы в условиях бортовой эксплуатации. Приводятся исследования вопросов электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры бортового базирования. Приведены новые подходы к обеспечению защиты радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных помех различных типов в процессе проектирования и эксплуатации. Рассмотрены актуальные вопросы моделирования режимов работы радиоэлектронной аппаратуры в различных условиях эксплуатации.

Учебное пособие предназначено для подготовки студентов радиоконструкторских и радиотехнических специальностей в рамках Группового проектного обучения по направлениям, связанным с проектированием бортовой аппаратуры дистанционного зондирования Земли с учетом электромагнитной совместимости, магистров по программе «Микроволновая техника и антенны» направления 11.04.01 «Радиотехника» по дисциплине «Измерение параметров и характеристик микроволновых устройств и антенн».

(с) Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники 2015

(с) А.В. Убайчин, П.Е. Орлов 2015

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	7
Раздел 1. Микроволновые радиометры. Современный уровень и тенденции развития.....	9
1.1. Общие сведения	9
1.2. Одноприемниковые схемы радиометров.....	12
1.2.1. Компенсационные радиометры (радиометры полной мощности).....	12
1.2.2. Модуляционные радиометры (радиометры Дикке)	17
1.2.3. Нулевые радиометры	20
1.3. Двухприемниковые схемы радиометров	29
1.3.1. Модуляционные радиометры (схема Грахама).....	29
1.3.2. Корреляционные радиометры.....	30
1.3.3. Балансные радиометры.....	31
1.4. Многоприемниковые схемы радиометров	33
ЗАКЛЮЧЕНИЕ К РАЗДЕЛУ 1	36
Раздел 2. Обзор исследований модального разложения сигнала в электрических соединениях	57
2.1. Разложение импульса в отрезках связанных линий.....	57
2.1.1. Разложение в кабельных структурах	61
2.1.2. Разложение в печатных платах.....	67
2.1.3. Разложение в специальных полосковых структурах.....	68
2.1.4. Условия разложения и восстановления	69
2.1.5. Разложение и восстановление в силовых кабелях.....	71
2.2. Обзор методов обнаружения и диагностики электрических соединений.....	74
2.2.1. Импульсная рефлектометрия	74
2.2.2. Метод колебательного разряда.....	75
2.2.3. Метод петли	78
2.2.4. Акустический метод	78

2.2.5. Индукционный метод	80
2.3. Обеспечение электромагнитной совместимости аппаратуры космического применения.....	81
2.4. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов.....	84
2.5. Обзор исследований по моделированию электрических соединений.....	90
2.5.1. Общие подходы к моделированию	90
2.5.2. Теория метода моментов	91
2.5.3. Вычисление матриц параметров.....	94
2.5.4. Специфика моделирования	97
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К РАЗДЕЛУ 2	104

Введение

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

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

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

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

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

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

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

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

Раздел 1. Микроволновые радиометры. Современный уровень и тенденции развития

1.1. Общие сведения

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

предназначенные для измерения теплового шумового радиоизлучения тел, называются СВЧ-радиометрами (микроволновыми радиометрами).

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

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

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

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

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

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

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

Таким образом, сигналом для радиометра является шумовая эффективная температура антенны (сопротивления излучения антенны), которая с учетом омических потерь связана с радиояркостью температурой электромагнитного излучения

(мерой интенсивности энергетического потока в заданном направлении), поступающего от объекта исследования, следующим выражением [72, 73]

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

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

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

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

В данной работе многоканальность рассматривается с позиции многоприемниковости, когда все приемные каналы работают в одном спектральном диапазоне частот на общую антенну с временным разделением каналов при подключении к антенне. Это позволяет повысить флуктуационную чувствительность всей измерительной системы и надежность ее работы. Флуктуационная чувствительность, как важнейшая характеристика любых приемных радиотехнических систем, в многоприемниковой схеме возрастает пропорционально корню квадратному из числа приемников [20]. Другая характеристика радиометрических систем, которая является особенно важной для бортового (воздушного, морского, космического) использования – надежность – в многоприемниковом радиометре значительно повышается. При отказе в работе одного из приемников работоспособность всей системы сохраняется при незначительном снижении чувствительности.

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

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

1.2. Одноприемниковые схемы радиометров.

1.2.1. Компенсационные радиометры (радиометры полной мощности)

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

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

$$U = G\beta K_u k \Delta f (T_u + T_a), \quad (1.4)$$

где G – коэффициент усиления $УВЧ$ по мощности, β – коэффициент преобразования квадратичным детектором входной мощности в напряжение, K_u – коэффициент усиления $УПТ$, k – постоянная Больцмана, Δf – полоса частот

принимаемых сигналов, $T_{ш}$ – собственная, приведенная к входу шумовая температура радиометра, T_a – эффективная температура шумов антенны.

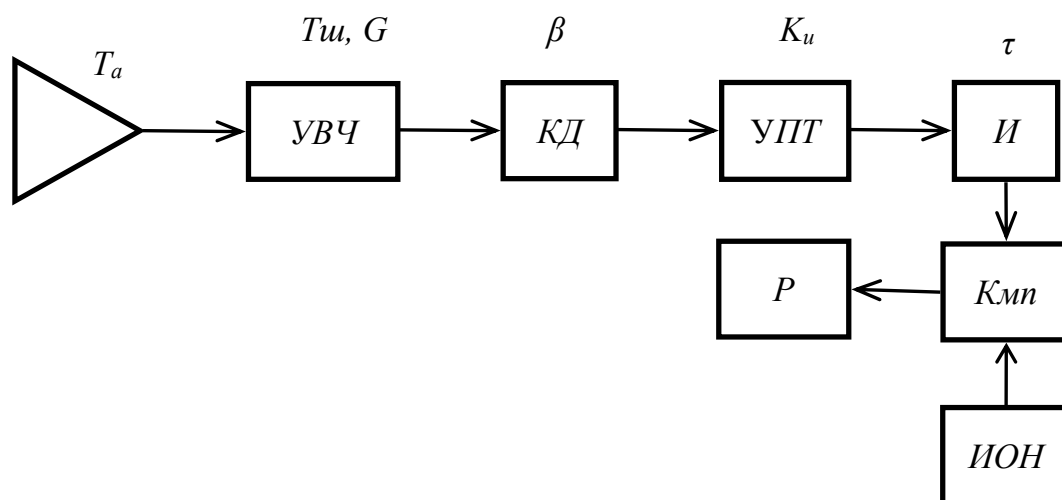


Рисунок 1.1 – Структурная схема компенсационного радиометра

На второй вход компенсатора подается напряжение $ИОН$.

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

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

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

Данная схема среди известных радиометрических схем обладает самой высокой флуктуационной чувствительностью, так как накопление сигнала антенны происходит непрерывно и между антенной и входом $УВЧ$ нет дополнительных узлов с потерями. Но в данной схеме совсем не учитывается влияние двух основных дестабилизирующих факторов, изменений коэффициента передачи всего измерительного тракта и его собственных шумов, которые в формулах (1.4), (1.5) представлены соответственно произведением коэффициентов $G\beta K_u$ и $T_{ш}$. Изменения G являются одними из трудно контролируемых источников погрешности измерений. Изменения коэффициента усиления на 0,1 дБ вызывают отклонения выходного напряжения радиометра на величину ΔU , что эквивалентно появлению на входе ложного сигнала ΔT_a , численно равного 6 К, если шумы всей измерительной системы радиометра $T_a + T_{ш}$ равны 300 К, или равного

3 К, если $T_a + T_{ш} = 150$ К. То есть, погрешность измерений будет составлять 2 %.

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

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

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

где τ – постоянная времени интегратора радиометра, равная $1/2\Delta F$, ΔF – полоса частот пропускания низкочастотной части измерительного тракта, ΔG – изменения коэффициента усиления приемника по мощности. Если в подкоренном выражении второе слагаемое равно нулю (абсолютно идеальный измерительный тракт, $\Delta G = 0$) и шумы всей системы неизменные ($T_a + T_{ш} = \text{const}$), тогда получаем формулу для вычисления чувствительности идеального компенсационного радиометра [21].

В процессе внутренней калибровки радиометра (двухточечный метод), при подключении эталонных источников шума на вход приемника вместо антенны происходит настройка радиометра на выбранный диапазон измерений. При подключении эталона с выходной шумовой мощностью, определяющей минимальную границу измерений, на выходе радиометра устанавливается ноль

регулировкой выходного напряжения опорного источника напряжения. Затем регулировкой коэффициента усиления измерительного тракта устанавливается верхняя граница диапазона измерения при подключении на вход радиометра второго эталонного источника с максимальной шумовой температурой. Таким образом, процесс внутренней калибровки заключается в "переносе" эталонных сигналов во внутрь прибора, на опорные величины, такие, как выходное напряжение опорного источника и коэффициент усиления измерительного тракта радиометра. Выходное напряжение опорного источника – первая реперная точка – определяет смещение передаточной характеристики шкалы радиометра, коэффициент усиления, равный произведению $G\beta K_u$ – вторая реперная точка – наклон передаточной характеристики.

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

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

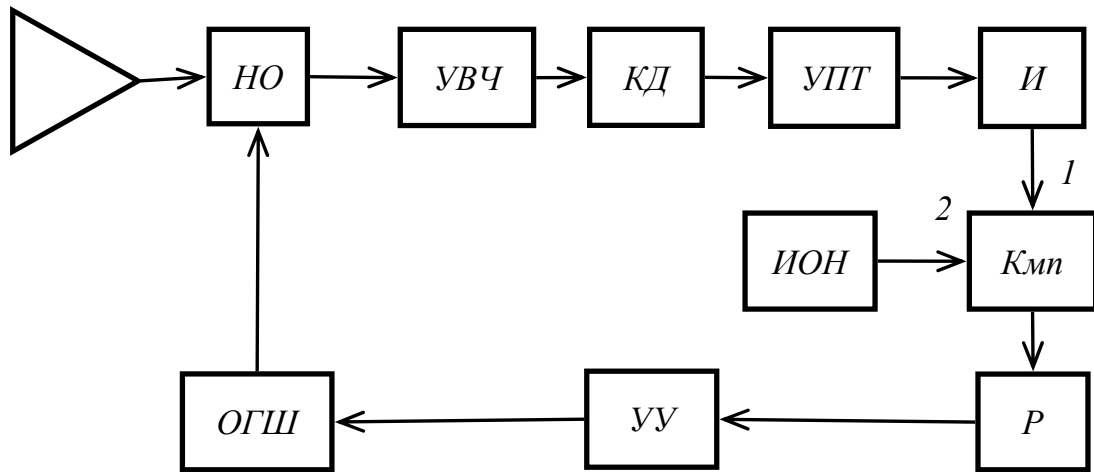


Рисунок 1.2 Структурная схема компенсационного радиометра
с пилот-сигналом

В [83] рассмотрена схема компенсационного радиометра с применением устройств умножения и коррекции фазы сигналов (рисунок 1.3). В результате снижено влияние на точность измерений второго дестабилизирующего фактора, изменений постоянной составляющей собственных шумов радиометра. Компенсационный радиометр содержит антенну A , циркулятор C , в прямое плечо которого (направление 1–2) подключен первый усилитель высоких частот $УВЧ_1$. Выход усилителя подключен к фазовращателю $\Phi В$ и линии задержки $ЛЗ$ через прямой канал трехдецибельного направленного ответвителя $НО$. Сигнал с выхода линии задержки поступает на умножитель $Умн$. Выход 3 циркулятора соединен со вторым усилителем высоких частот $УВЧ_2$, на выходе которого установлен управляемый аттенюатор $Атт$. Дополнительный канал ответвителя подключен к квадратичному детектору $КД$, выходной сигнал которого поступает на один вход вычитающего устройства $ВУ$, на другой вход которого поступает сигнал с умножителя. Так же радиометр содержит усилитель постоянного тока $УПТ$, интегратор $И$ и регистратор $Р$.

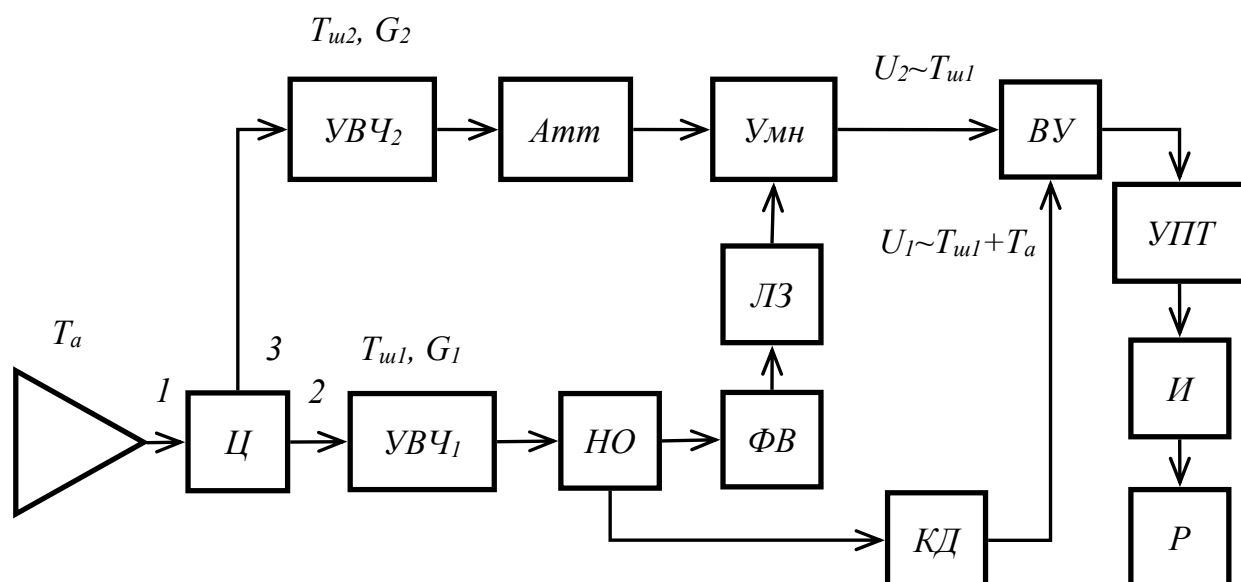


Рисунок 1.3 Структурная схема компенсационного радиометра с умножителем

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

1.2.2. Модуляционные радиометры (радиометры Дикке)

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

Принцип дифференциальных измерений позволяет устранить влияние изменений постоянной составляющей собственных шумов радиометра на точность измерений. Для реализации модуляционного метода приема на входе радиометра устанавливается модулятор (переключатель "два входа – один выход"), на один вход которого подключается антенна, на другой – опорный генератор шума со стабильной генерируемой мощностью. В известных радиометрах, в зависимости от диапазона измеряемых шумовых температур в качестве опорных источников шума применяют либо пассивные элементы: охлаждаемую или нагреваемую согласованную

нагрузку [84–86] (модель абсолютно черного тела в радиодиапазоне), либо активные элементы: полупроводниковый генератор на лавинно-пролетных диодах [87, 88] или малошумящие усилители, подключаемые входом к входу радиометра [89–93] (активный "холодный" генератор шума).

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

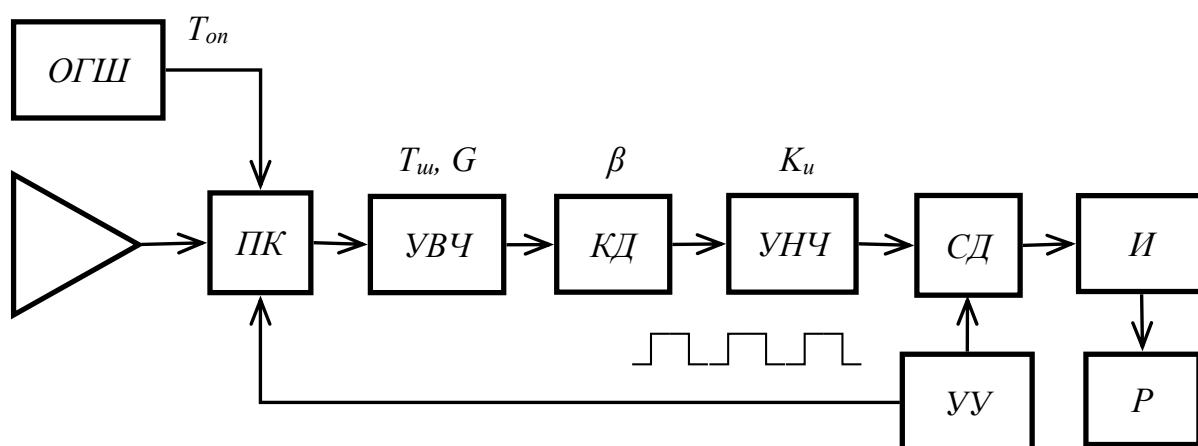


Рисунок 1.4 Структурная схема модуляционного радиометра

Устройство управления осуществляет подключение на равные промежутки времени к входу $УВЧ$ антенны и опорного генератора шума, и тем самым

выполняет в радиометре амплитудно-импульсную модуляцию сигналов антенны T_a и генератора шума T_{on} . Постоянные составляющие напряжений шумов на выходе $KД$ при подключении на вход антенны и опорного генератора шума будут соответственно равны

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

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

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

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

где K_u – коэффициент усиления $УНЧ$.

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

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

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

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

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

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

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

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

1.2.3. Нулевые радиометры

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

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

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

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

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

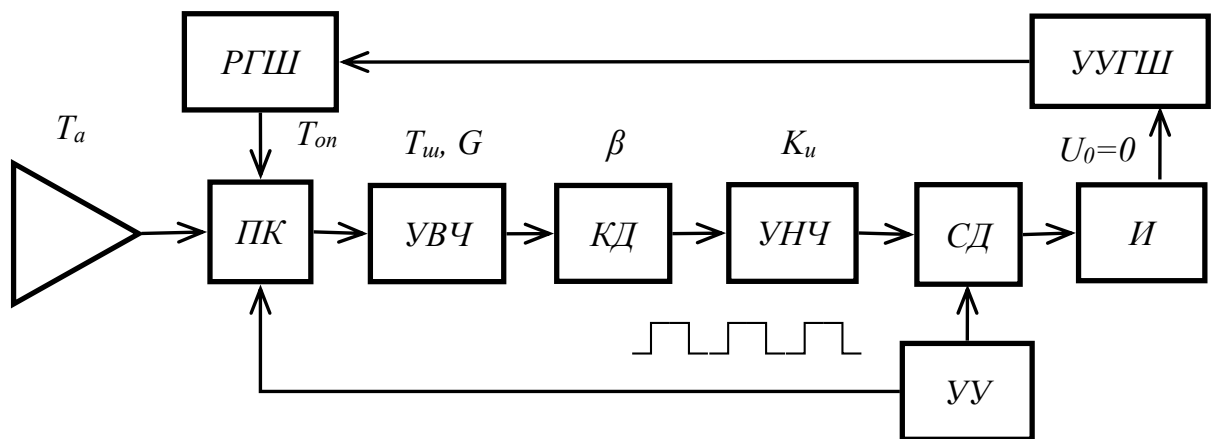


Рисунок 1.5 Структурная схема нулевого радиометра с аналоговым регулированием опорного сигнала

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

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

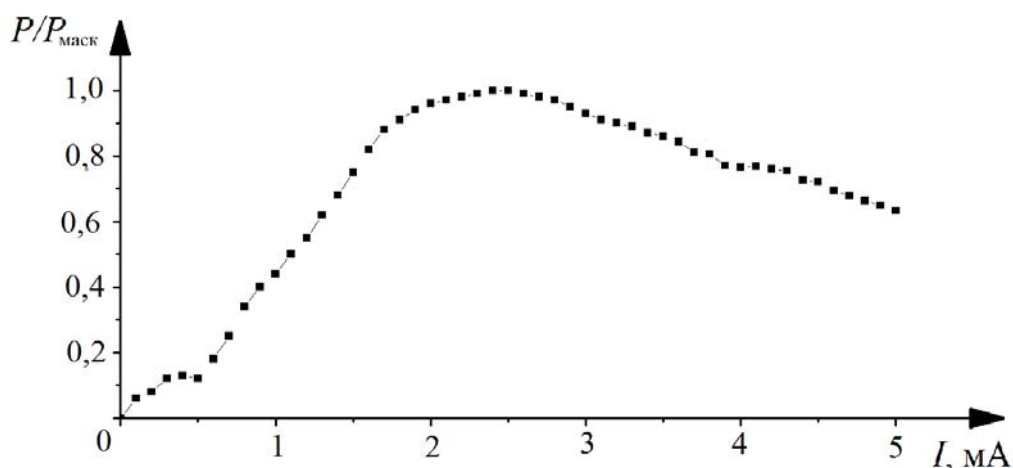


Рисунок 1.6 Нормированная характеристика выходной мощности полупроводникового генератора шума *NoiseCom NC501* от питающего тока (коротковолновая часть дециметрового диапазона длин волн)

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

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

На рисунке 1.7 представлена схема нулевого радиометра с делением сигналов [103–105], в которую введены два опорных генератора шума $ОГШ_1$ и $ОГШ_2$, определяющие положение (смещение и наклон) передаточной характеристики радиометра. Ввод сигнала $T_{он,2}$ в тракт прохождения сигнала T_a антенны A происходит через направленный ответвитель $НО$. Сигнал $T_{он,1}$ с выхода $ОГШ_1$ поступает на вход приемника через модулятор-переключатель $ПК$. Включением $ОГШ_2$ управляет цифровое устройство управления и обработки сигналов $УУ$. Также данное устройство вырабатывает импульсные сигналы типа "меандр" для управления модулятором-переключателем и синхронным фильтром $СФ$. В измерительном тракте радиометра установлены: усилитель высоких частот $УВЧ$, квадратичный детектор $КД$, усилитель постоянного тока $УПТ$, аналого-цифровой преобразователь $АЦП$. Синхронный фильтр построен по схеме коммутируемых конденсаторов и представляет собой однозвенный RC фильтр низких частот [106, 107]. $УУ$ формирует на входе $УВЧ$ три

повторяющихся уровня шумовых сигналов: T_a , $T_a + T_{on,2}$, $T_{on,1}$. Данные уровни сигналов действуют на входе $УВЧ$ в течение одинаковых интервалов времени. На выходе $СФ$ радиометра, согласно выполняемой на входе модуляции, измеряются и преобразуются $АЦП$ в код следующие напряжения

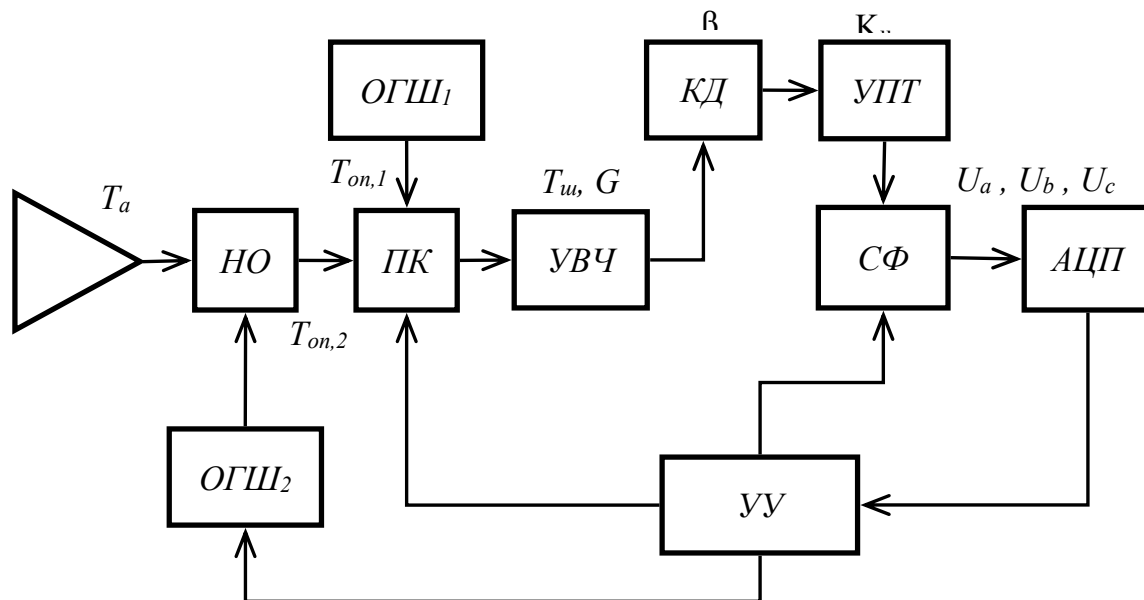


Рисунок 1.7 Структурная схема нулевого радиометра с делением сигналов

$$\begin{aligned}
 U_a &= G\beta K_u k\Delta f (T_a + T_u), \\
 U_b &= G\beta K_u k\Delta f (T_a + T_{on,2} + T_u) \\
 U_c &= G\beta K_u k\Delta f (T_{on,1} + T_u),
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

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

В ходе дальнейшей обработки цифровых сигналов и вычислений находится коэффициент

$$M = \frac{U_c - U_a}{U_b - U_a} = \frac{T_{on,1} - T_a}{T_{on,2}},
 \tag{1.12}$$

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

Следующей операцией рассчитывается сигнал антенны по формуле

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

Флуктуационная чувствительность описанного радиометра определяется выражением [94]

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

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

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

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

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

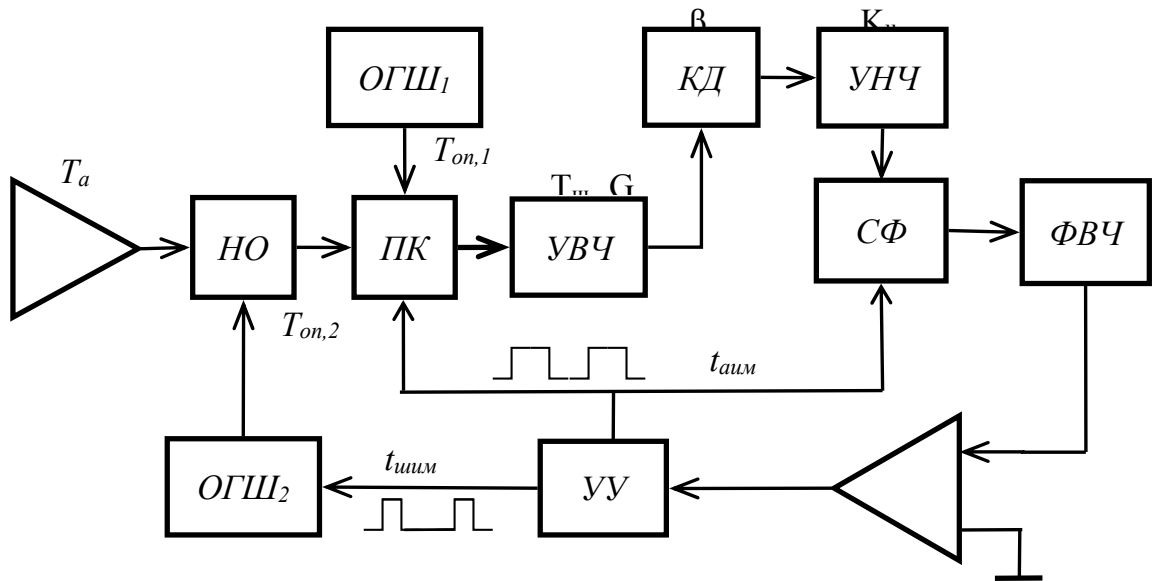


Рисунок 1.8 Структурная схема нулевого радиометра с изменением длительности опорного сигнала

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

$$(U_g - U_c)t_{шум} = (U_c - U_a)(t_{амм} - t_{шум}). \quad (1.16)$$

После подстановки в (1.16) соотношений (1.11) и решая относительно T_a получим (1.15). Следовательно, индикатором нулевого баланса является нулевое

напряжение во второй полупериод модуляции, при подключении к входу приемника первого опорного генератора шума. Компаратор K определяет полярность этого напряжения. Формула (1.15) показывает линейную связь шумовой температуры антенны T_a с сигналом широтной модуляции $t_{шум}$, независимость результатов измерений от флуктуаций коэффициента передачи радиометрического приемника и дрейфа шумовой температуры приемной системы.

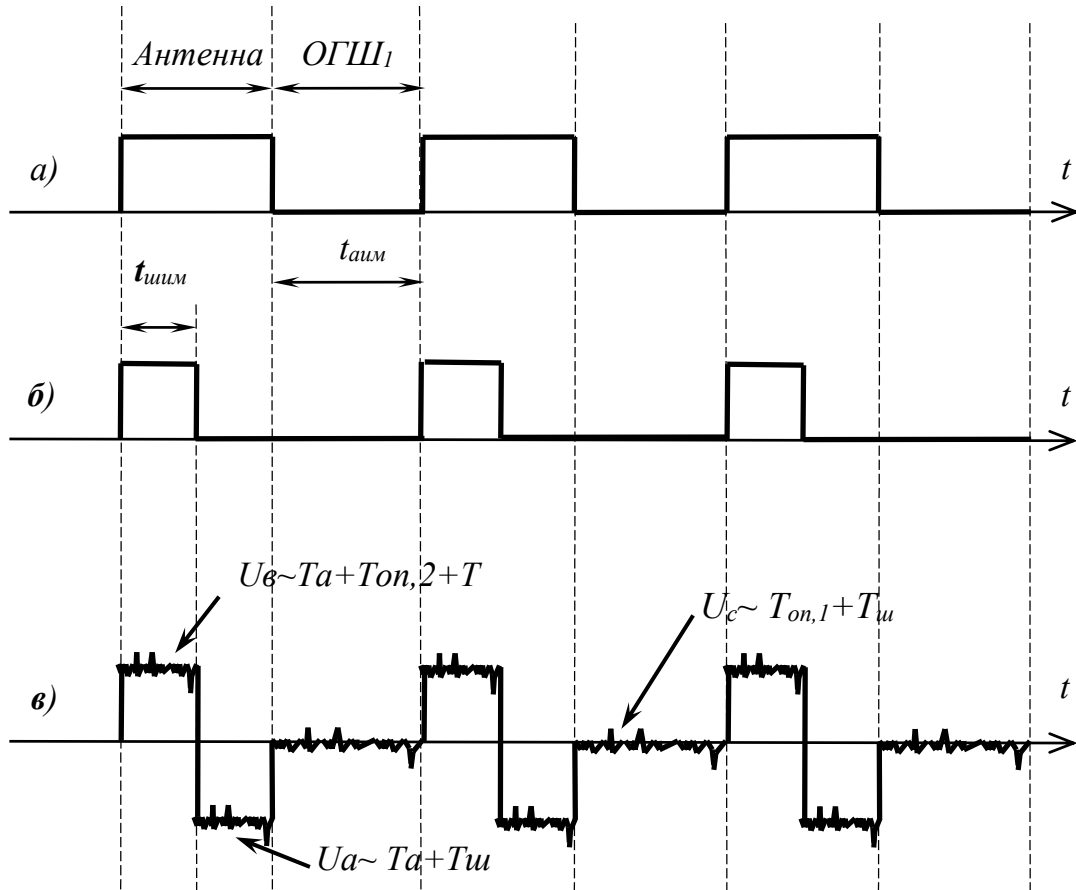


Рисунок 1.9 Временные диаграммы, поясняющие принцип работы нулевого радиометра с изменением длительности опорного сигнала, а – сигнал управления амплитудно-импульсной модуляцией; б – сигнал управления широтно-импульсной модуляцией; в – сигнал на входе компаратора.

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

нулевого баланса, когда длительность $t_{\text{шум}}$ определяет сигнал антенны согласно соотношения (1.15).

В радиометре опорные источники определяют положение передаточной характеристики. Калибровка выполняется по двухточечной схеме с подключением на вход эталонов, определяющих верхнюю и нижнюю границы диапазона измерения.

В ходе настройки на минимальную границу шкалы $t_{\text{шум}}$ устанавливается равным $t_{\text{аум}}$ и регулируется $T_{\text{он},1}$ (смещение характеристики). При настройке шкалы радиометра на максимальную границу измерений $t_{\text{шум}} = 0$ и регулируется $T_{\text{он},2}$. Регулировка выполняется по сигналам компаратора, как и в рабочем режиме функционирования радиометра. Таким образом, максимальная и минимальная границы диапазона измерения, как следует из (1.15), будут равны: $T_{a, \text{ макс}} = T_{\text{он},1}$ ($t_{\text{шум}} = 0$), $T_{a, \text{ мин}} = T_{\text{он},1} - T_{\text{он},2}$ ($t_{\text{шум}} = t_{\text{аум}}$).

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

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

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

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

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

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

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

Данный радиометр обеспечивает высокую линейность характеристики преобразования сигнала антенны в длительность широтно-импульсного сигнала

при условиях квадратичности характеристики детекторной секции и работы усилителей в линейном режиме.

1.3. Двухприемниковые схемы радиометров

1.3.1. Модуляционные радиометры (схема Грахама)

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

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

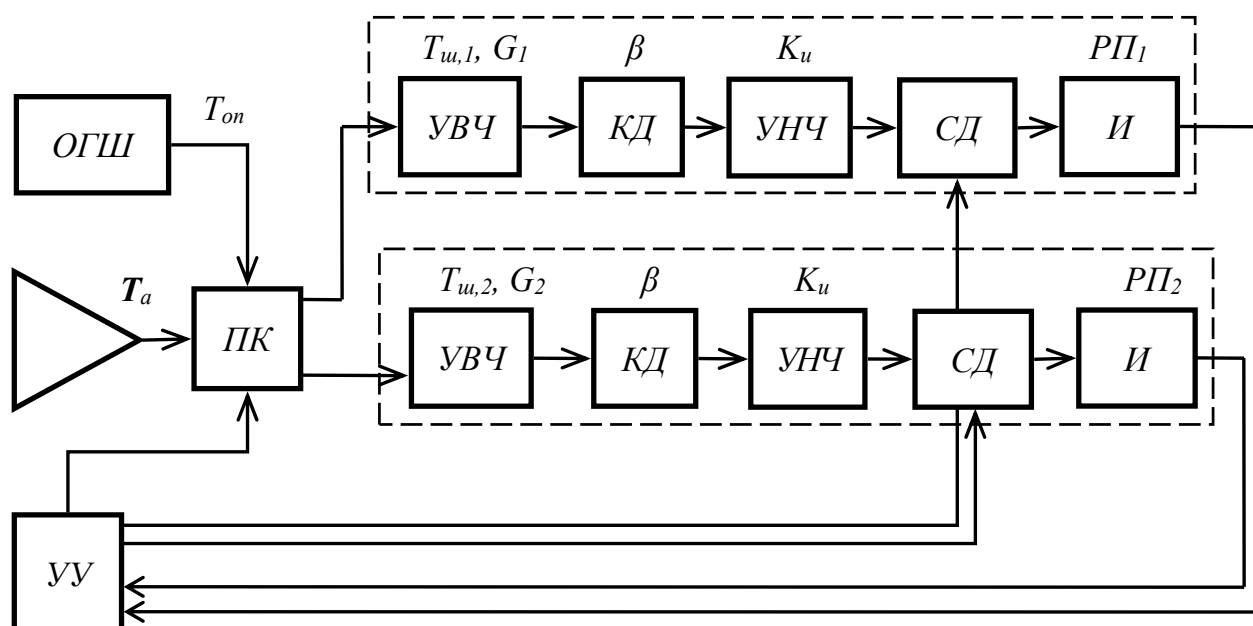


Рисунок 1.10 Структурная схема двухприемникового модуляционного радиометра

Флуктуационная чувствительность радиометра Грахама определяется выражением [59]

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

(1.20)

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

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

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

1.3.2. Корреляционные радиометры

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

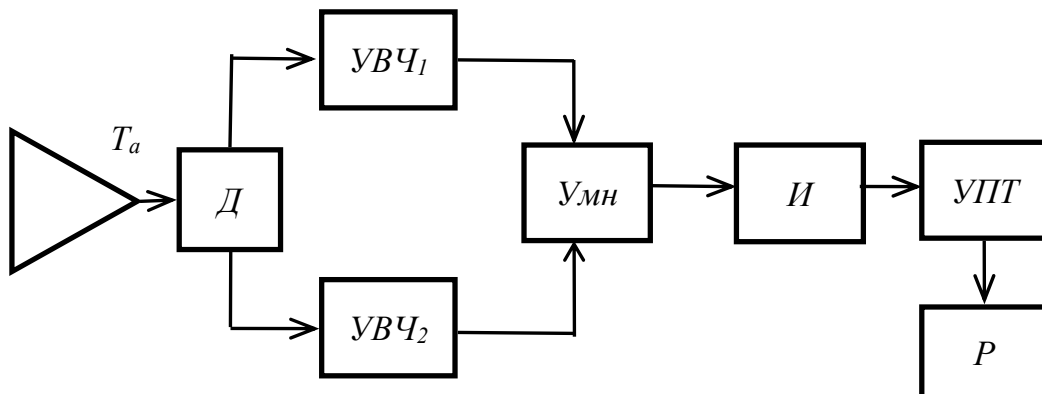


Рисунок 1.11 Структурная схема корреляционного радиометра

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

$$u = (u_{u1} + u_a)(u_{u2} + u_a) = u_a^2 + u_a u_{u1} + u_a u_{u2} + u_{u1} u_{u2} \quad (1.21)$$

где u_a – напряжение шумов антенны на выходе идентичных усилителей; u_{u1} и u_{u2} – напряжения собственных шумов первого и второго УВЧ соответственно.

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

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

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

1.3.3. Балансные радиометры

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

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

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

на выходе 4

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

Сигнал на входе 1 второго моста M_2 будет равен

$$T_3 = \left(\frac{T_a + T_{on}^{90^0}}{2} + T_{u1} \right) G_1, \quad (1.24)$$

где T_{u1} – шумовая температура $УВЧ_1$.

Сигнал на втором входе M_2 будет равен

$$T_4 = \left(\frac{T_a^{90^0} + T_{on}}{2} + T_{u2} \right) G_2, \quad (1.25)$$

где T_{u2} – шумовая температура $УВЧ_2$.

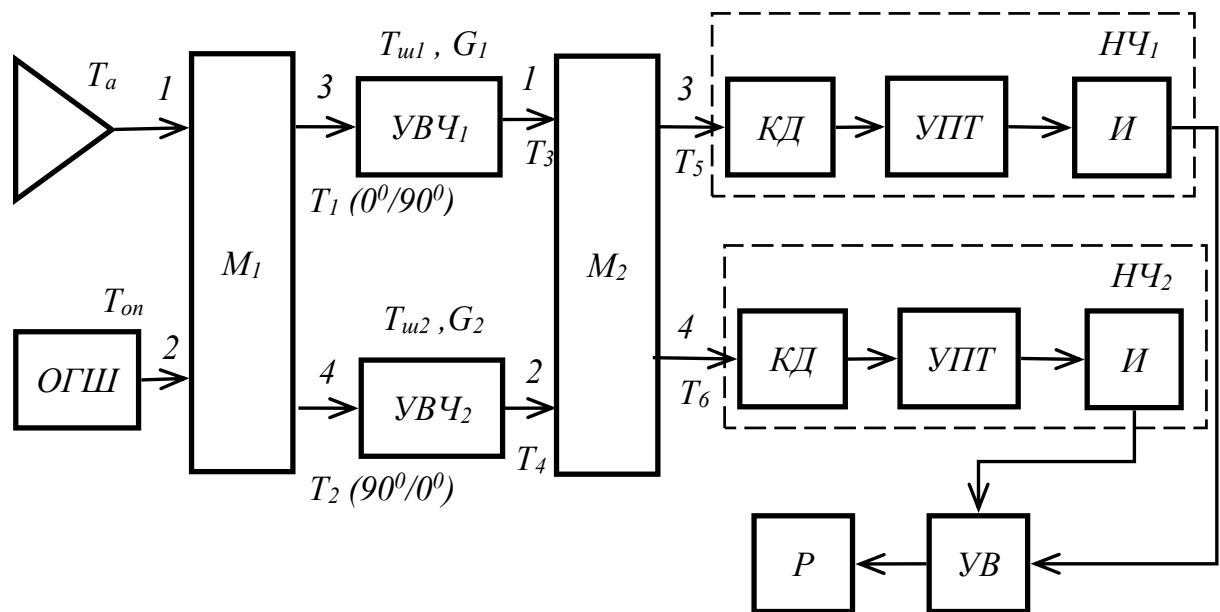


Рисунок 1.12 Структурная схема балансного радиометра

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

$$T_5 = \frac{\left(T_a + T_{on}^{90^0} \right) G_1}{4} + \frac{T_{u1} G_1}{2} + \frac{\left(T_a^{180^0} + T_{on}^{90^0} \right) G_2}{4} + \frac{T_{u2}^{90^0} G_2}{2}, \quad (1.26)$$

$$T_6 = \frac{\left(T_a^{90^0} + T_{on}^{180^0} \right) G_1}{4} + \frac{T_{u1}^{90^0} G_1}{2} + \frac{\left(T_a^{90^0} + T_{on} \right) G_2}{4} + \frac{T_{u2} G_2}{2}. \quad (1.27)$$

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

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

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

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

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

в которое не входят собственные шумы усилителей.

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

1.4. Многоприемниковые схемы радиометров

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

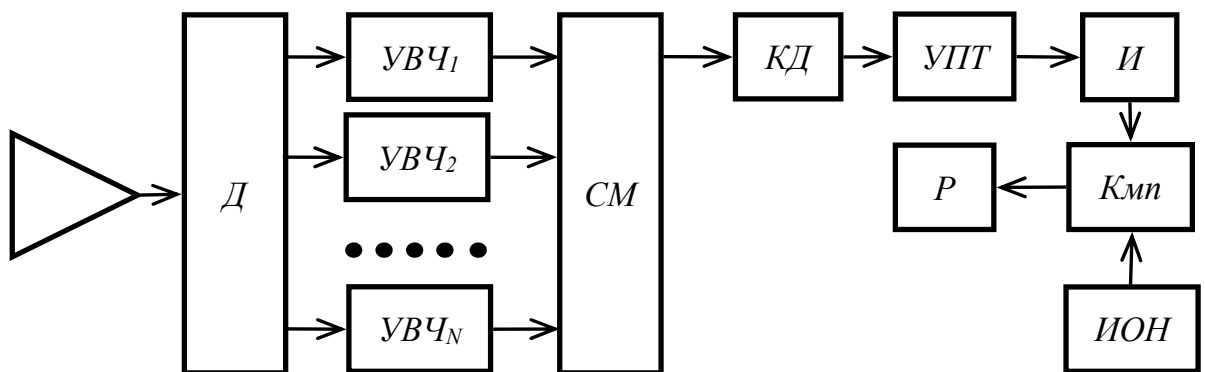


Рисунок 1.13 Структурная схема многоприемникового компенсационного радиометра

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

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

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

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

компенсационном радиометре компенсация шумов антенны и собственных шумов происходит регулировкой не шумящего источника опорного напряжения.

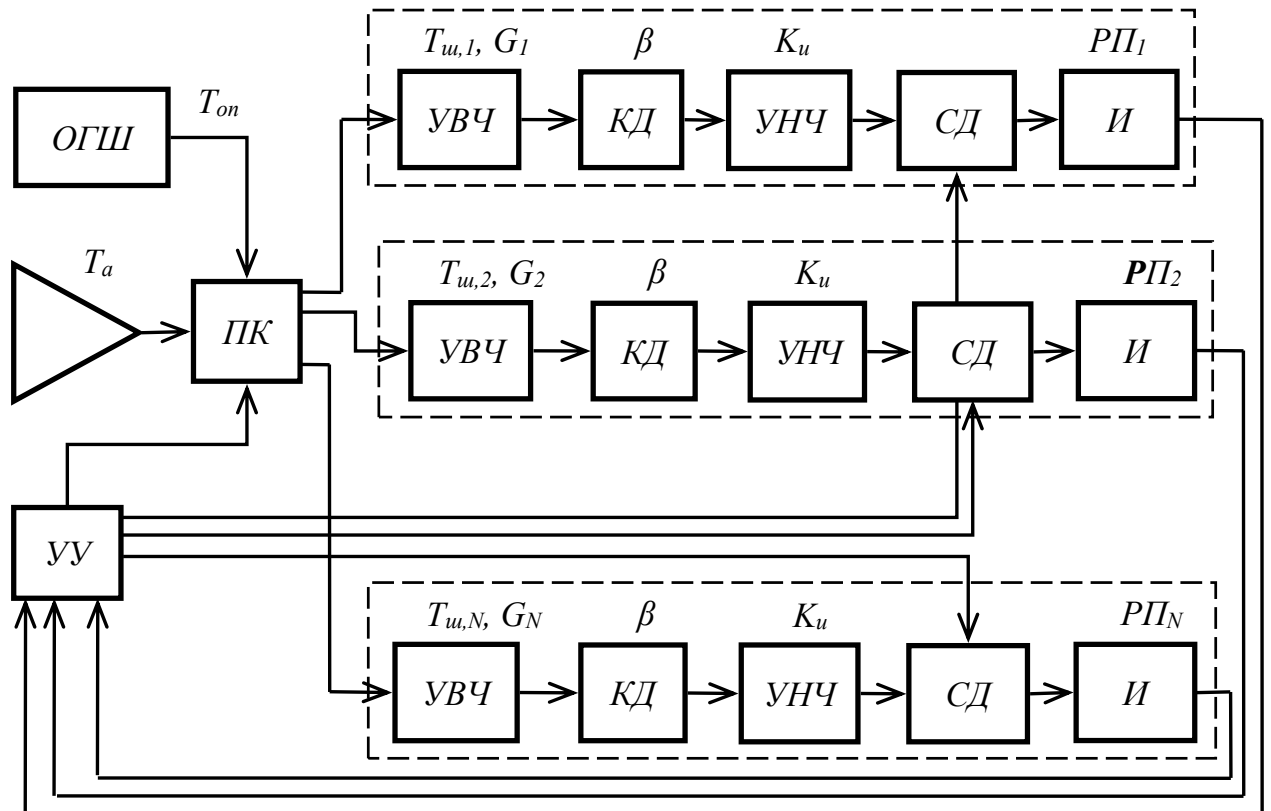


Рисунок 1.14 Структурная схема многоприемникового модуляционного радиометра

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

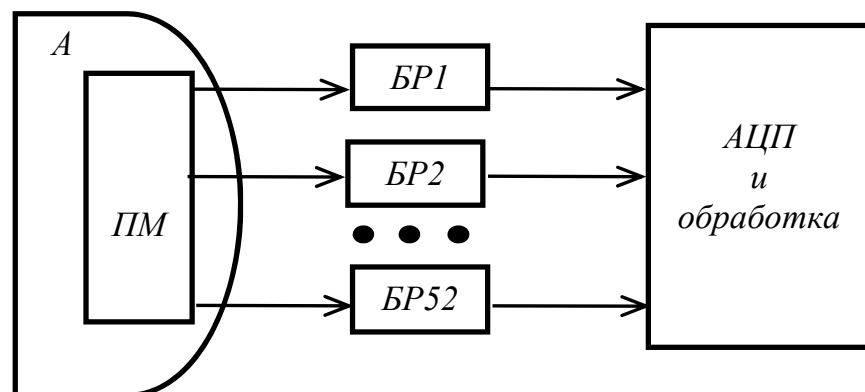


Рисунок 1.15 Структурная схема многоприемникового балансного радиометра

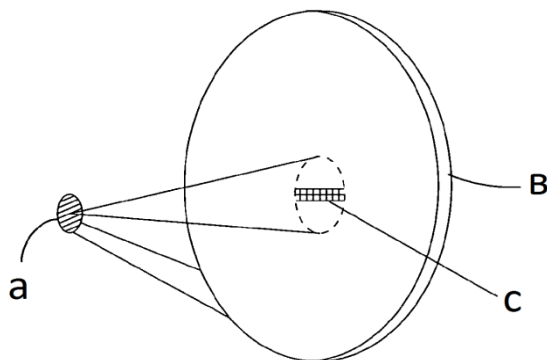


Рисунок 1.16 Приемная часть балансного многоприемникового радиометра.

а –отражатель, в –зеркало антенны, с – область фокусировки, в которой установлен приемный модуль

ЗАКЛЮЧЕНИЕ К РАЗДЕЛУ 1

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

Среди рассмотренных схем по нулевому методу, при применении схемы с аналоговым регулированием опорного шумового сигнала возникают сложности в создании стабильного регулируемого источника шума с высокой линейностью передаточной характеристики в широком диапазоне измеряемых шумовых температур. В схеме с делением сигналов применяется аналого-цифровой преобразователь и выполняются вычислительные операции над цифровыми кодами измеренных напряжений. В обеих схемах (с аналоговым регулированием и делением сигналов) возникают трудности при проведении калибровки, в ходе

настройки шкалы на выбранный диапазон измерений. Поэтому эти схемы больше подходят для относительных, а не абсолютных измерений шумовых температур антенны.

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

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

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К РАЗДЕЛУ 1

1. Арманд Н.А., Крапивин В.Ф., Мкртчян Ф.А. Методы обработки данных радиофизического исследования окружающей среды. – М.: Наука. – 1987.
2. Астафьева Н.М., Раев М.Д., Шарков Е.А. Портрет Земли из космоса. Глобальное радиотепловое поле // Природа. – 2006. – №9. – С.20–35.
3. Сытник О.В. Методы идентификации природных сред и объектов по данным радиофизического эксперимента // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 1. – С. 30–56.
4. Быстров В.П., Краснянский А.Д., Новиков С.С., Потапов А.А., Соколов А.В. Пассивные радиолокационные системы скрытного обнаружения наземных объектов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 1996. – Т. 1, № 1. – С. 64–71.
5. Арманд Н.А., Воронков В.Н., Никитский В.П., Панченко В.А. и др. Перспективы исследований в области дистанционного зондирования Земли и экологического мониторинга // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, №9. – С. 1061–1069.
6. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). – М.: Советское радио, 1964. – 326 с.
7. Кравцов Ю.А. Наблюдения океана из космоса при помощи микроволновых радиометров // Соросовский образовательный журнал. – 1999. – № 7. – С. 103–107.
8. Швецов А.А., Караштин Д.А., Федосеев Л.И. и др. Наземное зондирование термической структуры средней атмосферы в диапазоне частот 50 – 60 ГГц // Известия вузов. Радиофизика. – 2011. – Т. 54, № 8–9. – С. 631–639.
9. Федосеев Л.И., Кузнецов И.В., Куликов Ю.Ю. и др. Радиотепловые контрасты объектов в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн // Радиотехника. – 2011 – № 11. – С. 80–89.
10. Бубукин И.Т., Станкевич К.С. Радиометрия температурной пленки морской поверхности // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 11. – С. 39–55.
11. Михайлов Н.Ф., Щукин Г.Г. Зарубежные исследования в области СВЧ-радиометрического зондирования атмосферы. Обзор // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 4. – С. 49–58.

12. Elowitz Howard I. An introduction for microwave remote sensing // *Microwave J.* – 1992. – V. 35, N9. – P. 69–70
13. Финкель М.И., Масленников С.Н., Гольцман Г.Н. Концепция приемного комплекса космического радиотелескопа "Миллиметрон" // *Известия вузов. Радиофизика.* – 2007. – Т. 50, № 10–11. – С. 924–932.
14. Руденко В.М. Особенности приема низкоэнергетических источников радиоэлектронных излучений в СВЧ диапазоне частот // *Успехи современной радиоэлектроники.* – 2007. – № 12. – С. 18–31.
15. Шульгина Е.Н. Радиотепловое зондирование земных покровов // *Зарубежная радиоэлектроника.* – 1993. – № 4. – С. 59–68.
16. Vaks V.L., Kislyakov A.G., Pripolzin S.I., Savel'ev D.V., Shevelev E.I. Laboratory spectroscope based on a multichannel radiometer // *Radiophysics and Quantum Electronics.* – 1998. – V.41, № 7/ – P. 610–615.
17. Башаринов А.Е., Шутко А.М. Определение влажности земных покровов методами СВЧ– радиометрии (обзор) // *Радиотехника и электроника.* – 1978. – Т. 23, №9. – С. 1778–1791.
18. Шутко А.М. СВЧ– радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. – М.: Наука, 1986.
19. Ulaby F.T., Moore R.K., Fung A.K. Radiometer systems. In *Microwave Remote Sensing (Active and Passive)*, 2nd ed. – Addison–Wesley: Reading, MA, USA. – 1981. – Vol. 1. – P. 344–431.
20. Краус Д.Д. Радиоастрономия. – М.: Сов радио, 1973. – 456с.
21. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1973. – 415 с.
22. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.: Советское радио, 1976.
23. Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Кохалев А.В. Радиометрическая система радиотелескопа РТФ–32 // *Приборы и техника эксперимента.* – 2005. – № 4. – С. 66–75.
24. Федотов Л.Б., Кольцов Н.Е., Носов Е.В., Гренков С.А. Цифровая система преобразования сигналов для астрономических радиоинтерферометров с небольшими антеннами // *Приборы и техника эксперимента.* – 2011. – № 6. – С. 21–26.

25. Кольцов Н.Е., Маршалов Д.А., Мардышкин В.В., Федотов Л.Б. Блоки усиления и преобразования частот сигналов для радиоастрономических приемников // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 6. – С. 41–50.
26. Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Федотов Л.Б. Радиоинтерферометрический терминал обсерватории "Бадары" // Приборы и техника эксперимента. – 2009. – № 1. – С. 52–57.
27. Розанов С.Б., Завгородний А.С., Логвиненко С.В. и др. Малошумящий приемник для микроволновой озонотрии // Известия вузов. Радиофизика. – 2011. – Т. 54, № 8–9. – С. 708–718.
28. Швецов А.А., Федосеев Л.И., Большаков О.С., Караштин Д.А. Микроволновый спектрометрический радиометр для наземного комплекса температурного зондирования стратосферы // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 1. – С. 134–135.
29. Красильников А.А., Куликов Ю.Ю., Рыскин В.Г. и др. Новый малогабаритный микроволновый спектрометрический радиометр – озонотр // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 1. – С. 127–133.
30. Lemaître F., Poussière J.-C., Kerr Y.H. Design and Test of the Ground-Based L-Band Radiometer for Estimating Water in Soils (LEWIS) // IEEE Trans. on Geos. and Remote Sensing. – 2004. – V. 42, № 8. – P. 1666–1676
31. Шило С.А., Комяк В.А. Перспективы создания многолучевых сканирующих СВЧ-радиометрических систем на основе антенн с открытыми электродинамическими структурами // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2008. – Т. 13, № 2–3. – С. 101–110.
32. Выставкин А.Н., Шитов С.В., Банков С.Е. и др. Высокочувствительный матричный радиометр диапазона частот 0,13 – 0,38 ТГц на сверхпроводниковых болометрах для телескопа БТА // Известия вузов. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, № 10–11. – С. 941 – 947.
33. Соломонов С.В., Игнатьев А.Н., Кропоткина Е.П. и др. Спектральная аппаратура для мониторинга атмосферного озона на миллиметровых волнах // Приборы и техника эксперимента. – 2009. – №2. – С. 138–144.

34. Кубланов В.С., Потапова О.В., Седельников Ю.Е., Сысков А.М. Совершенствование характеристик свч–радиотермографов в медицинских задачах // Журнал радиоэлектроники. – 2012. – № 4. – С. 1–27.
35. Кубланов В.С., Седельников Ю.Е., Азин А.Л., Сысков А.М. Природа флуктуаций собственного электромагнитного излучения головного мозга // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2010. – № 9. – С. 45–54.
36. Акиншин Р.И., Быстров Р.П., Кузнецов Е.Б. и др. Развитие радиоэлектронной техники радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – №10. – С. 24–58.
37. Быстров Р.П., Кузнецов Е.Б., Соколов А.В., Чесноков Ю.С. Методы современной радиолокации и системы обработки сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – № 9. – С. 11–28.
38. Соколов А.В., Чеканов Р.Н., Быстров Р.П., Садыков Р.Р., Федорова Л.В. Элементы и устройства радиоэлектронных систем // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 1. – С. 58–69.
39. Sato M., Hirose T., Ohki T., Sato H. et al. 94–GHz Band High–Gain and Low–Noise Amplifier using InP–HEMTs for Passive MillimeterWave Imager // IEEE MTT–S International Microwave Symposium Digest. – 3–8 June 2007. – Honolulu, USA. – P. 1775–1778
40. Пирумян Г.А. Совмещенная система активно–пассивной локации // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – Т. 16, № 7. – С. 52–58.
41. Черный И.В., Чернявский Г.М., Успенский А.Б., Пегасов В.М. СВЧ–радиометр МТВЗА спутника "Метеор – 3М" № 1: предварительные результаты летных испытаний // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 6. – С. 35–48.
42. Алексеев П.В., Викторов А.С., Волков А.М. и др. Микроволновый сканирующий радиометр интегрального влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 5. – С. 68–76.
43. Федосеев Л.И., Божков В.Г., Геннеберг В.А., Петров И.В. Шкаев А.П. Радиометр 3– миллиметрового диапазона длин волн с модулятором– калибратором // Известия вузов. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, N 10–11. – С. 948 – 953.

44. Bocquet B.J., Velde C., Mamouni A., Leroy Y. Microwave radiometric imaging at 3 GHz for the exploration of breast tumors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1990. – Vol. 38, № 6. – P. 791–793.
45. Маречек С.В. Интерференционный радиометр– поляриметр // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 4. – С. 64–70.
46. Аракелян А.К., Акопян И.К., Аракелян А.А. и др. Коротко–импульсный, поляризационный, совмещенный скаттерометр–радиометр на 20 ГГц // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 9. – С. 56–63.
47. Аракелян А.К., Гамбарян А.К., Смолин А.И. и др. Коротко–импульсный, поляризационный, совмещенный скаттерометр–радиометр диапазона Ка // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – № 7. – С. 73–77.
48. Аракелян А.К., Акопян И.К., Аракелян А.А. и др. Поляризационный, коротко–импульсный, совмещенный скаттерометр–радиометр диапазона S с возможностью действия на близких расстояниях // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12, № 3. – С. 52–60.
49. Аракелян А.К., Акопян И.К., Аракелян А.А. и др. Двухканальный, поляриметрический, совмещенный скаттерометр–радиометр на 5,6 ГГц // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12, № 11. – С. 41 – 47.
50. Патент РФ 2060507, МПК⁷ G01R 29/08. Радиоспектрометр с частотной модуляцией / А.Г. Кисляков, Е.И. Шкелев (РФ). – 5002395/09; заявл. 01.07.91; опубл. 20.05.96. – Бюл. №14. – С.196.
51. Jansky K.G. Directional studies of atmospherics at High Frequencies // Proc. IRE. – 1932. – vol. 20. – P. 1920–1932.
52. Reber G. Cosmic Static // Astrophys. J. – 1940. – vol. 91, June. – P. 621–624.
53. Tiuri M.E. Radiometer astronomy receivers // IEEE Transactions Antennas Propagations. – 1964. – № 12. – P. 930–938.
54. Hersman M.S., Poe G.A. Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration // IEEE Transactions Microwave Theory. – 1981. – № 29. – P. 32–40.
55. Brown S., Desai S., Lu W. and Tanner A. On the Long–Term Stability of Microwave Radiometers Using Noise Diodes for Calibration // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2007. – V. 45, № 7. – P. 1908–1920.

56. Dicke R.H. The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies // *Rev. Sci. Instr.* – 1946. – vol. 17, July. – P. 268–275.
57. Thomsen F. On the resolution of Dicke type radiometers // *IEEE Transactions Microwave Theory.* – 1984. – № 32. – P. 145–150.
58. Skou N. Sensitivity and accuracy of different radiometer types. In *Microwave Radiometer Systems. Design and Analysis*, 2nd ed. – Artech House: Norwood, MA, USA. – 1989. – P. 57–78.
59. Башаринов А.Е., Гурвич А.С., Егоров С.Т. Радиоизлучение Земли как планеты. – М.: Наука, 1974. – 188 с.
60. Грачев А.М. Модуляционные радиометры (обзор) // *Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника.* – 1991. – № 3. – С. 29–38.
61. Ryle M. Vonberg D.D. An investigation of radio–frequency radiation from the sun // *Proceeding of the Royal Society.* – 1948. – Vol. 193, № 1032. – P. 98–119.
62. Троицкий В.С. Нулевой метод измерения слабых электрических флуктуаций // *Журнал технической физики.* – 1955. – Т.25, №3. –С. 478–496.
63. Fusomoto K. On the Correlation Radiometer Technique // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1964.– vol. MTT–12. – P. 203.
64. Панаджян В.Г. Балансный радиометр // *Известия вузов. Радиофизика.* – 1990. – Т. 33, № 7. – С. 887–888.
65. Aitken G. J. M. A new correlation radiometer // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* – 1968. – Vol. 16, N 2. – P. 511–523
66. Гвоздев В.И., Криворучко В.И., Кузаев Г.А., Турыгин С.Ю. Микроволновый радиовизор // *Измерительная техника.* – 2000. – №3. – С. 52–57.
67. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. – М.: Луч, 1997. – 440 с.
68. Graham M.H. Radiometer circuit // *Proc. IRE.* – 1958. – vol.46. – P. 1966
69. Дулевич Б.Е. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио. – 1964. – 710 с.
70. Ван дер Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1958. – 234 с.
71. Адерихин В.И., Буренков Ю.А., Саргсян М.В., Уздин Р.И. Усовершенствование государственного первичного эталона единицы спектральной плотности мощности

шумового радиоизлучения // Измерительная техника. – 2012. – № 12. – С. 3 – 8.

72. Поляков В.М. Измерения абсолютных термодинамических температур биологических объектов радиофизическим методом // Радиотехника. – 1998. – №8. – С. 88–94.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

82. А.С. №1451627 СССР, МКИ G01W 1/100. Сканирующий радиометр / Н.Н. Будолович, В.В. Некрасов, Л.А. Пенязь, А.Ю. Прозоровский. – 4170442/24–10. – Оpubл. В бюл. №2 15.01.89
83. А.С. №1370640 СССР, МКИ G 01 s 13/95, G01 R 29/08. Компенсационный радиометр / С.А. Волохов и А.А. Кочетков. – 4127834/24–09. – Оpubл. В бюл. № 4 30.01.88
84. Бутакова С.В. Апертурные шумовые излучатели в микроволновой радиометрии // Зарубежная радиоэлектроника: Успехи современной радиоэлектроники. – 1997. – № 4. – С. 3–26.
85. Вайсблат А.В. Методы калибровки и поверки медицинских радиотермометров // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2003. – № 1. – С. 49–54.
86. Розанов С.Б., Платонов Ю.М., Лукин А.Н., Соломонов С.В. Охлаждаемые квазиоптические поглощающие нагрузки для радиометров коротковолновой части миллиметрового диапазона волн // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 3. – С. 359–365.
87. Тетерич Н.М. Генераторы шума и измерение шумовой характеристики. – М.: Энергия, 1968. – 214 с.
88. Наливайко Б.А., Берлин А.С., Божков В.Г., Вейц В.В., и др. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник. – Томск: МГП "РАСКО", 1992. – 223 с.
89. Frater R.H., Williams D.R. An active "cold" noise source // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1981. – MTT–29, № 4. – P. 344–347.
90. Бережной В.А. Низкотемпературный генератор шума // Электронная техника. Серия: Электроника СВЧ. – 1989. – №10. – С. 46–47.
91. Немлихер Ю.А., Рукавицын А.Ф., Струков И.А. Транзистор – источник низкотемпературного СВЧ–шума // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 5. – С. 603–608.
92. Топольницкий В.Н. Генерация "холодного" шума сверхвысокочастотным транзистором // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 12. – С. 1513–1516.
93. Адерихин В.И., Дорофеев А.А., Топольницкий В.Н., Уздин Р.И. Расчет шумовой температуры транзисторных низкотемпературных генераторов шума СВЧ // Измерительная техника. – 2002. – № 2. – С. 59–64.

94. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // *Remote Sensing*. – 2010. – № 2. – P. 1826–1843/
95. Q. Klemetsen, Y. Birkelund, S. K. Jacobsen, P. F. Maccarini and P. R. Stauffer. Design of medical radiometer front–end for improved performance. // *Progress In Electromagnetics Research* –2011. – № B27: – P.289–306.
96. United states patent US2013/0079629 Int.Cl. A61 B 6/00. Passive non invasive tomography / James U. Lemke. – App. № 13/242 186, Pub. date 28.03.2013.
97. Авторское свидетельство СССР № 1168876 МКИ 4G01R29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – 3530983/24–09, опубл. 23.07.82 в Бюл. № 27 стр. 8–15.
98. Goggins W.B. A microwave feedback radiometer // *IEEE Transactions Aerospace Electronics Systems*. – 1967. – № 3. – P. 83–90.
99. Геворкян В.Г.. Кисляков А.Г.. Мирзабекян Э.Г. Автоматический нулевой радиометр диапазона длин волн 3 – 4 мм // *Известия вузов. Радиофизика*. – 1979. – Т. 22, № 2. – С. 240–242.
100. Чеевко А.Г. Метод противопоставления в шумовой термометрии как развитие идей П.Г. Стрелкова // *Измерительная техника*. – 2011. – № 10. – С. 28–33.
101. Карапетян В.Р., Нагдалян Э.А. Квазинулевой модуляционный радиометр // Тез. докл. XVII Всесоюзной конференции "Радиоастрономическая аппаратура". – 10–12 окт. 1985 г. – Ереван: Изд–во Акад. наук Арм. ССР, 1985. – С. 255–256.
102. Агаджанян А.С., Долганов С.А.. Тохмахян М.Г. Цифровое управление подшумливанием для квазинулевого радиометра // Тез. докл. XVII Всесоюзной конференции "Радиоастрономическая аппаратура". – 10–12 окт. 1985 г. – Ереван: Изд–во Акад. наук Арм. ССР, 1985. – С. 5–6.
103. Nach J.P. A very sensitive airborne microwave radiometer using two reference temperatures // *IEEE Transactions Microwave Theory*. – 1968. – № 16. – P. 629–636.
104. Ворсин Н.Н., Милицкий Ю.А., Шаинский В.М., Эткин В.С. Измерительные СВЧ–радиометры с цифровым выходом // *Приборы и техника эксперимента*. – 1988. – № 2. – С. 103.
105. Wilson W.J., Tanner A., Pellerano F. Development of a high stability L– band radiometer for ocean salinity measurements // *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Pasadena, CA, USA, July 2003*. – Vol. 2. – P. 1238 – 1240. (две опоры, время наблюдения на три части, компьютерные расчеты, формула для чувствительности)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

118. А.с. №1538150 СССР. МКИ G01R29/08. Компенсационный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Бюл. № 3, 1990.
119. А.с. №1144060 СССР. МКИ G01 R 29/08. Радиометр / А.С. Султанов, В.А. Кулаков, Ю.В. Овсянников В.Н. Бондарчук. – Оpubл. в Бюл. № 9, 1985.
120. А.с. №1168876 СССР. МКИ G01 R 29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Бюл. № 27, 1985.
121. А.с. №1423967 СССР. МКИ G01 R 29/08. Радиометр / А.Ю. Прозоровский, В.П. Яковлев, К.Ю. Ходареев. – Оpubл. в Бюл. № 34, 1988.
122. А.с. №1493962 СССР. МКИ G01 R 29/08. Модуляционный радиометр / В.С. Аблязов. – Оpubл. в Бюл. № 26, 1989.
123. А. с. №1574038 СССР, МКИ⁵ G01R 29/08. Многоканальный балансный радиометр / В.С.Аблязов. – 4419538/24–09; заявл. 03.05.88.
124. Патент США №7603088 В2. Многоканальная радиометрическая система с применением СВЧ ГИС / Danny F. Ammar, F.L Wndermere (US). – приоритет от 13 декабря 2005.
125. Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е. Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L–диапазона // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 1. – С. 67–75.
126. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О. Двухканальный радиометр повышенной точности // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–53.
127. Филатов А.В., Убайчин А.В., Бомбизов А.А. Двухприемниковый микроволновый радиометр с высокой линейностью передаточной характеристики // Измерительная техника. – 2012. – № 1. – С. 37–41.
128. Патент №2439594 РФ, МПК G01R 29/08. Нулевой радиометр / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков. – Приоритет от 01.06.2010. – заявка № 2010122360/28. – Оpubл. в Бюл. № 1, 2012. – С. 133.
129. Патент №2460081 РФ. МПК G01R 29/08. Многоканальный нулевой радиометр / А.В. Филатов, А.В. Убайчин. – Приоритет от 23.11.2010. – заявка № 2010147776/28. – Оpubл. в Бюл. № 24, 2012. – С. 253.
130. Патент №2393502 РФ, МПК G01R 29/26, G01S 13/95. Двухканальный нулевой радиометр / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, О.А. Сербинов. – Приоритет от 08.12.2008. – заявка № 2008148402/09. – Оpubл. в Бюл. № 18, 2010. – С. 125.

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

132. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О., Чудинов А.О. Новый подход к построению многоканальных радиометрических систем для дистанционного определения легких газовых составляющих атмосферы // IV Всероссийская конференция молодых ученых "Материаловедение, технологии и экология в 3-м тысячелетии". – 19–21 окт. 2009. – Томск. – Изд-во: ИОА СО РАН, 2009. – С. 372–376.

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

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

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

136. Убайчин А.В., Мисюнас А.О., Филатов А.В. Цифровой блок управления для микроволнового радиометра РМ-1420 // Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2008". – 4–8 мая 2008. – Томск. – Изд-во: В-Спектр, 2008. – Ч. 1. – С. 111–115.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

155. Филатов А.В., Убайчин А.В. Повышение динамических характеристик двухканального микроволнового радиометра // Конференция молодых специалистов "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева" "Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем",

посвященной 50-летию полета в космос Ю.А. Гагарина. – 2–4 марта 2011. – Железногорск. – Изд-во: ОАО "Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнева", 2011. – С. 56–57.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ВВЕДЕНИЕ

Непрерывный рост влияния космической техники на различные аспекты жизни общества предъявляет к ней все более высокие требования. Современный космический аппарат (КА) – высокотехнологичное устройство, состоящее из множества приборов, устройств и измерительной аппаратуры, связанных между собой высокочастотными и низкочастотными линиями передачи. Поэтому их надежности, контролю и диагностике необходимо уделять особое внимание. Поскольку традиционные подходы, успешно применяемые в гражданской технике, не всегда соответствуют требованиям, предъявляемым к ним космонавтикой, необходимы новые подходы, в том числе основанные на эффектах, возникающих при распространении электромагнитных волн по линиям передачи.

Задача увеличения срока активного существования КА на орбите до 15 лет требует повышения надежности и обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Сложная электромагнитная обстановка (ЭМО) орбиты, переход на негерметичный корпус, наряду с высокой плотностью монтажа и увеличивающейся шириной спектра полезных сигналов, приводят к необходимости жесткого ограничения излучаемых эмиссий. К сожалению, обычные методы (например, экранирование) часто неприемлемы для КА, поскольку ведут к ухудшению массогабаритных показателей.

Для КА важен мониторинг кондуктивных эмиссий в электрических цепях. Даже в процессе наземных испытаний в аварийных режимах работы КА возникают ситуации ухудшения ЭМО, приводящие к аномалиям в логике функционирования. Для придания результатам испытаний большей объективности применяются приборы наземного контроля и регистрации помех, позволяющие регистрировать стохастические кондуктивные помехи в электрических цепях. Однако измерения с их помощью имеют свои недостатки – возможны внешние наводки на длинные измерительные цепи и потери (затухание) кондуктивных помех в измерительных цепях от точек контроля до самого измерителя. Это может приводить к снижению достоверности измерения. Очевидно, что для повышения достоверности результатов измерения параметров помех необходимо приблизить измеритель к точкам контроля, т.е. поместить его внутри КА. При летной

эксплуатации это позволит выполнять мониторинг ЭМО и прогноз возникновения аномальных ситуаций.

Данные тенденции требуют новых подходов, обеспечивающих ЭМС, контроль и диагностику функционирования электрических соединений аппаратуры космического применения. Разработка и исследование этих подходов невозможны без тщательного моделирования. В этой связи актуальным становится применение систем электродинамического и квазистатического моделирования. Однако, оценке точности и корректности результатов моделирования необходимо уделять особое внимание, поскольку использование систем моделирования требует высокой компетентности в смежных областях.

Раздел 2. Обзор исследований модального разложения сигнала в электрических соединениях

В данном разделе приведен обзор работ, посвященных модальному разложению и восстановлению в многопроводных структурах из кабелей и печатных плат.

2.1. Разложение импульса в отрезках связанных линий

В данном разделе показана возможность использования модального разложения [1–4] для защиты от СКИ в линиях передачи. Показано разложение импульса в отрезке связанных линий на два импульса вдвое меньшей амплитуды. Рассмотрено разложение импульса в нескольких последовательно соединенных отрезках: приведены примеры моделирования, пояснены различные механизмы разложения, представлены формулы, связывающие число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами.

При распространении импульса в отрезке линии, с неоднородным диэлектрическим заполнением, из N проводников (не считая опорного) импульс может подвергаться модальным искажениям вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии [1]. Полное разложение импульса в отрезке длиной l имеет место, если общая длительность импульса t_{Σ} меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (2.1)$$

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$ -й моды отрезка. Для пары связанных линий ($N=2$) из (2.1) получается

$$t_{\Sigma} < l |\tau_2 - \tau_1|, \quad (2.2)$$

где τ_1, τ_2 – погонные задержки синфазной и дифференциальной мод. Таким образом, если на ближнем конце отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то на дальний конец отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (рис. 2.1), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка. Стоит отметить, что подобное явление может быть вызвано частичным переотражением сигнала от плоскостей межсоединения отрезка линий передачи с нагрузками на ближнем и дальнем концах [5].

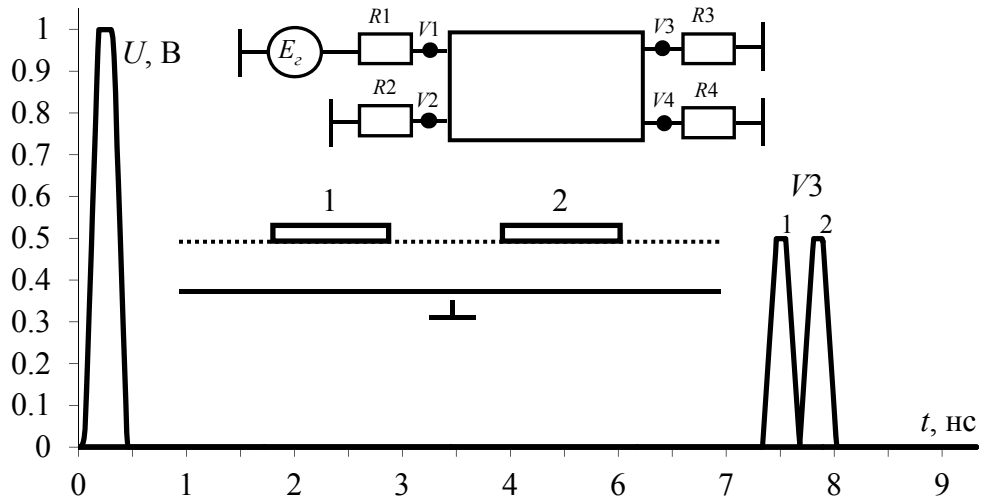


Рисунок 2.1 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Уменьшение вдвое амплитуды импульса может быть использовано для защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи. Каскадное соединение отрезков приведет к последовательному делению каждого импульса на два импульса вдвое меньшей амплитуды. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом в двух случаях: если разность задержек мод у второго отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у первого (последовательность импульсов 2.1, 2.1, 2.2, 2.2 на рис. 2.2); если разность задержек мод у первого отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у второго (последовательность импульсов 2.1, 2.2, 2.1, 2.2 на рис. 2.3). Связь между соотношением амплитуд импульсов и нагрузках на концах рассмотрена в работе [6].

Структуры на рис. 2.2 и 2.3 представляют собой, по существу, одну структуру, возбуждаемую импульсом с разных сторон. Однако это не оказывает значительного влияния на форму сигнала на дальнем конце.

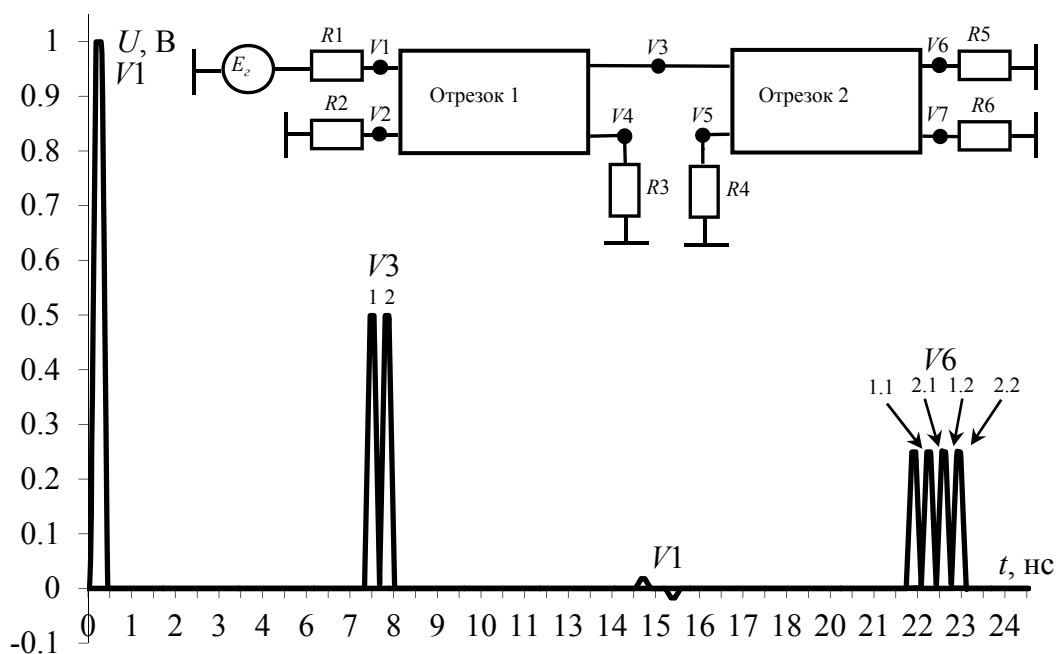


Рисунок 2.2 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 1 (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

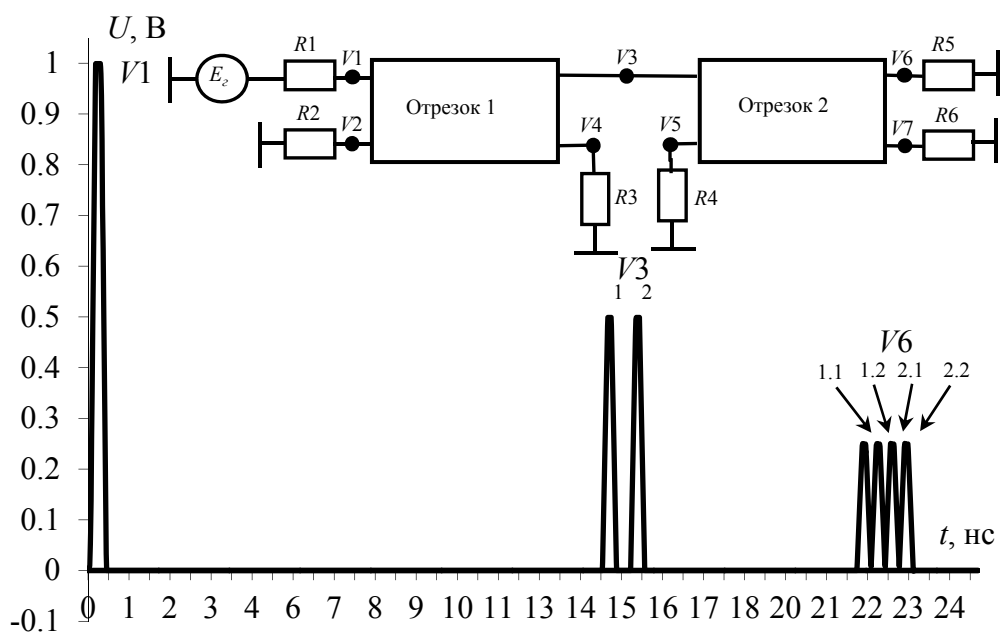


Рисунок 2.3 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 2 (разность задержек мод у первого отрезка вдвое больше, чем у второго)

Естественно полагать, что последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов. Так, 3 отрезка дадут 2^3 , то есть 8 импульсов в 8 раз меньшей амплитуды, например, если перед структурой на рис. 2.3 включить отрезок с вдвое большей (чем у последующего) разностью задержек мод (рис. 2.4).

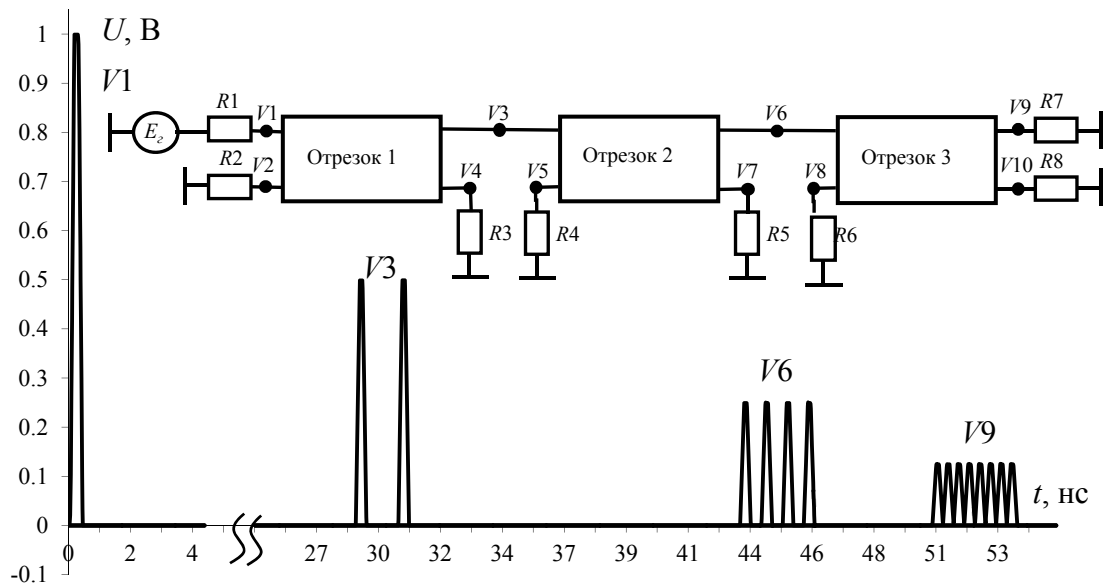


Рисунок 2.4 – Разложение импульса в трёх отрезках связанных линий

Для структуры из n отрезков длина k -го отрезка

$$l_k = l(2^{k-1}), k = 1, \dots, n, \quad (2.3)$$

а общая длина структуры

$$L_n = l(2^n - 1). \quad (2.4)$$

Простые формулы (2.2)–(2.4) связывают число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами. Тип линии не имеет принципиального значения; для получения приведенных результатов использовалась микрополосковая линия с параметрами, детально описанными в работах [7, 8]. Для моделирования распространения импульса в структурах из рис. 2.11–2.4, использовано квазистатическое приближение: вычисление матриц погонных параметров линии выполнено в системах LINPAR и TALGAT с хорошим совпадением результатов. Потери и дисперсия в линиях не учитывались, но их влияние вполне предсказуемо: прежде всего оно скажется в «размытии» импульсов и приведет к частичному слиянию импульсов на фронтах, но это может быть даже полезным для защиты (один импульс той же амплитуды вместо нескольких). Практическая реализация нового принципа защиты за счет модального разложения импульса в отрезках связанных линий представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

2.1.1. Разложение в кабельных структурах

Рассмотрим три варианта подключения к кабелю генератора импульса ЭДС в форме трапеции при двух вариантах выбора опорного проводника [9]. Длина кабеля выбиралась из условия (2.1). Получены результаты моделирования отклика для кабелей АПУНП (табл. 2.1), ТРП-3×0,5 (табл. 2.2), RJ-12 (табл. 2.3), где v – номер варианта подключения; А – активный, О – опорный и П – пассивный проводники.

Из табл. 2.1–2.2 видно, что в варианте 1 к концу активного проводника приходят два импульса одинаковой (половинной) амплитуды и полярности, а в остальных вариантах эти два импульса имеют разную полярность и амплитуду. Таким образом, в варианте 1 имеет место эффект модального разложения.

Из табл. 2.3 следует, что к концу активного проводника для некоторых вариантов приходят два импульса, а для других приходят три. Полярность и амплитуды импульсов зависят от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, и от коэффициентов отражений каждой моды.

Для согласованного варианта при выполнении условия (2.1) амплитуды импульсов разложения можно вычислить с помощью выражения

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad \mathbf{V}_m = \frac{1}{2} \mathbf{S}_v^{-1} \mathbf{E}, \quad (2.5)$$

где \mathbf{V} – матрица размером $N \times N$, в которой значения элементов строк соответствуют амплитудам импульсов разложения в проводниках линии передачи (N – количество проводников в линии передачи); \mathbf{S}_v – матрица размером $N \times N$, содержащая собственные векторы матрицы $\mathbf{L}\mathbf{C}$; \mathbf{E} – вектор размером $N \times 1$, состоящий из значений амплитуд источников напряжения.

Для проверки формулы (2.5) в табл. 2.4 представлены вычисленные по ней значения амплитуд импульсов разложения для кабелей АПУНП и ТРП 3×0,5 (А – активный проводник, П – пассивный проводник).

Таблица 2.1 – Формы сигнала на ближнем (---) и дальнем (—) концах кабеля марки АПУНП ($E_0=1$ В, $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d = 200$ пс, $l=1,5$ м)

v	Активный проводник	Пассивный проводник
1		
2		
3		

Таблица 2.2 – Формы сигнала на ближнем (---) и дальнем (—) концах кабеля марки ГРП-3×0,5 ($E_0=1$ В, $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d=200$ пс, $l=1$ м)

v	Активный проводник	Пассивный проводник
1		
2		
3		

Таблица 2.3 – Формы сигнала на ближнем (---) и дальнем (—) концах активного проводника кабеля RJ-12 ($E_0=1$ В, $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d = 10$ пс, $l=1,5$ м)

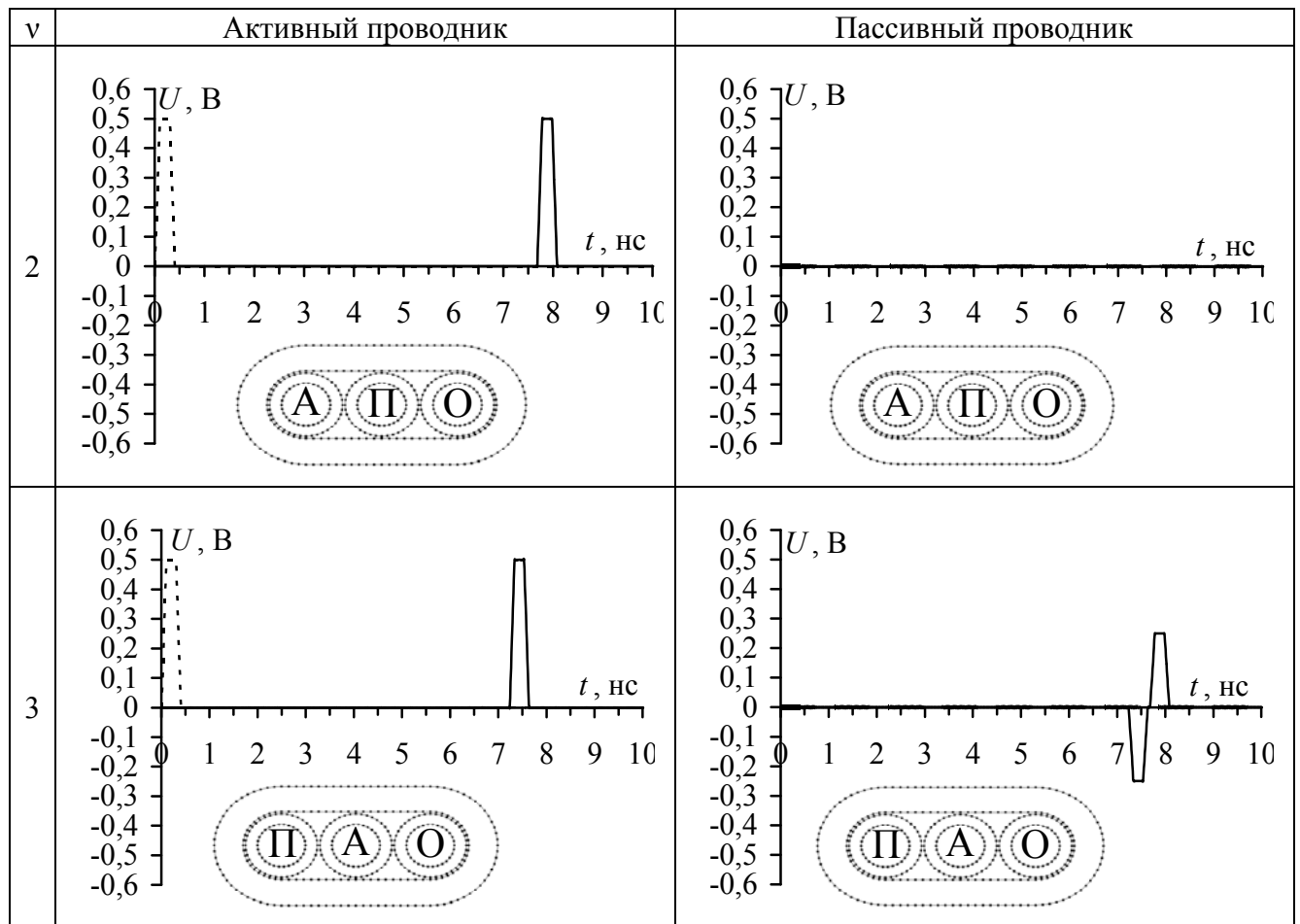
v	Опорный проводник 4	Опорный проводник 3
1		
2		
3		

Таблица 2.4 – Амплитуда импульсов в АПУНП и ТРП-3×0,5

v →		1		2		3	
Кабель	Провод	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$
АПУНП	А	0,25	0,25	0	0,5	0,5	0
	П	0,25	-0,25	0	0	-0,25	0,25
ТРП-3×0,5	А	0,25	0,25	0	0,5	0,5	0
	П	0,25	-0,25	0	0	-0,25	0,25

При сравнении значений амплитуд разложения из табл. 2.4 с табл. 2.1 и 2.2 видно, что для варианта 1 амплитуды импульсов и их полярность в активном и пассивном проводниках совпадают. Для варианта 2 несовпадает число импульсов разложения, но в активном проводнике для импульса с максимальной амплитудой совпадает полярность. В варианте 3 также не совпадает число импульсов и амплитуда. Различие в вариантах 2 и 3 обусловлено разными значениями диагональных элементов матрицы \mathbf{Z} , поэтому при условии псевдосогласования появляются отражения из-за неполного согласования каждой моды. Результаты моделирования при условии полного согласования в кабеле АПУНП представлены в табл. 2.5, из которой следует, что для вариантов 2 и 3 значения амплитуд импульсов разложения совпадают со значениями из табл. 2.4.

Таблица 2.5 – Формы сигнала на ближнем (---) и дальнем (—) концах кабеля марки АПУНП при условии полного согласования



Результаты аналогичной проверки формулы (2.5), выполненные для кабеля RJ-12, приведены в табл. 2.6. Из неё видно, что разложение на три импульса может происходить для некоторых вариантов, а может и не происходить. Сравнить результаты вычислений, представленных в табл. 2.3 и 2.6, можно только для задержки τ_1 , значение которой минимально из трех значений погонных задержек. Полярность импульса совпадает, а амплитуды немного отличаются.

Таблица 2.6 – Амплитуды импульсов для RJ-12

v	Кабель	1			2			3		
		$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$
RJ-12 (Опорный проводник 3)	А	0,31	0,25	-0,06	0,057	0	0,442	0,132	0,25	0,117
	П1	0,1	-0,25	0,14	0,177	0	-0,177	-0,132	0,25	-0,117
	П2	-0,31	0,25	0,06	-0,177	0	0,177	-0,041	-0,25	0,292
RJ-12 (Опорный проводник 4)	А	0,442	0	0,057	0,1	0,25	0,15	-0,04	0,25	0,29
	П1	0,143	0	-0,143	0,31	-0,25	-0,06	0,13	-0,25	0,11
	П2	-0,143	0	0,143	-0,1	0,25	-0,15	0,04	0,25	-0,29

2.1.2. Разложение в печатных платах

В данном разделе [10] рассмотрены межсоединения помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП). Для её связанных линий вычислены погонные задержки синфазной (τ_1) и дифференциальной (τ_2) мод, а также их разности $\Delta\tau$. Результаты приведены в табл. 2.7. Видно, что $\Delta\tau$ для разных линий и параметров меняется от 0 до значительной величины 1,5 нс/м.

Таблица 2.7 – Погонные задержки мод и их разность (нс/м) для двухпроводных межсоединений ПТМП

Слои СТП	$s+w$, мм		ОПЛ			ППЛ			ОПЛ и ППЛ		
			τ_1	τ_2	$\Delta\tau$	τ_1	τ_2	$\Delta\tau$	τ_1	τ_2	$\Delta\tau$
4	0	без лака							7,698	6,270	1,428
		с лаком							7,758	7,199	0,559
	0,625	без лака	7,530	7,530	0	6,456	5,432	1,024	7,513	6,061	1,452
		с лаком	7,704	7,634	0,070	7,194	7,163	0,031	7,675	7,168	0,507
	1,25	без лака	7,564	7,468	0,096	6,353	5,780	0,573	7,524	6,086	1,438
		с лаком	7,657	7,651	0,006	7,210	7,102	0,108	7,657	7,158	0,499
	2,5	без лака	7,570	7,519	0,051	6,177	5,974	0,203	7,524	6,101	1,423
		с лаком	7,680	7,657	0,023	7,231	7,092	0,139	7,657	7,158	0,499
6	0	без лака							7,651	6,184	1,467
		с лаком							7,752	7,087	0,665
	0,625	без лака	7,435	7,353	0,082	6,394	5,473	0,921	7,353	6,053	1,300
		с лаком	7,675	7,508	0,167	7,194	7,077	0,117	7,616	7,107	0,509
	1,25	без лака	7,418	7,289	0,129	6,345	5,750	0,595	7,364	6,057	1,307
		с лаком	7,587	7,541	0,046	7,138	7,077	0,061	7,564	7,107	0,457
	2,5	без лака	7,413	7,315	0,098	6,188	5,935	0,253	7,369	6,075	1,294
		с лаком	7,582	7,547	0,035	7,184	7,037	0,147	7,564	7,107	0,457
8	0	без лака							7,605	6,143	1,462
		с лаком							7,746	6,993	0,753
	0,625	без лака	7,364	7,231	0,133	6,337	5,435	0,902	7,241	6,006	1,235
		с лаком	7,645	7,402	0,243	7,168	6,988	0,180	7,564	7,032	0,532
	1,25	без лака	7,310	7,174	0,136	6,321	5,701	0,620	7,252	6,006	1,246
		с лаком	7,530	7,446	0,084	7,057	7,027	0,030	7,491	7,032	0,459
	2,5	без лака	7,321	7,184	0,137	6,177	5,875	0,302	7,267	6,035	1,232
		с лаком	7,508	7,463	0,045	7,123	6,964	0,159	7,491	7,032	0,459

Таким образом, разность погонных задержек мод в межсоединениях ПТМП может привести к модальному разложению сигнала, что позволяет использовать линии передачи ПТМП длиной в десятки сантиметров для модальной фильтрации импульсов длительностью в сотни пикосекунд.

Следует отметить, что данное наблюдение справедливо для межсоединений и других печатных плат [11]. Так, в многослойной печатной плате разность погонных задержек мод

для внутренних слоёв близка к нулю из-за однородного диэлектрического заполнения полосковых линий. Однако для внешнего слоя, состоящего из микрополосковых линий с покрывающим слоем диэлектрика или без него, эта разность может быть значительной. Например, для обобщенной микрополосковой линии без слоя диэлектрика она может быть равна 0,3 нс/м, а со слоем – 0,4 нс/м. Аналогичная оценка для 50-омной микрополосковой линии многослойной печатной платы с реальными параметрами даёт 0,6 нс/м. Таким образом, в печатных платах могут существовать скрытые и неиспользованные ресурсы модального разложения.

2.1.3. Разложение в специальных полосковых структурах

В данном разделе приведен анализ структуры (рис. 2.5), являющейся частным случаем более сложной структуры, использованной в работе [68]. Она состоит из двух проводников ($N=2$) и двух различных диэлектриков с параметрами: ширина проводников $w=0,1$ мм, толщина проводников $t=2$ мм, расстояние между проводниками $s=0,2$ мм, высота подложки $h_1=1$ мм. Проводники размещены на подложке (диэлектрическая проницаемость ϵ_{r2}) ортогонально основанию с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r1}=5$, расположенному на идеально проводящей плоскости.

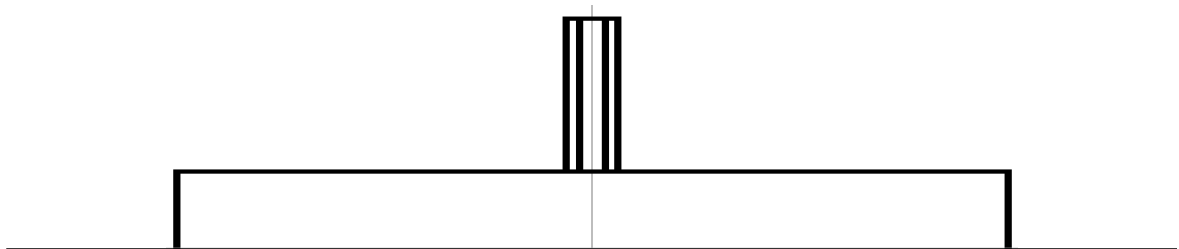


Рисунок 2.5 – Поперечное сечение специального компонента

Вычисленные зависимости значений погонных задержек мод и их разности от ϵ_{r2} показаны на рис. 2.6. Видно, что разность погонных задержек существенно увеличивается с ростом ϵ_{r2} . Например, при $\epsilon_{r2}=10$ она составляет 5 нс/м, что на порядок больше значения этой величины в кабеле.

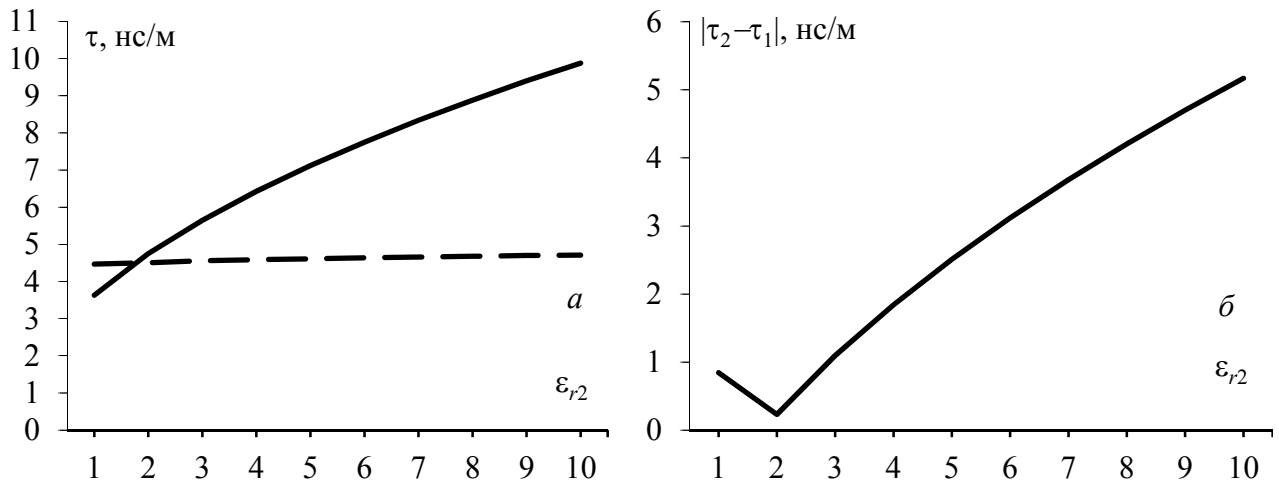


Рисунок 2.6 – Зависимость значений погонных задержек мод (а) и их разности (б) от ϵ_{r2} для рис. 2.5

2.1.4. Условия разложения и восстановления

В данном разделе на примерах многопроводных микрополосковых линий и силовых кабелей продемонстрирована возможность разложения и восстановления импульса в различных структурах линий передачи. Приведены необходимые условия этого явления. Показано, что оно может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в подобных структурах и применяться в целях электромагнитного терроризма [12–14].

Усугубление проблемы защиты возможно следующим способом [15–18]. В зависимости от их параметров трехпроводные отрезки связанных линий могут быть как с $\tau_e > \tau_o$, так и с $\tau_e < \tau_o$. Тогда импульс с общей длительностью t_Σ , распространяющийся в структуре из двух таких отрезков, включенных последовательно, может полностью разложиться после отрезка 1, при условии (2.6), и собраться в исходном виде в конце отрезка 2. Это будет при равенстве, с обратным знаком, разностей задержек синфазной и дифференциальной мод в этих отрезках, т.е. при условии (2.7)

$$t_\Sigma < l |\tau_e - \tau_o|, \quad (2.6)$$

$$l_1 (\tau_{1e} - \tau_{1o}) = -l_2 (\tau_{2e} - \tau_{2o}) \quad (2.7)$$

(индексы 1 и 2 означают номер отрезка), или, иными словами, когда длительность импульса меньше разности задержек чётной и нечётной мод в первом отрезке, которая полностью компенсируется во втором отрезке.

Выполнено компьютерное моделирование тестовой структуры из двух последовательно соединённых отрезков двух связанных линий. В качестве отрезка 1 взята обычная микрополосковая линия, в которой ёмкостная связь всегда меньше индуктивной,

а в качестве отрезка 2 – микрополосковая линия с покрывающим диэлектрическим слоем, в которой ёмкостная связь может быть больше индуктивной. Это соответствует отрезкам с разными знаками разностей погонных задержек чётной и нечётной мод. Линии полагаются без потерь и дисперсии и приблизительно согласованными в начале и конце структуры параллельными резисторами. Один проводник отрезка 1 возбуждается генератором импульса ЭДС в форме трапеции. Параметры импульса и длины отрезков выбраны из условий (2.6) и (2.7). Схема тестовой структуры показана на рис. 2.7, а результаты моделирования – на рис. 2.8.

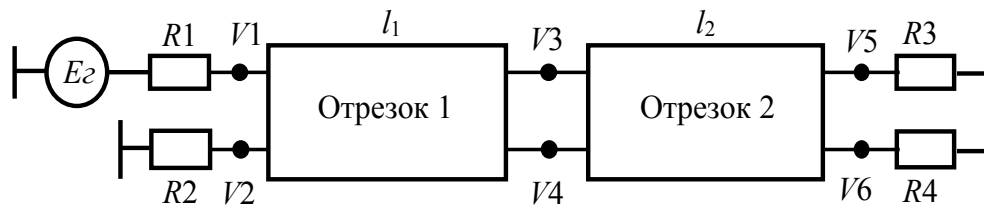


Рисунок 2.7 – Схема тестовой структуры

Из рис. 2.8 видно, что один импульс в начале структуры разлагается на 2 импульса на стыке отрезков и собирается в 1 импульс в конце структуры. Известно применение подобных явлений для кодирования сигналов [19]. Однако здесь обращается внимание на возможность резкого снижения амплитуды импульса на стыке отрезков. Действительно, если на стыке включен между сигнальным и общим проводниками защитный прибор, закорачивающий цепь при превышении определённого напряжения на нём, то почти в 2 раза большее напряжение в начале структуры может оказаться на нагрузке в конце структуры, а защитный прибор не сработает. Следовательно, возможно опасное применение модальных искажений для вывода из строя аппаратуры преднамеренными кондуктивными воздействиями.

Таким образом, для n отрезков N -проводных межсоединений длиной l_j восстановление будет наиболее эффективным при одновременном приходе всех мод к концу структуры, т.е. при условии

$$\sum_{j=1}^n l_j \tau_{1j} = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{2j} = \dots = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{nj}, \quad (2.8)$$

где τ_{ij} – погонная задержка i -й моды j -го отрезка.

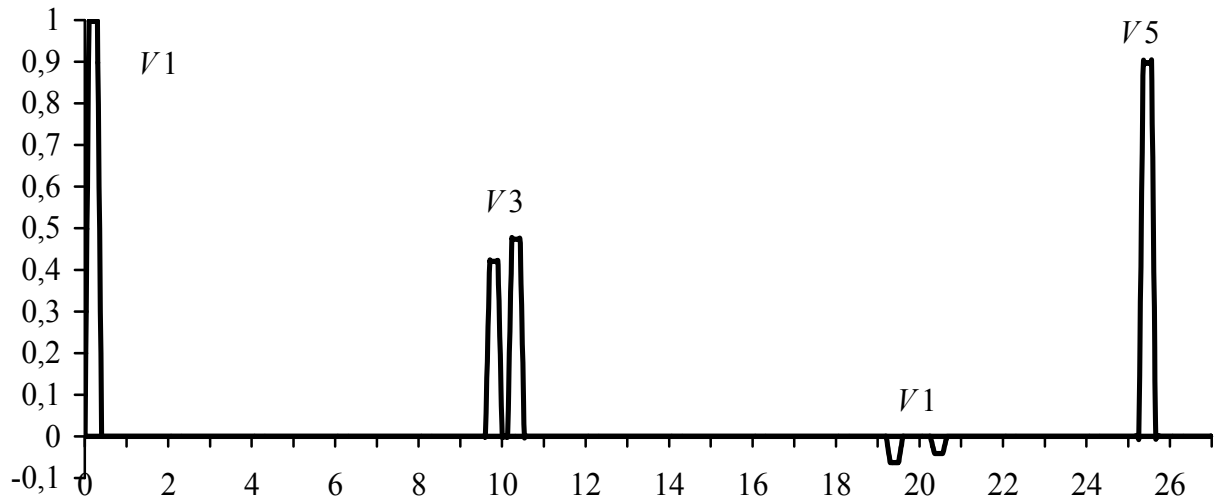


Рисунок 2.8 – Формы напряжения (В, нс) в активном проводнике структуры рис. 2.7

2.1.5. Разложение и восстановление в силовых кабелях

Исследованы модальное разложение и восстановление в широко применяемых силовых кабелях [20–26] из трех одинаковых изолированных проводов в общей изолирующей оболочке, называемых далее круглым и плоским (рис. 2.9).

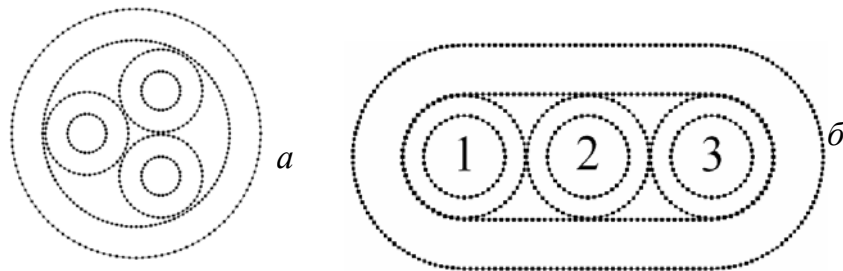


Рисунок 2.9 – Сечение кабелей: круглого (а), плоского (б)

В круглом кабеле максимальная разность погонных задержек близка к нулю, а в плоском – может быть существенной. Для плоского кабеля различают два варианта опорного проводника: проводник 2 и проводник 3. Анализ плоского кабеля с реальными размерами (для диапазона значений $\epsilon_{r2}=1; 1,25; \dots; 10,75$ оболочки кабеля при изоляции проводников с $\epsilon_{r1}=2$) показал, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от ϵ_{r2} меняет знак, проходя через нуль (рис. 2.10).

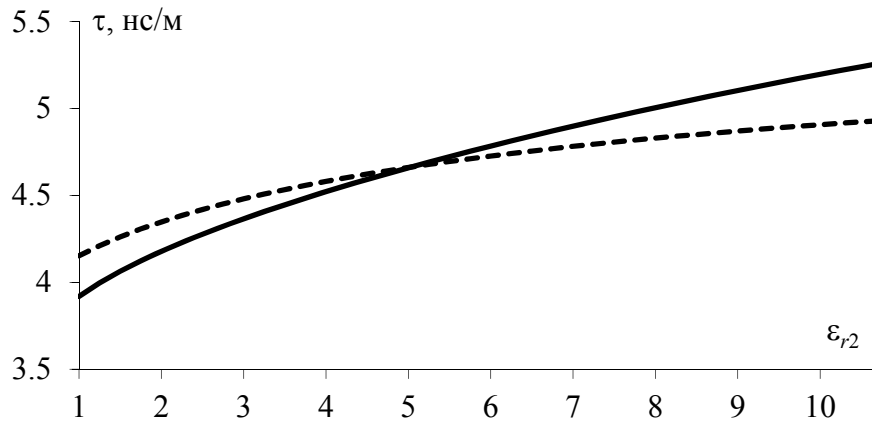


Рисунок 2.10 – Зависимости погонных задержек мод от ϵ_{r2} : τ_1 (—), τ_2 (---)

Приведена структура (рис. 2.11) из двух последовательно соединенных отрезков кабеля из рис. 2.9б, параметры импульса $t_r = t_f = 50$ пс, $t_d = 0$ пс. Если для отрезка 2 $\epsilon_{r2} = 3$ (поливинилхлоридный пластикат), а для отрезка 1 $\epsilon_{r2} = 7$, то из условия восстановления (2.8) импульса получается $l_1 = l_2 = 0,86$ м.

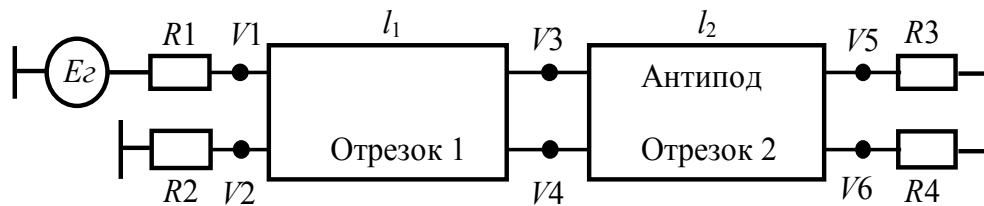


Рисунок 2.11 – Эквивалентная схема исследуемой структуры

Результаты моделирования отклика для варианта 1 (проводник 2 опорный), когда импульс подается на проводник 1, показаны на рис. 2.12. Видно, что на стыке отрезков происходит полное разложение исходного импульса, а на конце структуры – полное восстановление.

Моделирование отклика для варианта 2 (проводник 3 опорный) выполнено для двух случаев подключения источника: активен проводник 2 (рис. 2.13); активен проводник 1 (рис. 2.14). Из рис. 2.13 видно, что разложение импульса происходит полностью, но амплитуды импульсов существенно различаются, а на рис. 2.14 разложение вовсе не происходит. Из этого следует, что аналитическое условие (2.1) является необходимым, но не достаточным для разложения импульса, поскольку оно может зависеть от воздействия на проводники. В подобных структурах амплитуды импульсов разложения зависят и от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, а также от согласования на концах и стыках структуры.

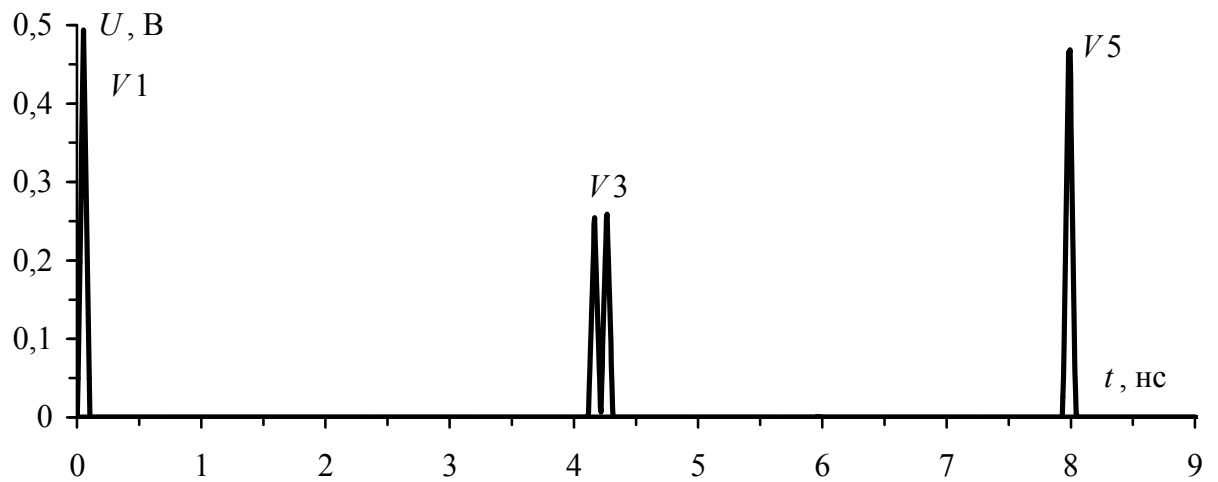


Рисунок 2.12 – Формы напряжений на активном проводнике 1
для варианта 1 (проводник 2 опорный)

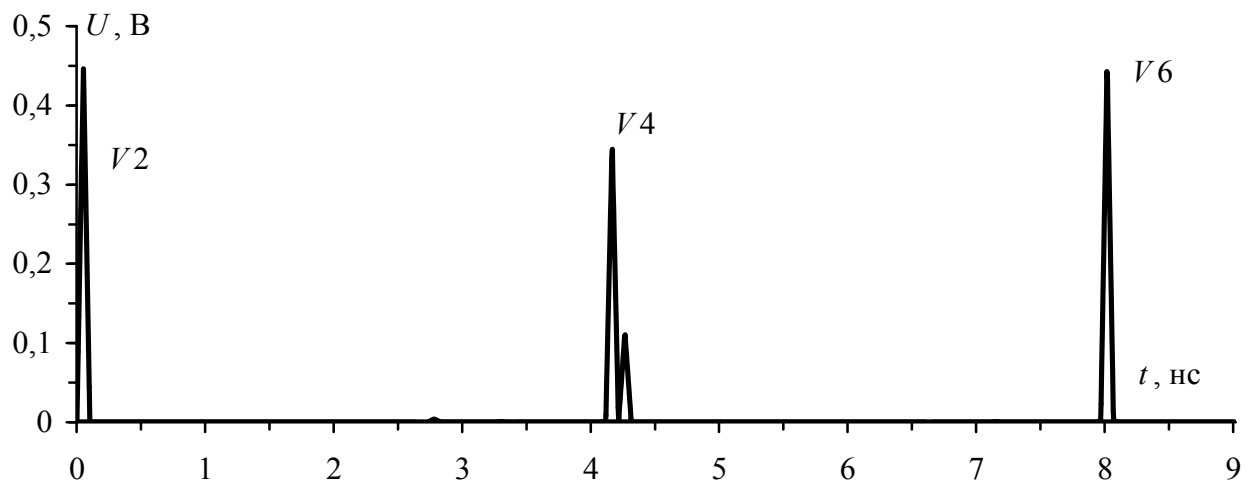


Рисунок 2.13 – Формы напряжения на активном проводнике 2
для варианта 2 (проводник 3 опорный)

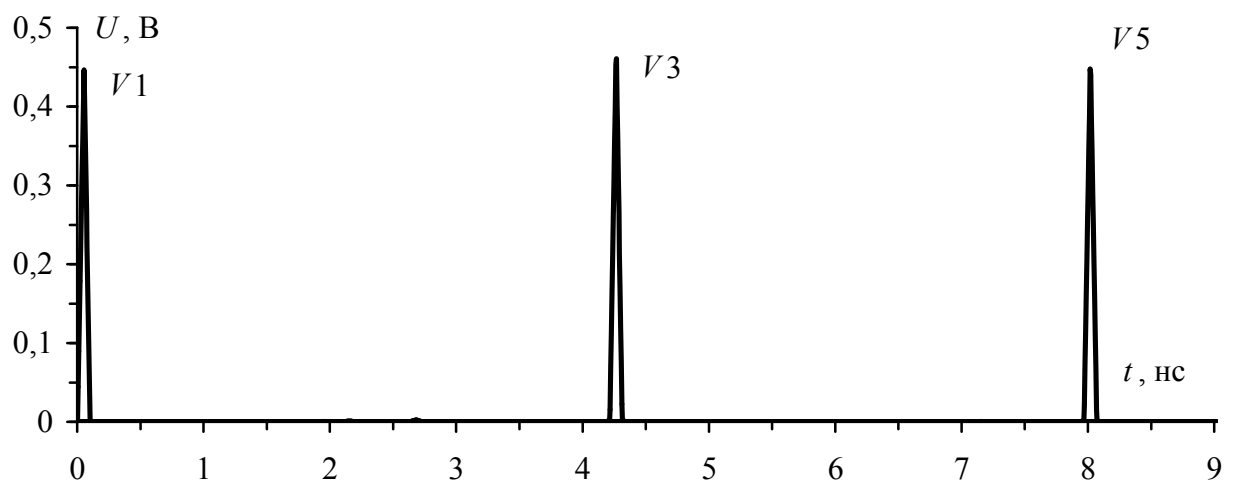


Рисунок 2.14 – Формы напряжения на активном проводнике 1
для варианта 2 (проводник 3 опорный)

Импульсная рефлектометрия базируется на физическом свойстве бесконечно длинной однородной линии, согласно которому отношение между напряжением и током введенной в линию электромагнитной волны одинаково в любой точке линии и определяется соотношением

$$W = U/I, \quad (2.9)$$

которое имеет размерность сопротивления и называется волновым сопротивлением линии. При использовании метода импульсной рефлектометрии в линию посылают зондирующий импульс и измеряют интервал t_x – время двойного пробега этого импульса до неоднородности волнового сопротивления. Расстояние до места неоднородности рассчитывают по выражению

$$L_x = t_x V/2, \quad (2.10)$$

где V – скорость распространения импульса в линии.

Отношение амплитуды отраженного импульса U_o к амплитуде зондирующего импульса U_3 обозначают коэффициентом отражения $K_{отр}$:

$$K_{отр} = U_o/U_3 = (W_1 - W) / (W_1 + W), \quad (2.11)$$

где W – волновое сопротивление линии до места неоднородности, W_1 – волновое сопротивление линии в месте неоднородности.

Отраженный сигнал появляется в тех местах линии, где волновое сопротивление отклоняется от своего среднего значения. Если выходное сопротивление импульсного рефлектометра отличается от волнового сопротивления измеряемой линии, то в месте подключения рефлектометра к линии возникают переотражения.

Импульсный сигнал распространяется в линии с определенной скоростью, которая зависит от типа диэлектрика и определяется как

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}}, \quad (2.12)$$

где c – скорость света в вакууме, ϵ_{re} – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость среды.

2.2.2. Метод колебательного разряда

Данный метод применяется для определения расстояния до места повреждения в кабелях при замыканиях, носящих характер заплывающего пробоя (пробой изоляции,

создавшийся под воздействием тепла, которое образовалось в результате электрического пробоя)[31]. Сущность метода заключается в том, что при пробое кабеля возникает разряд, носящий характер затухающих колебаний с периодом T . Измеряя период свободных колебаний, можно определить расстояние до места повреждения кабеля

$$L_x = VT/4, \quad (2.13)$$

где V – скорость распространения волны свободных колебаний, равная 160 ± 1 м/мкс для кабелей напряжением 3–35 кВ.

Характер изменения напряжения колебательного процесса, фиксируемый на зажимах кабеля, представлен на рис. 2.16. При измерении на поврежденную жилу кабеля подается высокое напряжение U_z отрицательной полярности. В момент пробоя в месте повреждения возникает равная по величине, но противоположная по знаку волна напряжения, которая распространяется к концам кабеля. Через время $t_1 = L_x/V$ после пробоя волна достигает конца кабеля.

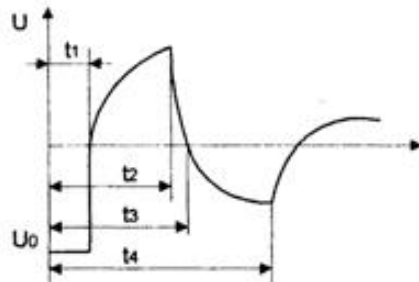


Рисунок 2.16 – Напряжение колебательного процесса при пробое кабеля

Полярность напряжения на измеряемом конце меняется на положительную. Волна, отражаясь от конца кабеля без изменения полярности, уходит к месту повреждения, которого достигает через время $t_2 = 2 \cdot L_x/V$ с момента пробоя. Вновь отражаясь, но уже с изменением полярности, волна к моменту времени $t_3 = 3 \cdot L_x/V$ достигает конца кабеля, изменяя полярность напряжения на измеряемом конце на отрицательную. Ко времени $t_4 = 4 \cdot L_x/V$ волна возвращается к месту повреждения и первый период колебания завершается. Таким образом, время двойного пробега волны $t_3 - t_1 = 2 \cdot L_x/V$ можно определить по изменению полярности напряжения на измеряемом конце кабеля. В момент времени t_1 отрицательная полярность меняется на положительную, при t_3 – положительная на отрицательную.

По изложенному принципу работают приборы ЭМКС-58М, Щ4120, ЦР0200. Схема включения последнего прибора представлена на рис. 2.17, где цифрами условно обозначены:

- 1 – провод высокого напряжения;
- 2 – высоковольтная выпрямительная установка;
- 3 – зарядное сопротивление;
- 4 – контур заземления подстанции;
- 5 – цепи заземления прибора ЦР0200;
- 6 – заземление высоковольтной выпрямительной установки;
- 7 – прибор ЦР0200;
- 8 – присоединительное устройство (делитель напряжения);
- 9 – соединительный кабель;
- 10 – поврежденный кабель.

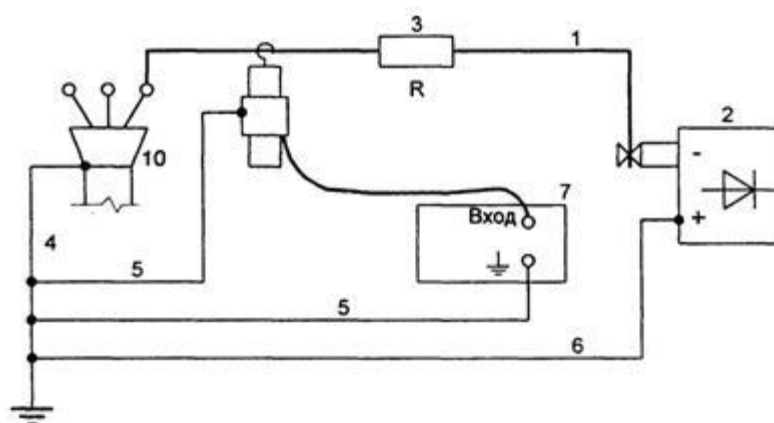


Рисунок 2.17 – Схема включения прибора ЦР0200 при измерении расстояния до места повреждения кабеля

Расстояние до места повреждения в кабеле определяется прибором ЦР0200 автоматически с выводом результата измерения на отсчетное устройство. При использовании прибора необходимо выполнять ряд требований, позволяющих добиться максимальной точности измерения. В частности, высоковольтная выпрямительная установка должна иметь заземленный плюс, т.е. создавать на кабеле заряд отрицательной полярности по отношению к земле. Несоблюдение полярности выпрямительной установки не обеспечивает правильности измерений. Цепи заземления должны быть по возможности короткими по отношению к заземленной муфте концевой разделки кабеля. Провода заземления не должны иметь витков, создающих индуктивное сопротивление. Присоединительное устройство необходимо устанавливать по возможности ближе к зажимам кабеля так, чтобы соединительный провод между кабелем и присоединительным устройством был не более 3 м. Зарядное сопротивление должно быть расположено

непосредственно у места подключения присоединительного устройства. Свободные жилы кабеля должны быть изолированы от земли.

Указанные выше приборы позволяют с точностью до +5% определять расстояние до места повреждения кабеля и их применение является наиболее эффективным при заплывающих пробоях. Порядок проведения измерений приборами подробно излагается в заводских инструкциях.

2.2.3. Метод петли

Этот метод основан на измерении сопротивлений при помощи моста постоянного тока [32]. Применение метода возможно при повреждении одной или двух жил кабеля и наличии одной неповрежденной жилы. При повреждении трех жил можно использовать жилу рядом проложенного кабеля. Для этого поврежденную жилу накоротко соединяют с целой с одной стороны кабеля, образуя петлю. К противоположным концам жил присоединяют регулируемые сопротивления моста.

Равновесие моста достигается при условии

$$R_1 / R_2 = L_x / L + (L - L_x). \quad (2.14)$$

Так как сопротивление жилы прямо пропорционально ее длине, то

$$L_x = 2L \cdot R_1 / (R_1 + R_2), \quad (2.15)$$

где R_1 и R_2 – регулируемые сопротивления моста, Ом; L – длина трассы, м; L_x – расстояние до точки повреждения, м.

К недостаткам этого метода следует отнести большие затраты времени на измерение, невысокую точность измерения, необходимость установки закороток. Поэтому петлевой метод сейчас вытесняется импульсным методом и методом колебательного разряда.

2.2.4. Акустический метод

Сущность акустического метода состоит в создании в месте повреждения искрового разряда и прослушивании на трассе вызванных этим разрядом звуковых колебаний, возникающих над местом повреждения [33]. Его применяют для обнаружения на трассе всех видов повреждения с условием, что в месте повреждения может быть создан электрический разряд. Для возникновения устойчивого искрового разряда необходимо, чтобы величина переходного сопротивления в месте повреждения превышала 40 Ом.

Для реализации акустического метода используется генератор мощных ударных импульсов и акустический приемник (рис. 2.18).

Генератор ударных импульсов представляет собой совокупность специального высоковольтного конденсатора и разрядника. Конденсатор подключается к силовой кабельной линии через разрядник. При срабатывании разрядника все напряжение с заряженного конденсатора оказывается мгновенно приложенным к кабельной линии. В кабельной линии возникает электромагнитная волна, которая распространяется по линии и, достигнув места обрыва кабеля, вызывает пробой в этом месте. Пробой сопровождается звуковым сигналом (щелчком), по месту нахождения которого и определяется точка обрыва. Обычно разряд конденсатора производится периодически (раз в несколько секунд), поэтому и пробой повторяются с той же периодичностью.

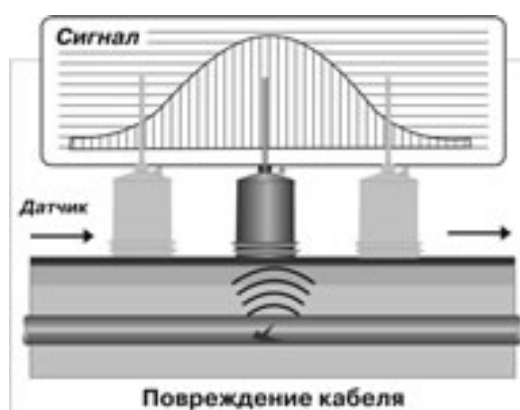


Рисунок 2.18 – Поиск места повреждения силового кабеля акустическим методом

Для улавливания сигнала от пробоя служит акустический приемник со специальным акустическим датчиком, например типа "краб". Такой датчик "чувствует" акустический сигнал под землей. По максимальной интенсивности звукового сигнала находится место обрыва кабельной линии.

На практике часто используются приемники, которые имеют не только канал приема акустических сигналов с акустическим датчиком, но и канал приема электромагнитных сигналов с соответствующим датчиком. Наличие двух каналов позволяет ускорить нахождение места повреждения.

Работает двухканальный приемник следующим образом. Момент пробоя сопровождается не только звуковым сигналом, но и электромагнитным импульсом. Звуковой сигнал распространяется от места пробоя во все стороны со скоростью звука, а электромагнитная волна – со скоростью, близкой к скорости света. Поэтому на приемник будет приходить сначала электромагнитный импульс, а затем акустический сигнал. Чем

ближе приемник находится к месту пробоя, тем меньше задержка между приходом электромагнитного и акустического сигналов. Указанная зависимость линейная, на приемнике в цифровом виде индицируется расстояние до места пробоя. При поиске места пробоя задача измерителя – найти место, где эта разность минимальна.

2.2.5. Индукционный метод

Индукционный метод может быть реализован в двух вариантах: активном и пассивном [34].

Активный индукционный метод требует использования индукционного комплекта, состоящего из двух частей: индукционного генератора и индукционного приемника. Индукционный генератор может иметь синусоидальный выходной сигнал или сигнал в виде меандра и подключается к кабельной линии. За счет протекания переменного тока вокруг кабельной линии образуется переменное магнитное поле.

Перемещаясь над кабельной линией со специальным индукционным приемником, оснащенный поисковой катушкой, можно определить трассу прохождения кабельной линии, глубину залегания кабельной линии и точное место обрыва или короткого замыкания в ней.

В зависимости от задачи (определение трассы, точного места короткого замыкания или места обрыва кабельной линии) могут использоваться частоты индукционного генератора, а значит и принимаемые частоты приемника, в пределах от 480 до 10000 Гц. Для уменьшения влияния промышленной сети на чувствительность приемника обычно выбирается рабочая частота, не кратная 50 (60) Гц (в зависимости от частоты сети).

В зависимости от типа кабельной линии, на которой выполняются работы, глубины ее залегания, питания от сети или аккумуляторов, генераторы могут иметь выходную мощность от единиц до нескольких сотен ватт. Индукционные приемники существуют как простые, содержащие усилитель и поисковую катушку, так и сложные, имеющие несколько катушек, указатель нахождения над трассой кабеля и цифровую индикацию глубины залегания кабельной линии. При пассивном индукционном методе достаточно использовать только индукционный приемник. При этом приемник должен принимать магнитное поле от работающего кабеля на частоте 50–60 Гц.

Таким образом, рассмотренные методы имеют свои особенности применения и недостатки. В частности, они не могут охватить весь спектр задач обнаружения,

идентификации и диагностики многопроводных структур. Некоторые из них применимы только в частных случаях, требуют значительного времени или не обеспечивают необходимую точность. По существу, само наличие множества методов обнаружения, идентификации и диагностики показывает отсутствие среди них одного универсального и эффективного. Это приводит к необходимости поиска и создания новых методов, в том числе основанных на не использованных ранее физических явлениях.

2.3. Обеспечение электромагнитной совместимости аппаратуры космического применения

В данном разделе рассмотрены материалы показательного научного доклада известного американского специалиста по ЭМС космической аппаратуры Брюера Р. [35]. Представленные в нем подходы, графики, цифры и рекомендации показывают актуальность обеспечения ЭМС БА КА. При подготовке доклада использованы источники [36–49].

За последние десятилетия космических полетов радиочастотная обстановка сильно изменилась, но большая часть оборудования авионики ракетносителя по-прежнему соответствует старым стандартам. Несмотря на то, что компоненты, которые применяются в оборудовании, отличаются маркой, их функция остаётся той же, и это используется в качестве аргумента в пользу того, что новое оборудование аналогично прежнему. Эти компоненты и оборудование на самом деле претерпели сильные изменения, но требования к ракетам-носителям (РН)/КА не выдержали темпа изменений. Это привело к росту проблем, связанных с ЭМС.

В рассматриваемой работе сравниваются требования к излучениям для КА в применяемых стандартах MIL-STD-461C и MIL-STD-461E, приводятся примеры зависимости уровней излучения от РЧ-обстановки и показывается необходимость проектирования КА, удовлетворяющих современным требованиям. Многие из изменений в MIL-STD-461 касаются требований к испытаниям на кондуктивные помехи, которые появляются в результате выбросов по цепям питания и других переходных процессов. Следует отметить, что отечественные исследователи также уделяют внимание этим проблемам обеспечения ЭМС БА КА [50, 51].

Несмотря на то что первые зафиксированные случаи проблем ЭМС были отмечены в конце XIX века, Федеральная радиокомиссия начала регулировать АМ-радио (основной электронный прибор того времени) в 1927 г., и появился контроль за индустрией коммерческого радиовещания. Этот контроль был пересмотрен в Акте телекоммуникаций 1933 г., и в 1934 г. в армии США вышел стандарт SCL-49, озаглавленный «Электрическое экранирование и источники питания радио на транспортных средствах». Разработка новых электронных приборов привела к изменениям в РЧ-обстановке. Эти изменения сопровождались принятием новых стандартов, и, наконец, в январе 1958 г. с запуском Эксплорера I началась космическая эра.

Требования ЭМС для оборудования первых ракет были основаны на MIL-I-6181 (1953) и MIL-STD-826 (1964), ставших основополагающими документами для MIL-STD-461 (1967). Из-за изменения РЧ-обстановки этот стандарт пересматривался, и MIL-STD-461C 1986 г., который используется для РН сегодня, несравним с MIL-STD-461E 1999 г., которому уже более 20 лет. Сравнение требований к излучению в MIL-STD-461 вместе с требованиями к системам из MIL-STD-1541B показано на рис. 2.19. Одним из самых значительных было изменение уровней восприимчивости к излучениям. Со времени создания стандарта MIL-STD-461 уровни восприимчивости возросли на 46 дБ, причем рост на 32 дБ произошел с выходом MIL-STD-461C. Каждый следующий пересмотр стандарта MIL-STD-461 увеличивал уровни восприимчивости к излучениям (RS – radiated susceptibility) при уменьшении уровней излучаемых эмиссий (RE – radiate demission), тем самым отражая реальное состояние РЧ-обстановки.

Не факт, что совокупность аппаратуры, где каждое изделие удовлетворяет требованиям MIL-STD-461, даст в целом систему, которая отвечает тем же требованиям. Кроме того, к системам, используемым в космических областях, предъявляются особые требования, которые не предъявляются к наземным системам. Космическая аппаратура должна работать и выполнять назначенную ей функцию что бы ни случилось. Наконец, очень трудно устранить неисправность прибора, когда он находится на низкой околоземной орбите или дальше. Именно по этой причине к системе предъявляются строгие требования ЭМС. Для ранних РН/КА и их подсистем, чтобы удовлетворить требованиям MIL-STD-461, использовался стандарт MIL-E-6051. В 1973 г. был выпущен MIL-STD-1541. Этот стандарт специально разработан для РН/КА и написан как дополнение к MIL-STD-461A. Несмотря на новизну этого документа, он сохранял

некоторые из требований MIL-E-6051, в частности то, что система должна функционировать в обстановке, определяемой, по существу, добавлением 6 дБ (20 дБ для оружия) к профилю эмиссии для наихудшего случая.

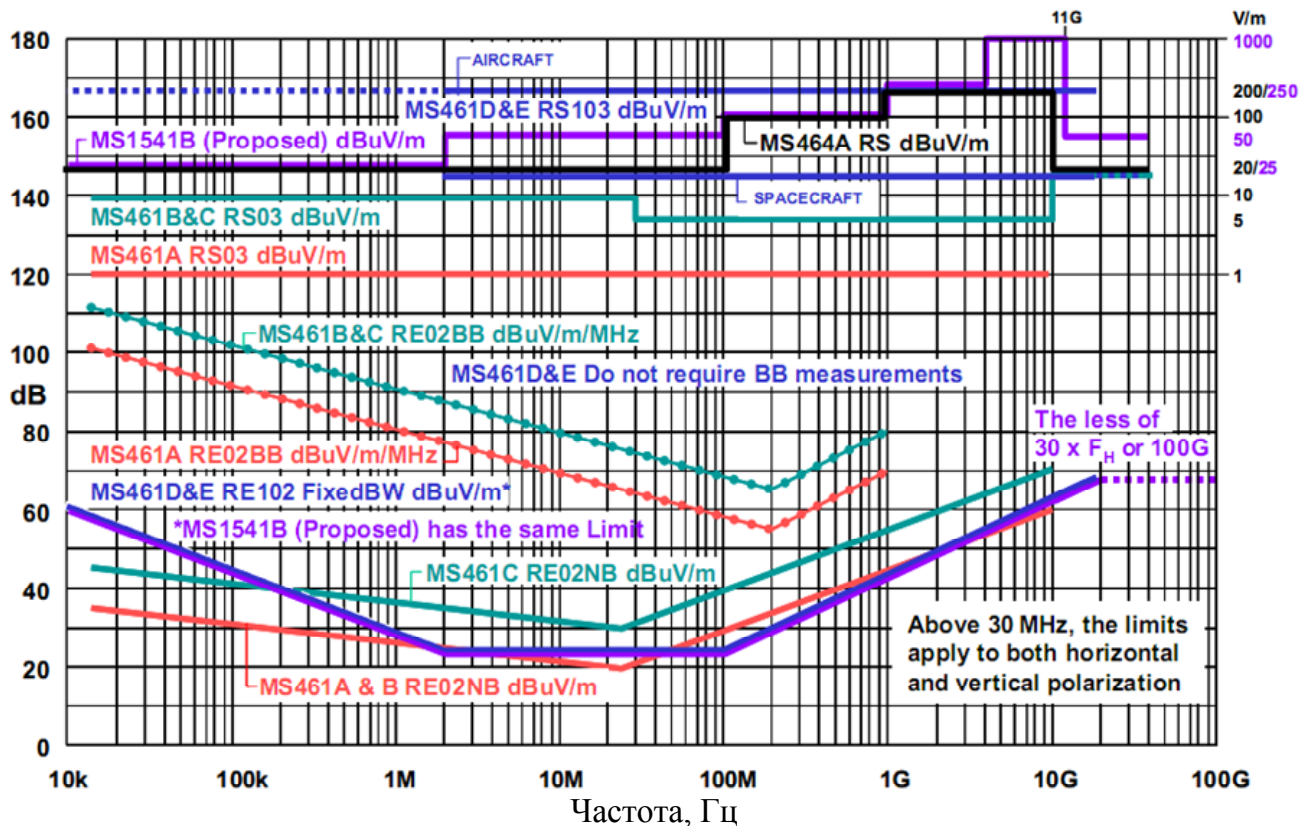


Рисунок 2.19 –Сравнение пределов MIL-STD-461A, B,C, D, E; 464A; 1541B, излучаемые эмиссии и восприимчивость к излучаемым эмиссиям

Стандарт MIL-STD-1541A 1987 г. был выпущен как дополнение к MIL-STD-461C 1986 г.: добавлен контроль переходных процессов по питанию, требования к проектированию структуры из блоков и контроль помехи. Были внесены незначительные изменения при переходе от MIL-STD-1561 к 1561A относительно требования к излучаемым эмиссиям MIL-STD-461C 1986 г. и совсем не изменились требования по восприимчивости к излучениям. На том и остановились уже на протяжении 20 лет по некоторым позициям, одобренным ещё 40 лет назад. Попытка продвинуться вперед была сделана в разработке ISO 14302, но вызвало сильное сопротивление то, что, кроме версии MIL-STD-461C, будут действовать другие документы, содержащие требования по электромагнитным помехам.

Стандарт MIL-STD-461 продолжает пересматриваться, чтобы отслеживать как изменяющуюся обстановку, так и достижения в оборудовании: через год после доклада вышел стандарт MIL-STD-461F.

Таким образом, задача увеличения срока активного существования космических аппаратов до 15 лет требует учета развития и применения существующих зарубежных и отечественных стандартов, касающихся обеспечения ЭМС.

Как было отмечено выше, важным аспектом обеспечения ЭМС БА КА является решение проблемы кондуктивных помех, для контроля которых необходимо применение систем непрерывного мониторинга рабочих параметров. Актуальность и трудности, связанные с практической реализацией систем мониторинга рабочих параметров БА, рассмотрены в [52]. Однако для получения более полной картины процессов, происходящих в КА во время пребывания на орбите (особенно при нештатных ситуациях, в т.ч. для выявления их причин), полезен контроль ЭМО внутри самого КА, а также внутри отдельных его блоков, вплоть до критичных цепей.

Для обеспечения требуемой надежности радиоэлектронной аппаратуры широко применяется резервирование [53, 54]. Отсутствие возможности производить ремонт при летной эксплуатации КА, по существу, делает резервирование единственным способом обеспечения требуемой надежности и живучести аппаратуры космического применения [55, 56]. Резервирование элементов системы электроснабжения малого КА рассмотрено в работе [57]. Между тем, необходимо учитывать влияние аппаратной избыточности, обусловленной резервированием, на обеспечение ЭМС.

2.4. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов

Предлагается новая концепция создания интегрированных датчиков на основе трасс в слоях печатных плат УЭМ с металлическим основанием, применяемых в БА КА [58]. Концепция основана на следующем положении. Если контролируемый (активный) проводник имеет достаточно сильные электрические и магнитные связи с пассивными проводниками, выполняющими функцию датчика, то информацию о сигналах в активном проводнике можно получать по форме перекрестных помех (наводок) на ближнем и дальнем концах пассивных проводников.

Качественный анализ показал возможность создания датчика для любой трассы печатной платы с учетом места расположения трассы и окружающих её трасс, что обеспечивает контроль, по существу, любой точки печатной платы. Характеристики каждого датчика могут быть улучшены за счет оптимизации параметров трасс и измеряемых сигналов. Благодаря очень малой массе датчика (практически равной массе полоски фольги толщиной 35 мкм шириной 1–5 мм длиной 1–10 см) количество может не иметь ограничений по массе. Повышенная радиационная стойкость датчика обеспечивается отсутствием в нем полупроводниковых компонентов. Высокая надежность датчика получается за счет его интеграции в слои печатной платы. Реализация датчиков по существующей технологии печатных плат не потребует создания новых технологий и дополнительного времени на их изготовление. Установка таких датчиков на уже спроектированную печатную плату вызовет только изменение трассировки, но не её компоновки.

Пробное моделирование датчика в печатной плате в частотной и временной областях выполнялось в системе TALGAT. Принципиальная схема моделируемой структуры (отрезка многопроводной линии передачи длиной 1 см с резисторами на концах проводников) и геометрическая модель поперечного сечения печатной платы приведены на рис. 2.20. Рассмотрим воздействие между трассой среднего слоя и металлическим основанием, поскольку именно так распространяется волна тока или напряжения в трассе питания, схемной земли, а также любой сигнальной трассе. В качестве датчиков будем использовать пассивные проводники в местах сильной связи: над и под активным проводником.

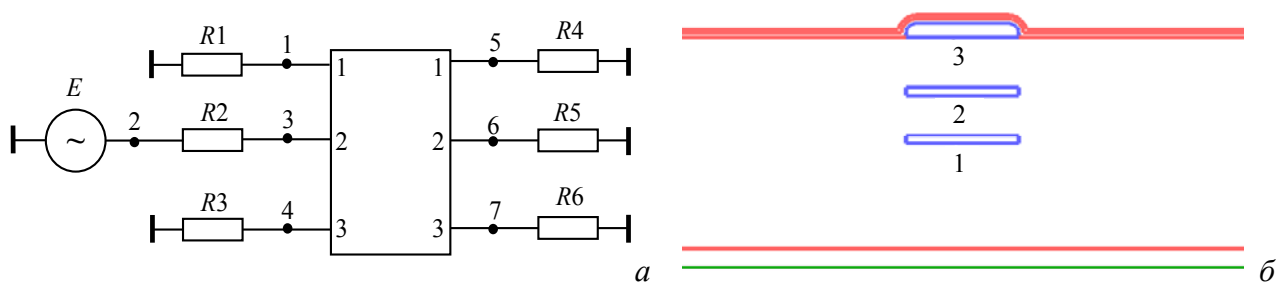


Рисунок 2.20 – Принципиальная схема трехпроводной структуры (а) и геометрическая модель поперечного сечения печатной платы (б)

Сопротивления всех резисторов сначала принимались равными 60 Ом (по значению диагонального элемента матрицы импедансов, соответствующего проводнику 2), амплитуда ЭДС генератора – 1 В, что дает амплитуду напряжения $1/3$ около 0,5 В. (Здесь

и далее на графиках запись типа V_3 обозначает напряжение в узле 3 на схеме.) Результаты моделирования перекрестных помех (во временной области) для трёх значений общей длительности трапецеидального сигнала 0,3; 3; 30 нс (длительности фронтов и плоской вершины равны) приведены на рис. 2.21. Видно, что при увеличении длительности импульса происходит уменьшение уровня перекрестных помех от 0,17 В (34 % от уровня сигнала в начале активного проводника) до 0,003 В (0,6 %). Между тем высокий уровень перекрестной помехи для импульса длительностью 0,3 нс позволяет использовать пассивные проводники в качестве датчиков распространения в активной линии импульсов с меньшей длительностью. В последующем можно оптимизировать структуры по критерию увеличения/уменьшения пороговой длительности детектируемых импульсов.

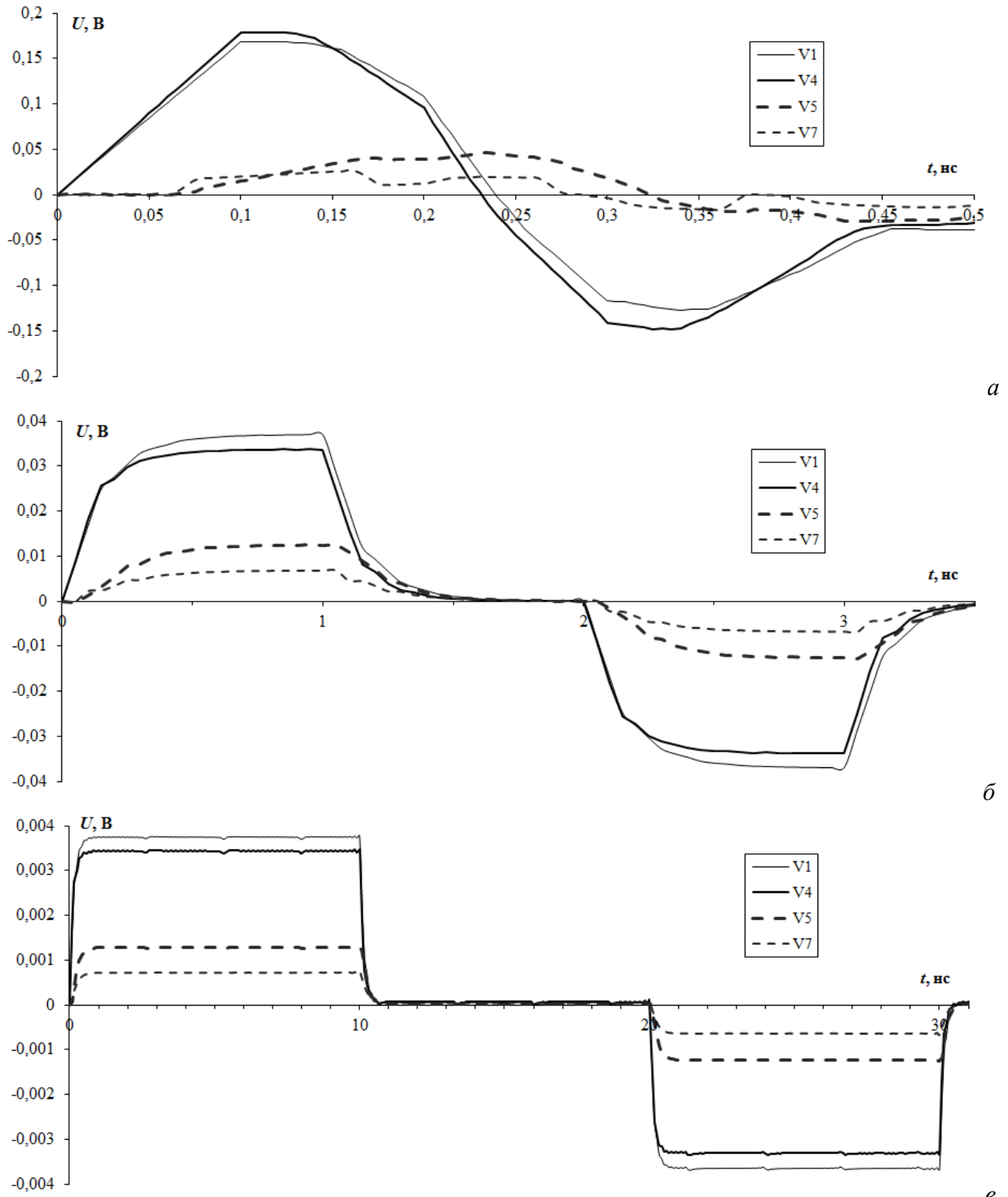


Рисунок 2.21 – Временные отклики на ближнем и дальнем концах пассивных проводников при длительности трапецеидального сигнала, нс: 0,3 (а); 3 (б); 30 (в)

Частотные отклики в диапазоне от 1 МГц до 10 ГГц при сопротивлениях резисторов на пассивных линиях 60, 600, 6000 Ом приведены на рис. 2.22. Результаты показывают, что увеличение сопротивлений согласующих резисторов пассивных линий приводит к росту уровня перекрестных помех во всем рассматриваемом частотном спектре. Примечательно, что их уровень может быть почти таким же, как уровень сигнала в активной линии, причем в широком диапазоне частот. Возможно также использование ярко выраженных резонансных явлений.

Таким образом, результаты моделирования показывают возможность создания интегрированных датчиков на основе трасс, расположенных в слоях печатных плат. При задании требований по полосе частот, чувствительности и другим параметрам возможно создание конструкций интегрированных датчиков, удовлетворяющих этим требованиям.

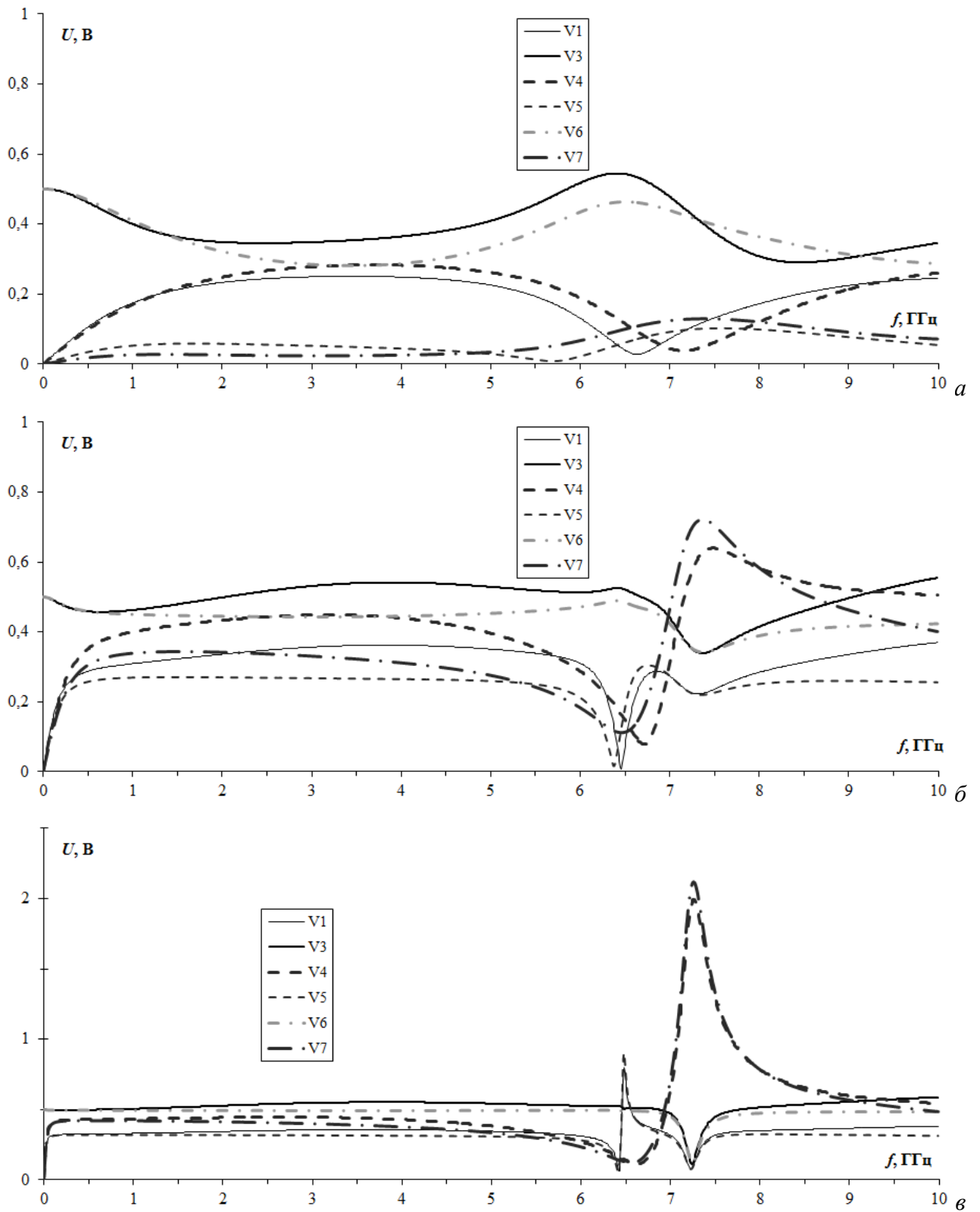


Рисунок 2.22 – Частотные отклики при сопротивлении резисторов на пассивных линиях, Ом: 60 (а), 600 (б), 6000 (в) Ом

2.5. Обзор исследований по моделированию электрических соединений

В данном разделе представлены обзоры: подходов к моделированию; исследований по вычислению матриц параметров; работ, посвященных специфике моделирования.

2.5.1. Общие подходы к моделированию

В самом общем случае распространение электрических сигналов в межсоединениях описывается уравнениями Максвелла. Поэтому строгое решение задачи вычислительного моделирования межсоединений требует численного решения уравнений Максвелла для граничных условий, определяемых конфигурацией межсоединений, при начальных значениях, задаваемых электрическими сигналами в межсоединениях [59]. Однако необходимые для этого вычислительные затраты оказываются крайне высокими даже для относительно простых конфигураций. Поэтому анализ, называемый электродинамическим или полноволновым (поскольку он учитывает все типы волн, возникающие в межсоединениях), используется при анализе межсоединений, как правило, только на частотах в десятки и сотни гигагерц.

При статическом подходе делается упрощающее предположение, что в межсоединениях отсутствуют потери, дисперсия и высшие типы волн и может распространяться только основная, поперечная, волна. Это сводит уравнения Максвелла к телеграфным уравнениям, решение которых гораздо проще, но весьма точно для большинства практических межсоединений. При допущении распространения только поперечной волны получаются довольно точные результаты даже при наличии небольших потерь в межсоединениях. Этот случай известен как квазистатический подход. В нём произвольная схема межсоединений представляется обобщенной схемной моделью, напряжения и токи в любой точке которой определяются из телеграфных уравнений для каждого отрезка МПЛП с учётом граничных условий на концах отрезка, задаваемых окончаниями. В результате, благодаря квазистатическому подходу, моделирование распространения электрических сигналов межсоединений делится на три задачи, решение которых можно искать независимо друг от друга:

- определение матриц параметров отрезков МПЛП;
- определение параметров неоднородностей;
- определение отклика схемы МПЛП на заданное воздействие.

Показано, что решение любой из этих задач, несмотря на упрощения квазистатического подхода, может оказаться весьма сложным в зависимости от сложности конфигураций отрезков МПЛП, их соединений между собой, сложности конфигураций неоднородностей окончаний и наличия в окончаниях комплексных и нелинейных элементов.

Особенно важна первая из этих трёх задач. Действительно, значения параметров матриц играют ключевую роль, поскольку в интегральном виде содержат в себе всю информацию о геометрической конфигурации и электрических свойствах материалов проводников и диэлектриков, составляющих межсоединение. Кроме того, простые соотношения этих параметров позволяют приближённо определить основные характеристики одиночных и связанных межсоединений. Наконец, некоторые методы определения параметров отрезков МПЛП пригодны и для решения второй задачи, т.е. позволяют определить параметры неоднородностей.

Задача определения параметров неоднородностей на стыках и концах отрезков МПЛП сложнее предыдущей, поскольку, как правило, требует вычислительно затратного трёхмерного моделирования сложных конфигураций и разработки для него соответствующих моделей алгоритмов и программ.

Решение заключительной задачи определения отклика схемы МПЛП на заданное воздействие может оказаться довольно сложным, например, при учёте дисперсии или при изменении параметров отрезков межсоединений по длине отрезка. Кроме того, значительные трудности возникают при учёте нелинейного характера окончаний межсоединений, произвольных воздействиях, а также в схемах со сложной конфигурацией соединений отрезков МПЛП. Однако для некоторых важных частных случаев воздействий и конфигураций возможны простые и даже аналитические решения, позволяющие вычислить форму сигнала в заданной точке схемы межсоединений.

2.5.2. Теория метода моментов

Самый известный и разработанный численный метод решения задач вычисления электромагнитного поля – это метод моментов [60]. Далее кратко рассмотрены истоки, разработка и общая теория метода моментов по материалам [61].

Трудно сказать точно, когда именно появился метод моментов. Численные и вариационные методы известны ещё со времен Максвелла. Основная идея взять линейное

функциональное уравнение и представить его линейным матричным уравнением также относительно стар. Галеркин, русский инженер-механик, разработал свой метод примерно в 1915 году, ещё до того, как Гильберт тщательно математически обосновал использование проекций из пространства бесконечномерной функции на конечномерное подпространство. Квантовая механика, развитая в 20-х годах XX века, использовала многие идеи из линейных пространств и их распространение на пространства Гильберта. Однако до появления быстродействующих компьютеров эти методы не пользовались популярностью из-за утомительных вычислений, требуемых для их применения. К ним часто относились как к используемым лишь в последнюю очередь численным методам, к которым обращались, только если всё остальное исчерпало себя. Но они не более численные, чем некоторые так называемые аналитические методы, по крайней мере, если грамотно применяются. Просто они делают акцент на другой аспект математики – аспект линейных пространств и ортогональных проекций.

После изучения книги Канторовича и Крылова [62] для Харрингтона стало очевидно, что метод Галеркина формально эквивалентен вариационному методу Рэлея–Ритца. Не было веской причины выбирать функцию разложения и тестовую функцию одинаковыми, как делалось и в методе Галеркина, и в вариационном методе Рэлея–Ритца. Когда они оказывались одинаковыми, легче было доказать математические теоремы, но вычисление решений давалось труднее. Для удобства вычислений функцию разложения и тестовую функцию можно выбрать разными и по-прежнему утверждать, что решение стационарно.

Когда возник вопрос, как назвать этот общий метод, Харрингтон, понимая, что другие использовали его в прошлом, не стал вводить новый термин. После анализа литературы, он решил, что самым близким аналогом того, что он использовал, является изложение, данное Канторовичем и Акиловым [63]. Они назвали это «метод моментов», и именно так Харрингтон назвал метод, применённый им к различным задачам в классической статье [64], развитие которой вылилось в монографию [65]. С тех пор общий метод моментов вошел в широкое применение для практических задач электродинамики и электромагнитной совместимости.

Общая теория метода моментов довольно проста. Задано уравнение

$$\mathbf{L}f=g, \quad (2.16)$$

где \mathbf{L} – линейный оператор; g – известная функция; f – искомая неизвестная функция.

Пусть f представляется системой *базисных* функций $\{f_1, f_2, f_3, \dots\}$ в области \mathbf{L} как линейная комбинация

$$f = \sum_j \alpha_j f_j, \quad (2.17)$$

где α_j – искомые скаляры.

Для приближённых решений (2.17) является конечной суммой, а для точных – обычно бесконечной. Подставляя (2.17) в (2.16) и используя линейность \mathbf{L} , имеем

$$\sum_j \alpha_j Lf_j = g, \quad (2.18)$$

где равенство является обычно приближённым.

Теперь зададим набор тестовых, или весовых, функций $\{w_1, w_2, w_3, \dots\}$ в области \mathbf{L} . Возьмём скалярное произведение (обычно интегрирование) (2.18) с каждым w_i и используем линейность этого скалярного произведения для получения

$$\sum_j \alpha_j \langle w_i, Lf_j \rangle = \langle w_i, g \rangle, \quad i=1, 2, 3, \dots \quad (2.19)$$

Эту СЛАУ можно записать в матричном виде как

$$[l]\underline{\alpha} = \underline{g}, \quad (2.20)$$

где $[l]$ является матрицей

$$[l] = [\langle w_i, Lf_j \rangle], \quad (2.21)$$

а $\underline{\alpha}$ и \underline{g} являются векторами-столбцами

$$\underline{\alpha} = [\alpha_j]; \quad (2.22)$$

$$\underline{g} = [\langle w_i, g \rangle]. \quad (2.23)$$

Найдя $\underline{\alpha}$ из решения СЛАУ (2.20), посредством (2.17) находим решение f , которое может быть приближённым или точным в зависимости от выбора базисных и тестовых функций.

Самым испытанным путём является выбор ступенчатых функций в качестве базисных (т.е. искомая функция полагается равномерной в заданной подобласти и ступенчатой во всей структуре) и дельта-функций в качестве тестовых (т.е. согласования по точкам, когда произведение матрицы на вектор искомой функции равно вектору воздействий только в определённых точках). Главное достоинство этого выбора заключается в самых простых (по сравнению с другими базисными и тестовыми функциями) результирующих выражениях для вычисления элементов матрицы

структуры. Действительно, при выборе дельта-функций в качестве тестовых скалярное произведение дельта-функции (в точке с ненулевым значением) и интеграла (задаваемого интегральным уравнением структуры) равно значению интеграла в этой точке. А равномерное распределение искомой функции в заданной подобласти позволяет полагать её значение равным постоянному коэффициенту, который выносится за знак интеграла. Тогда в подынтегральном выражении остаётся только функция Грина и такой интеграл в ряде случаев берётся даже аналитически и, во всяком случае, всегда может быть взят почленным интегрированием разложения функции Грина в ряд, т.е. избежав численного интегрирования, что даёт максимальную скорость и точность вычисления элементов матрицы. Недостатком этого выбора является низкая скорость сходимости решения, что требует разбиения структуры на большое число подобластей. Это сильно увеличивает размер матрицы, к тому же заполненной. Тем не менее, такой выбор вполне оправдан при первых реализациях приложения метода моментов к интегральным уравнениям, особенно новых структур.

2.5.3. Вычисление матриц параметров

Из геометрических параметров конструкции отрезка МПЛП, а также электрических и магнитных параметров материалов этой конструкции получают четыре матрицы погонных параметров размером $N \times N$ (где N – число сигнальных проводников МПЛП, а $(N+1)$ -й проводник является опорным), часто называемые матрицами первичных параметров, в общем случае частотно-зависимые и меняющиеся по длине отрезка МПЛП и полностью описывающие элемент отрезка МПЛП длиной dx [66]:

C – матрица погонных коэффициентов электростатической индукции (далее называемая ёмкостной матрицей);

L – матрица погонных коэффициентов электромагнитной индукции (далее называемая индуктивной матрицей);

G – матрица погонных проводимостей;

R – матрица погонных сопротивлений.

Из матриц погонных параметров МПЛП получают удобные для последующего анализа матрицы **Z** и **Y**, а также полностью характеризующие отрезок МПЛП матрицы **A**, **T** и **S**. Связь этих матриц с матрицами первичных параметров для случая без потерь показана в [67], а формулы для случая с потерями приводятся в [68]. Метод получения

матрицы \mathbf{A} для нерегулярной МПЛП рассмотрен в [69]. В [70] отрезок МПЛП описан ABCD-матрицей, которую получают перемножением соответствующих матриц отдельных звеньев отрезка МПЛП или преобразованием из матрицы \mathbf{S} параметров рассеяния. Такое описание успешно используется многими исследователями для анализа широкого класса МПЛП.

Действительно, сложность МПЛП как объекта моделирования, имеющего в общем случае большое число проводников с произвольными размерами, поперечным сечением, расположением и ориентацией, которые могут находиться в среде с произвольным диэлектрическим заполнением, часто делает численные методы единственно приемлемыми для определения параметров отрезков МПЛП. Поэтому разработка численных методов вычисления параметров МПЛП развивается очень интенсивно.

Вычисление матрицы \mathbf{C}

Одним из наиболее эффективных методов, широко применяемых для вычисления поля, является метод моментов. Известен алгоритм для вычисления методом моментов ёмкостной и индуктивной матриц МПЛП в двумерном случае для произвольного числа диэлектрических слоев и произвольного числа проводников конечного поперечного сечения или бесконечно тонких, над одной плоскостью земли или между двумя параллельными плоскостями земли [71]. Рассмотрен случай МПЛП, где не только проводники, но и диэлектрические области, и земляной проводник могут иметь произвольные поперечные сечения [72], а также трёхмерный случай МПЛП с произвольной ориентацией проводников конечной длины [73].

Вычисление матрицы \mathbf{L}

Вычисление матрицы \mathbf{L} для МПЛП требует в общем случае решения магнитостатической задачи. Однако в статическом приближении для двумерного случая без потерь вычисление матрицы \mathbf{L} возможно через матрицу \mathbf{C} , полученную в результате решения соответствующей электростатической задачи. Матрица \mathbf{L} равна произведению магнитной и диэлектрической проницаемостей свободного пространства, умноженному на обращённую матрицу \mathbf{C} , которая вычислена для случая, когда та же геометрия проводников МПЛП помещена в свободное пространство [71]. Аналогично можно вычислить матрицу \mathbf{L} и для более общего случая диэлектриков с различной магнитной проницаемостью [74]. Для этого вычисляется матрица \mathbf{C} для той же геометрии проводников, но с диэлектрической проницаемостью каждого слоя, заменённой

величиной, обратной его магнитной проницаемости [75]. Подобным же способом вычисляется матрица \mathbf{L} для МПЛП в наиболее общей среде с диэлектрической и магнитной анизотропией и потерями [76].

Отмечено, что в любом случае подход, когда матрица \mathbf{L} вычисляется через инверсию матрицы \mathbf{C} , строго справедлив только в статическом приближении, полагающем отсутствие потерь. Возможна его применимость и в квазистатическом приближении, допускающем небольшие потери в среде и в проводниках, однако нужно помнить, что с ростом потерь границы применимости квазистатического приближения сужаются. Оценка этих границ при наличии потерь в среде с диэлектрической и магнитной анизотропией проведена в работе [76]. Что касается случая с потерями в проводниках, то подход, когда матрица \mathbf{L} вычисляется через инверсию матрицы \mathbf{C} и полагается частотно-независимой, является только приближённым [77]. Во-первых, он не рассматривает магнитную энергию, запасаемую внутри проводников, которая может быть значительной в низкочастотной части спектра. Во-вторых, он даёт неточное распределение тока на низких частотах, поскольку полагает сильно выраженными эффект близости и краевые эффекты, что в реальности имеет место лишь на более высоких частотах. Между тем не учёт небольшой по величине внутренней индуктивности проводников, нелинейно зависящей от частоты, может привести к значительным ошибкам при оценке перекрёстных помех и спада фронта импульсных сигналов, распространяющихся в МПЛП [78].

Потери в МПЛП

Общеизвестным допущением, справедливым во многих случаях и значительно упрощающим анализ линий передачи, является допущение об отсутствии в них потерь. Возможно, поэтому оценке потерь столь сложного объекта моделирования, как МПЛП, посвящено довольно мало работ. Ниже рассмотрены работы, касающиеся численной оценки потерь в МПЛП.

В этапной работе [79], в отличие от прежних работ, в которых моделировались потери лишь в одномодовых линиях передачи конкретных конфигураций, впервые предложено более общее решение, пригодное для вычисления потерь в МПЛП с проводниками произвольных поперечных сечений в многослойной диэлектрической среде и применимое к среде с многочисленными диэлектриками другой формы. Матрица проводимости \mathbf{G} найдена методом моментов, как в случае без потерь, рассмотренном в

[71], с той лишь разницей, что реальные диэлектрические постоянные заменяются комплексными, учитывающими потери диэлектриков. Обращается внимание, что матрицы \mathbf{C} и \mathbf{G} могут зависеть от частоты и не учёт даже небольшой частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости, а особенно потерь диэлектриков, может привести к значительным ошибкам при оценке перекрёстных помех и спада фронта [78]. Для вычисления матрицы сопротивлений \mathbf{R} с учётом потерь в нижней плоскости земли в [79] применено развитие метода возмущений, требующее нахождения мод МПЛП из решения задачи собственных значений, а затем постоянных затухания всех мод. В предлагаемом решении для металлических поверхностей МПЛП применяется аппроксимация поверхностным сопротивлением проводника. Такой подход в спектральной области делает возможным квазистатический анализ линий с потерями в проводниках для режимов как со слабым, так и с сильным скин-эффектом, с многослойными изотропными и анизотропными подложками, в том числе полупроводниковыми и/или магнитными [80].

При этом отмечается, что точный учёт частотной зависимости потерь в проводниках линий передачи требует моделирования скин-эффекта и эффекта близости проводников друг к другу, которое в свою очередь делает необходимым сложное вычисление распределения тока по поперечному сечению проводников. Для точного учёта частотной зависимости потерь в проводниках МПЛП предлагается использовать интегральное уравнение по поверхности проводников [77], позволяющее получить матрицы \mathbf{R} и \mathbf{L} с учётом скин-эффекта [81]. Точное определение потерь из-за скин-эффекта существенно зависит и от моделирования поверхностного заряда в проводниках МПЛП [75]. Известно применение метода возмущённого статического приближения для исследования точного распределения тока и постоянных распространения МПЛП с учётом скин-эффекта и эффекта близости [82].

2.5.4. Специфика моделирования

Для решения практических задач все шире применяются системы электродинамического (ЭД) и квазистатического моделирования. Причиной тому стало развитие методов моделирования, вычислительной техники, определенные преимущества моделирования над экспериментом. Однако оценке точности и корректности результатов систем моделирования следует уделять больше внимания, поскольку результаты,

полученные разными системами, различаются из-за аппроксимаций представления реальной конфигурации и аппроксимаций решения уравнений Максвелла.

Это обуславливает актуальность вопросов сравнения результатов моделирования и эксперимента. Техника проверки отбором особенностей (FSV) становится популярным подходом в решении задач количественной оценки результатов сравнения численных или/и экспериментальных данных в целях проверки достоверности. Формальная численная проверка вычислительной электродинамики является субъектом, представляющим особый интерес. Вопрос становится актуальным с учетом текущего развития стандарта IEEE «Проверка достоверности компьютерного моделирования вычислительной электродинамики» [83]. Приведем краткое описание метода численного сравнения двух рядов данных [84].

Структура метода FSV предполагает чтение двух наборов данных с целью их сравнения и интерполяции, полученных при таком изменении общего параметра (часто общего частотного диапазона), что его значения для обоих наборов данных совпадают. Этот подход гарантирует, что подобное сравнивается с подобным и не будет влиять на конечные результаты, не взирая на очень редкую выборку данных. Необходимо помнить, что основной целью FSV является отображение визуального сравнения, и до тех пор, пока какая-либо интерполяция не дает визуально различные результаты, метод идеально подходит.

Реальное сравнение основано на декомпозиции исходных данных на трендовую информацию и информацию об особенностях. Поэтому первым шагом является преобразование Фурье над данными и вырезание (фильтрация) преобразованных данных с целью отделить их нижнюю и верхнюю части. Затем эти нижние и верхние части подвергаются обратному преобразованию Фурье в исходную область для вычисления меры различия амплитуд (ADM – amplitude difference measure) и меры различия особенностей (FDM – feature difference measure), которые можно объединить в глобальную меру различия (GDM – global difference measure).

Необходимость выполнять проверку достоверности результатов моделирования часто игнорируется, потому что коммерческим (и не коммерческим) программам доверяют, основываясь на предыдущих результатах [85]. Однако предыдущие результаты от других моделей не являются показателем того, что текущая модель создана надлежащим образом.

Вычислительная электродинамика использовалась многие годы, а проверка достоверности была постоянной проблемой [86]. В последнее время, способы задания моделей и моделирование приятно удивляют все большей популярностью, так как становятся доступными новые методы моделирования и коммерческие программы для различных вычислительных методов. С этим увеличением активности в областях задания моделей и моделирования появляется опасность применения некорректных результатов к конкретной проблеме без более глубоких знаний.

В ранние годы электромагнитного (ЭМ) моделирования практики были экспертами в ЭМ теории и методах моделирования и часто писали собственные программы, чтобы выполнить моделирование. Однако сейчас моделирование удел не только экспертов. Коммерчески доступные программы являются разнообразными, легкими в использовании и обеспечивают удобный способ отображения результатов. Теперь пользователи могут применять эти программы, не будучи экспертами.

Опасностью, на которую не обращают внимания продавцы или создатели программ моделирования, является необходимость проверки результатов моделирования. Не достаточно просто верить, что конкретный программный инструмент предоставляет корректный ответ. Необходим определенный уровень уверенности в результатах программного инструмента а не только на слепая вера, основанная на гарантиях точности от продавца программ, или потому, что остальные проверяли её результаты в прошлом.

Существует много различных уровней проверки модели. При решении, как проверить модель, важно обдумать, какой уровень проверки будет подходящим. Этими уровнями являются проверки вычислительного метода, индивидуальной реализации программного кода, на специфичной задаче.

Проверка вычислительного метода в большинстве задач вычислительной электродинамики не нужна, потому что он был проверен в прошлом многократно. Если разрабатывается новый метод, он обязательно должен подвергнуться обширной проверке, чтобы определить его ограничения, сильные стороны и точность, но если используются стандартные методы, такие как FDTD, МоМ, PEES, TLM, FEM и т.д., инженеру нет нужды повторять проверку метода. Однако если создана неправильная модель или метод используется некорректно, то гарантии получения правильных результатов нет.

Следующий уровень – проверка корректного выполнения метода моделирования программой и того, что метод дает корректные результаты для определенной модели.

Естественно, все производители программных продуктов хотят, чтобы их творения давали корректные результаты. Однако обычно это предусматривает тестирование отдельных программ на типах проблем, с которыми они будут работать.

Проверка специфичной модели нужна инженерам чаще всего. Почти во всех случаях программные инструменты моделирования будут давать очень точный ответ на задаваемый вопрос. Однако это не гарантирует, что был задан правильный вопрос. То есть пользователь неумышленно может задать источник или некоторый другой элемент модели, не представляющий собой реальную физическую структуру, которая необходима.

Существует ряд путей проверки моделирования на специфичной задаче. Это проверки использованием аналитических формул, измерений, других методов моделирования, промежуточных результатов, сходимости.

Лишь некоторые реальные модели включают структуру, геометрия которой достаточно проста для решения с помощью аналитических формул. Однако они могут служить определенным показателем корректности модели полученной электромагнитной теории. Например, чтобы увеличить доверие к моделированию диэлектрика, можно отслеживать влияние диэлектрика на распространяющуюся плоскую волну (какая часть волны отразится и какая пройдет) или скорость распространения сигнала в диэлектрике. Отражения от круглого диска, сферы и т.д. могут быть найдены использованием аналитических формул и сравнены с результатами моделирования. Однако эти случаи являются частными и могут не представлять реальной проблемы, интересующей пользователя. Точное моделирование отражения от идеально проводящей сферы не гарантирует того, что печатная плата, экранирующий корпус или сложный объект (например, самолет или танк) также будет давать корректный результат.

Наиболее общим типом проверки для приложений вычислительной электродинамики являются реальные измерения. Главным образом из-за того, что реальные задачи проблематично вычислить по аналитическим формулам. И в моделировании, и в измерении должна использоваться одна и та же задача, что часто недооценивается. Все важные детали должны быть включены в оба случая. Ограничения лабораторных измерений должны быть включены в модель. Например, на измерение, вероятно, будет значительно влиять испытательное окружение (открытая местность, безэховая или полубезэховая), высота антенны и т.д., и если их включить в моделирование, это приведет к различию результатов. Одним из преимуществ моделирования является

возможность создания «идеального окружения», что позволяет пользователю сосредоточиться на желаемых эффектах без рассмотрения проблем проведения измерений.

Другим важным вопросом является влияние нагрузки измерительной системы на испытываемый прибор. Например, когда анализатор цепей используется при измерении на печатной плате или сигнала на небольшом датчике в экранированном корпусе, входной импеданс (обычно 50 Ом) анализатора цепей должен быть включен в моделирование. Несмотря на то что 50-омная нагрузка анализатора отсутствует в работе реальной печатной платы, она становится очень важной, когда моделирование должно сравниваться с лабораторными измерениями.

Для проверки моделирования измерениями важна точность самих измерений. Если у большинства инженеров нет проблем с данными, полученными с помощью измерений, то повторяемость этих измерений в коммерческих лабораториях испытаний на ЭМС является плохой. Разница между измерениями, полученными в разных тестовых лабораториях или даже в той же самой лаборатории, но в разные дни, легко может достигать ± 6 дБ. Низкая точность (или повторяемость) измерений связана с измерительной аппаратурой, коэффициентами усиления антенн, ошибками измерений из-за отражений на местности и оптимизированной прокладкой кабелей. Лаборатории, которые для испытаний используют плоские экранированные комнаты, дают большую неопределенность измерений. Некоторые приложения вычислительной электродинамики (такие как RCS) имеют намного более контролируемую обстановку и поэтому проверка измерением является хорошим выбором.

Повторяемость, точность и неопределенность измерений испытательной обстановки должны учитываться при сравнении результатов численного моделирования с измерениями. Согласованность между данными моделирования и измерения не может быть лучше, чем неопределенность лаборатории. Если данные измерений расходятся с данными моделирования, то возможно, что измерение было некорректным, а данные моделирования корректны. Поэтому важно не относиться к измерениям как к истине в последней инстанции и на равных рассматривать оба результата в качестве корректных. Когда два разных метода дают различные результаты, все, что можно логически заключить так это то, что один из них или даже они оба являются неверными.

Другим популярным подходом к проверке результатов моделирования является моделирование одной и той же проблемы двумя различными техниками моделирования. Результаты должны сходиться, если физика проблемы корректно смоделирована обоими методами. Согласованность результатов, полученных двумя и более методами моделирования для одной и той же проблемы, может добавить уверенности в их достоверности.

Разница между результатами, рассчитанными с помощью программ, и «истинными» значениями обусловлена несколькими потенциальными источниками ошибок вычислений – это аппроксимации, сделанные для того, чтобы представить реальную конфигурацию структурой, с которой программа будет работать; аппроксимации, сделанные в ходе дискретизации и решения уравнений Максвелла; разница между тем, что разработчик хочет анализировать и что на самом деле моделирует программа.

В работе [87] производится оценка трех программ электромагнитного моделирования, работающих в частотной области, с помощью анализа, выполненного в данных программах, трех простых канонических проблем. Эти программы используют два широко известных метода моделирования в частотной области – метод конечных элементов, метод граничных элементов. Тремя каноническими проблемами являются диполь, возбуждаемый в центре; структура шины питания печатной платы; структура шины питания с подключенным к ней кабелем. Все эти программы способны давать точные результаты, но различия в конкретных используемых методах и интерфейс пользователя имеют значительное влияние на время моделирования и вероятность получения точного ответа. В статье [88] анализируются эти же три канонические проблемы с помощью программ, работающих во временной области.

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ К РАЗДЕЛУ 2

БА	Бортовая аппаратура
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
ГПК	Гибкий печатный кабель
КА	Космический аппарат
ММ	Метод моментов
МПЛ	Микрополосковая линия
МПЛП	Многопроводная линия передачи
МПП	Многослойная печатная плата
ОБПФ	Обратное быстрое преобразование Фурье
РН	Ракета-носитель
СКИ	Сверхкороткий импульс
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
ЭДС	Электродвижущая сила
ЭМ	Электромагнитный
ЭМО	Электромагнитная обстановка
ЭМС	Электромагнитная совместимость
FDTD	Finite difference time domain
FEM	Finite element method
MoM	Method of moments
PEEC	Partial element equivalent circuit
RCS	Radiation cross section
TLM	Transmission line matrix

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К РАЗДЕЛУ 2

1. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов. Технологии ЭМС.2006. №4. С. 40–44.
2. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи // Материалы 7-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 16–18 февраля 2005 г. С. 61–64.
3. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Горин Е.П., Бевзенко И.Г. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него // Труды VII Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. С. 266–269.
4. Бевзенко И.Г., Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов // Материалы 4-й Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития», г. Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. Томск: «В-Спектр», 2007 г. С. 258–260.
5. Сычев А. Н., Шестаков В. А., Чекалин М. А., Стручков С. М., Путилов В. Н. Новый импульсный расщепитель на связанных линиях //22nd International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2012). 10–14 September, Sevastopol, Crimea, Ukraine. P. 520–521.
6. Сычев А.Н., Стручков С.М. Искажения импульсных сигналов в высокоскоростных многопроводных межсоединениях цифровых микроэлектронных устройств // Доклады ТУСУРа. Декабрь 2011. №2(24), ч. 3. С. 77–84.
7. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальные искажения импульсного сигнала в многопроводной линии передачи // Материалы 6-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 2–4 июня 2004 г. С. 125–128.
8. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Кузнецова–Таджибаева О.М. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением // Электромагнитные волны и электронные системы. №11, 2004. С. 18–22.
9. Заболоцкий А.М., Горин Е.Н., Бевзенко И.Г., Газизов Т.Р. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП-3×0,5 и RG-12 для контроля

модальных явлений // *Материалы 9-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности"*, г. Томск, 12–14 февраля 2007 г. С. 125–128.

10. О.М. Кузнецова-Таджибаева *Искажения импульсных сигналов в одиночных и связанных полосковых линиях помехозащищённых теплопроводных монтажных плат* // *Дисс. ... канд. тех. наук. Томск. 2005.*

11. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. *New approach to EMC protection* // *Proc. of the 18-th Int. ZurichSymp. onEMC. Munich. Germany. September 24–28. 2007. P. 273–276.*

12. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. *Разложение и восстановление импульса в линиях передачи* // *Электромагнитные волны и электронные системы. №11. 2006. С. 4–7.*

13. Самотин И.Е., Заболоцкий А.М. *Защита от короткого импульса в линиях передачи с различными граничными условиями* // *16-е Туполевские чтения: Международная молодёжная научная конференция, Казань, 28–29 мая 2008 г. С. 243–245.*

14. Бевзенко И.Г., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. *Вариант антипода для кабеля марки АППВ-3×6* // *Томск: НПЦ "Полус". – Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – 10–11 апреля 2008 г. – С. 69–71.*

15. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. *О возможности опасного применения модальных искажений импульсного сигнала* // *Материалы Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 6–8 октября 2004 г. Томск: Издательство Института оптики атмосферы СО РАН, 2004 С. 112–115.*

16. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Bova A.G., Radasky W.A. *Dangerous pulse excitation of coupled lines* // *Proc. of the 17-th Int. ZurichSymp. onEMC. Singapore, February 27–March 3, 2006. P. 164–167.*

17. Патент РФ на полезную модель №79213. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Орлов П.Е., Самотин И.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. *Устройство воздействия на аппаратуру. Заявка №2008127574/22(033831). Приоритет полезной модели 07.07.2008. Опубликовано 20.12.2008 Бюл. №35.*

18. Патент РФ на изобретение №2431897. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Орлов П.Е., Самотин И.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. *Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов. Заявка №2010108520/07(012016). Приоритет изобретения 9.03.2010. Опубликовано 20.10.2011 Бюл. №29.*

19. Семенов Э.В., Малютин Н.Д. *Фазовое звено с характеристиками функционального антипода С-секции* // *Радиотехника, 2001, №12. С. 30–32.*

20. Бевзенко И.Г., Заболоцкий А.М. Исследование зависимости модуля разности погонных задержек в трехпроводных силовых кабелях// Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР - 2008"5 – 8 мая 2008 г. С. 45–47.
21. Бевзенко И.Г., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальные антиподы плоских трехпроводных кабелей// Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. №11. С. 71–74.
22. Бевзенко И.Г., Заболоцкий А.М. Выбор параметров модальных антиподов для силовых кабелей// Международная молодежная научная конференция “XVIТуполевские чтения”, г. Казань, 28–29 мая 2008 г. С. 233–235.
23. Бевзенко И.Г., Заболоцкий А.М. Влияние параметров дополнительного диэлектрического слоя на погонные задержки кабеля марки АППВ-3×6 // XIV Международная научно-практическая конференция «СТТ 2008», г. Томск, 24–28 марта 2008 г. С. 13–14.
24. Бевзенко И.Г. Возможность создания скрытого модального антипода кабеля марки ВВГп–3×1,5 // VI Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления». – г. Томск. – 13–16 октября 2010 г. – Том 2. – С. 27–30.
25. Бевзенко И.Г. Создание антипода за счет изменения геометрической формы отрезка плоского трехпроводного кабеля // Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева, VII Всероссийская конференция творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» (посвященная Дню космонавтики), г. Красноярск, 11 – 15 апреля 2011 г. Том 1, с. 175–177.
26. Кокнаев М.В., Бевзенко И.Г. Создание антипода за счет изменения расположения проводников на примере кабелей марки КГхЛ 1×2,5 и АПВ 4 // Сибирский федеральный университет, Международная IEEE – сибирская конференция по управлению и связи (SIBCON – 2011), г. Красноярск, 15 – 16 сентября 2011 г. Россия, С. 399–402.
27. Тарасов Н.А.Использование метода импульсной рефлектометрии для определения повреждений кабельных линий: сайт. – URL: <http://www.stell-2.narod.ru/metod.htm> (дата обращения 20.11.2012).
28. Тарасов Н.А. Отечественные цифровые рефлектометры. Вестник связи № 8, 2001 г.
29. Иванцов И. Локализация дефектов в кабеле посредством рефлектометров // Журнал сетевых решений LAN. 2004. №11, 12.
30. Иванцов И. Рефлектометры // Журнал сетевых решений LAN . 2005. № 9.
31. Метод колебательного разряда. Статьи – Электромонтажные работы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://malahit-irk.ru/index.php/2011-01-13-09-04-43/206->

2011-07-13-08-58-46.html (дата обращения 20.11.2012).

32. Методы определения мест повреждения кабеля [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.energoaudit.ru/articles/202.html?print> (дата обращения 20.11.2012)
33. Акустический метод [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.reis205.narod.ru/acoustic.htm> (дата обращения 20.11.2012).
34. Индукционный метод [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://reis.narod.ru/induct.htm>(дата обращения 20.11.2012).
35. Brewer R., Trout D. Modernspacecraft – antiquesspecifications // Proc. of IEEE EMC Symp. 2006.
36. MIL-STD-826, Military Standard // Electromagnetic Interference Test Requirements and Test Methods; 20 January 1964.
37. MIL-STD-461/A, Military Standard, EMI Characteristics // Requirements for Equipment; 31 July 1967/1 August 1968.
38. MIL-STD-461C, Military Standard, Electromagnetic Emissions and Susceptibility Requirements for the Control of Electromagnetic Interference; 4 August 1986.
39. MIL-STD-461E, DOD Interface Standard, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment; 20 August 1999.
40. MIL-STD-464, DOD Interface Standard, Electromagnetic Environmental Effects, Requirements for Systems; 18 March 1997.
41. MIL-E-6051, Military Specification, Electrical-Electronic System Compatibility and Interference Control Requirements of Aeronautical Weapon Systems, Associated Subsystems and Aircraft; 17 June 1960.
42. MIL-STD-1541/A(USAF), Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Systems; 15 October 1973/30 December 1987.
43. Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Equipment And Systems, Aerospace Report No. TOR-2005(8583)-1; 8 August 2005.
44. MHB 5320.3, EMC Principals and Practices, NASA; October 1965.
45. EMC Technology Magazine, Standards & Regulation, MIL-STD-461 Update, Frank E. Rock, October 1986.
46. The History of Military EMC Specifications, Warren Kesselman, and Herbert Mertel, http://www.ieee.org/organizations/pubs/newsletters/emcs/summer00/emc_stan.htm; Summer 2000.
47. The Need for a Universal EMC Test Standard, Part I and 2, Ronald W Brewer, Evaluation Engineering; September 2002.
48. Prediction of RF Environments Worldwide for Ground, Airborne, and Space

Launch Trajectory Applications via Automated Database, Leslie R. Warboys and James A. Lukash, 1999 IEEE International Symposium on EMC; August 1999.

49. ISO 14302, Space Systems Electromagnetic Compatibility Requirements, December, 2002.

50. Горностаев А.И. Контроль параметров помех на шинах питания бортовой аппаратуры // Известия вузов. Приборостроение. 2008, № 8. С. 28–33.

51. Мараева Е.Ю., Помельников Р.А. Проведение анализа электромагнитной совместимости БА в части кондуктивных помех // Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы ракетно-космической техники и ее роль в устойчивом социально-экономическом развитии общества» посвященная 50-летию образования ЦСКБ и 90-летию со дня рождения Д.И. Козлова. – ФГУП ГНПРКЦ «ЦСКБ-Прогресс», Самара, Россия. 28 сентября – 3 октября 2009 года.

52. Горностаев А.И., Капустин В.Н., Школьный В.Н., Кольцов А.В. Проблема непрерывного контроля кондуктивных помех на шинах питания бортовой аппаратуры при летной эксплуатации космических аппаратов // Авиакосмическое приборостроение. 2011, № 12. С. 34–38.

53. Бушуев В.М., Деминский В.А., Захаров Л.Ф. и др Электропитание устройств и систем телекоммуникации: Учебное пособие для вузов // М.: Горячая линия – Телеком, 2009.– 384 С.

54. Денисенко В.В. Аппаратное резервирование в промышленной автоматизации. Часть 3 // Современные технологии автоматизации. 2008. № 4. С. 92–100.

55. М. Костин, П. Поздняков, А. Попович Концепция информационно-управляющей системы космического аппарата // ЭЛЕКТРОНИКА: НАУКА, ТЕХНОЛОГИЯ, БИЗНЕС. 2008. № 4. С. 86–90.

56. Денисов А.Н., Коняхин В.В., Якунин А.Н. и др Разработка аппаратуры космического применения с использованием базовых матричных кристаллов // ВЕСТНИК ФГУП «НПО им. С.А. ЛАВОЧКИНА». 2012. № 5. С. 67–73.

57. А.С. Романенко Резервированная аппаратура регулирования и контроля системы электроснабжения малого космического аппарата. Автореф. дис. ... канд.тех. наук. Томск, 2013. 20 с.

58. П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов // Авиакосмическое приборостроение. 2012. №5. С. 20–23.

59. Т.Р. Газизов Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Дисс. ...

докт. тех. наук. Томск. 2010.

60. Singer H. The method of moments (MOM) and related codes // Supplement to Proc. of the 13-th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland, February 16–18, 1999, pp. 11–19.
61. Harrington R.F. Origin and Development of the Method of Moments for Field Computation // IEEE Antennas and Propagation Society Magazine, pp.31–36, June 1990.
62. Канторович Л.В., Крылов В.М. Приближенные методы высшего анализа // М.Л.: Физматгиз, 1962.
63. Канторович Л.В., Акилов Г.П. Функциональный анализ в нормированных пространствах // М.: Физматгиз, 1959.
64. Harrington R.F. Matrix Methods for Field Problems // IEEE Proceedings, 1967, №2, p.136–149.
65. Harrington R.F. Field Computation by Moment Methods // New York, The MacMillian Co., 1968; reprinted by Krieger Publishing Co., Malabar, Fl., 1982.
66. A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and R.F.Harrington Time-domain response of multiconductor transmission lines // IEEE Proceedings, vol.75, no.6, pp.743–764, June 1987.
67. Ховратович В.С. Параметры многопроводных передающих линий // Радиотехника и электроника, 1975, №3, с. 468–473.
68. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе // Н.Д. Малютин. –Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. –164 с.
69. Шлее В.Р., Аубакиров К.Я., Воронин М.Я. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии // Радиотехника и электроника, 1983, т.28, №6, с. 1058–1063.
70. C.R.Paul, Useful matrix chain parameter identities for the analysis of multiconductor transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–23, pp.756–760, Sept. 1975.
71. C.Wei, R.F.Harrington, J.R.Mautz, and T.K.Sarkar, Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–32, pp.439–450, Apr.1984.
72. J.Venkataraman, S.M.Rao, A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and Y.Naiheng Analysis of Arbitrarily Oriented Microstrip Transmission Lines in Arbitrarily Shaped Dielectric Media over a Finite Ground Plane // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–33, pp.952–959, Oct.1985.
73. S.M.Rao, T.K.Sarkar, and R.F.Harrington The electrostatic field of conducting bodies in multiple dielectric media // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–32, pp.1441–1448, Nov.1984.

-
74. R.Mautz, R.F.Harrington, and C.G.Hsu The inductance matrix of a multiconductor transmission line in a multiple magnetic media // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-36, pp.1293-1295, Aug.1988.
75. F.Olyslager, N.Fache, and D.De Zutter New fast and accurate line parameter calculation of general multiconductor transmission lines in multilayered media // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-39, pp.901-909, June 1991.
76. M.Horno, F.L.Mesa, F.Medina, and R.Marques Quasi-TEM analysis of Multilayered, multiconductor coplanar structures with dielectric and magnetic anisotropy including substrate losses // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, pp. 1059-1068, Aug.1990.
77. R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and S.M.Rao Analysis of finite conductivity cylindrical conductors excited by axially-independent TM electromagnetic field // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-33, pp.960-966, Oct.1985.
78. T.R.Arabi, A.T.Murphy, T.K.Sarkar, R.F.Harrington, and A.R.Djordjevic On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multilayered transmission line systems // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-39, pp.1090-1097, July 1991.
79. R.F.Harrington and C.Wei Losses on multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-32, pp.705-710, July 1984.
80. J.Aguilera, R.Marques, and M.Horno Quasi-TEM surface impedance approaches for the analysis of MIC and MMIC transmission lines, including both conductor and substrate losses // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-43, no.7, pp.1553-1558, July 1995.
81. R.B.Wu and J.C.Yang, Boundary integral equation formulation of scattering problems in multiconductor transmission lines // IEEE Trans. Magn. vol.MAG-25, pp.3013-3015, July 1989.
82. I.Tsai and C.H.Chen Perturbed-TEM analysis of transmission lines with imperfect conductors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, pp.754-759, June 1990.
83. (Draft) Standard for Validation of Computational Electromagnetic (CEM) Computer Modeling and Simulation, and Recommended Practice, IEEE, 2008
84. Орлов П.Е. Алгоритм метода FSV для сравнения результатов электродинамического моделирования // Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2009», г. Томск, 12-15 мая 2009 г. Часть 1. С. 116-118.
85. Bruce Archambeault, Samuel Connor Proper model validation is important for all EMI/EMC applications // EMC 2008. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Aug. 2008, pp 1-8.

-
86. Miller E.K. A Selective Survey of Computational Electromagnetics // IEEE Trans. On Antennas and Propagation. –1988.– Vol. 36, No. 9. – P. 1281-1305.
87. Xinbo He, Hua Zeng, Ke Haixin, T Hubing «Modeling experiences with full-wave frequency-domain modeling software» // EMC 2008. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Aug. 2008, pp 1–4.
88. H. Zeng, et. al. Modeling Experiences with Full-Wave Time-Domain Modeling Software //2008. IEEE International Symposium on EMC. –Detroit, Aug. 2008.

Учебное издание
Убайчин Антон Викторович ,
Орлов Павел Евгеньевич

**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ СОЗДАНИЯ
БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ ДИСТАНЦИОННОГО
ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ И ВОПРОСОВ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ**

Учебное пособие

Корректор

Компьютерная верстка

Подписано в печать " ____ " ____ 2015г.

Усл. печ. л. ____ . Тираж ____ экз. Заказ ____ .

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.