

СЕКЦИЯ № 11

**Построение и анализ
радиотехнических систем**

А.М. Авихименко,
С.Н. Колесников

*Московский институт электроники и математики
Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики»
109028 г. Москва, Большой Трехсвятительский переулок, д. 3
E-mail: aleksej.avx@mail.ru, sin.royal@mail.ru*

Модуль расчета показателей безотказности резервированных групп для ПК АСОНИКА-К

Одним из динамично развивающихся программных средств для расчетной оценки надежности радиоэлектронной аппаратуры является программный комплекс (ПК) АСОНИКА-К, который представляет собой визуальную среду обеспечения надёжности. В состав ПК АСОНИКА-К входят специализированные системы (АСОНИКА-К-СИ и АСОНИКА-К-РЭС), предназначенные для расчетной оценки надежности структурно-сложной (резервированной, реконфигурируемой и др.) аппаратуры [1]. Однако, и базовая версия ПК (система АСОНИКА-К-СЧ) давала возможность расчета показателей надежности нескольких типов резервированных групп (для случая общего резервирования) по моделям ОСТ 4Г 0.012.242 [2]. При создании новой (4.12) версии этой системы встала задача расширения номенклатуры таких групп, т.к. опыт эксплуатации системы АСОНИКА-К-СЧ показал необходимость проведения такой экспресс-оценки повышения надежности составных частей (СЧ) путем ведения резервирования.

Анализ выходных данных системы АСОНИКА-К-СЧ и моделей ОСТ 4Г 0.012.242 [2] показал, что необходимо включить в состав модуля расчета показателей надежности резервированных групп следующие модели, приведенные в ОСТ 4Г 0.012.242 [2] для невозстанавливаемой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА):

- скользящее нагруженное резервирование. Отказы основных и резервных СЧ обнаруживаются мгновенно. Вероятность отказа переключателя пренебрежимо мала. Интенсивности отказов всех СЧ одинаковые;

- скользящее ненагруженное резервирование. Отказы основных и резервных СЧ обнаруживаются мгновенно. Вероятность отказа переключателя пренебрежимо мала. Интенсивности отказов основных СЧ одинаковые; интенсивности отказов резервных СЧ приняты равным нулю;

- общее нагруженное резервирование основной СЧ двумя резервными с учетом переключателя. Отказы основной и резервных СЧ обнаруживаются мгновенно. Интенсивность отказов всех СЧ одинаковая. Отказ переключателя делает невозможным подключение любой резервной СЧ вместо отказавшей основной;

- мажоритарная схема, работающая по условию «2 из 3» Сигналы с СЧ мажоритарной схемы поступают на элемент М сравнения.

- одноярусная иерархическая структура. Общее число СЧ первого яруса (выходных СЧ) - n_1 . СЧ одинаковые. Допускается отказ не более m выходных СЧ;

- Мостиковая схема. Интенсивности отказов основных СЧ одинаковые.

Алгоритм функционирования модуля расчета показателей надежности резервированных групп приведен на рис. 1. Ниже даны краткие пояснения к блокам алгоритма.

Блок 1. Начало. Вызов модуля расчета резервированных групп из интерфейса системы АСОНИКА-К-СЧ.

Блок 2. Выбор модели

Блоки 3-12. Ввод данных для расчета и расчет показателей безотказности резервированной группы элементов с учетом переключателя.

Блок 13. Вывод результатов расчетов

Блок 14. Переход к Блоку 2 для расчета по другому типу резервированной группы.

Блок 15. Окончание. Возврат в интерфейс системы АСОНИКА-К-СЧ.

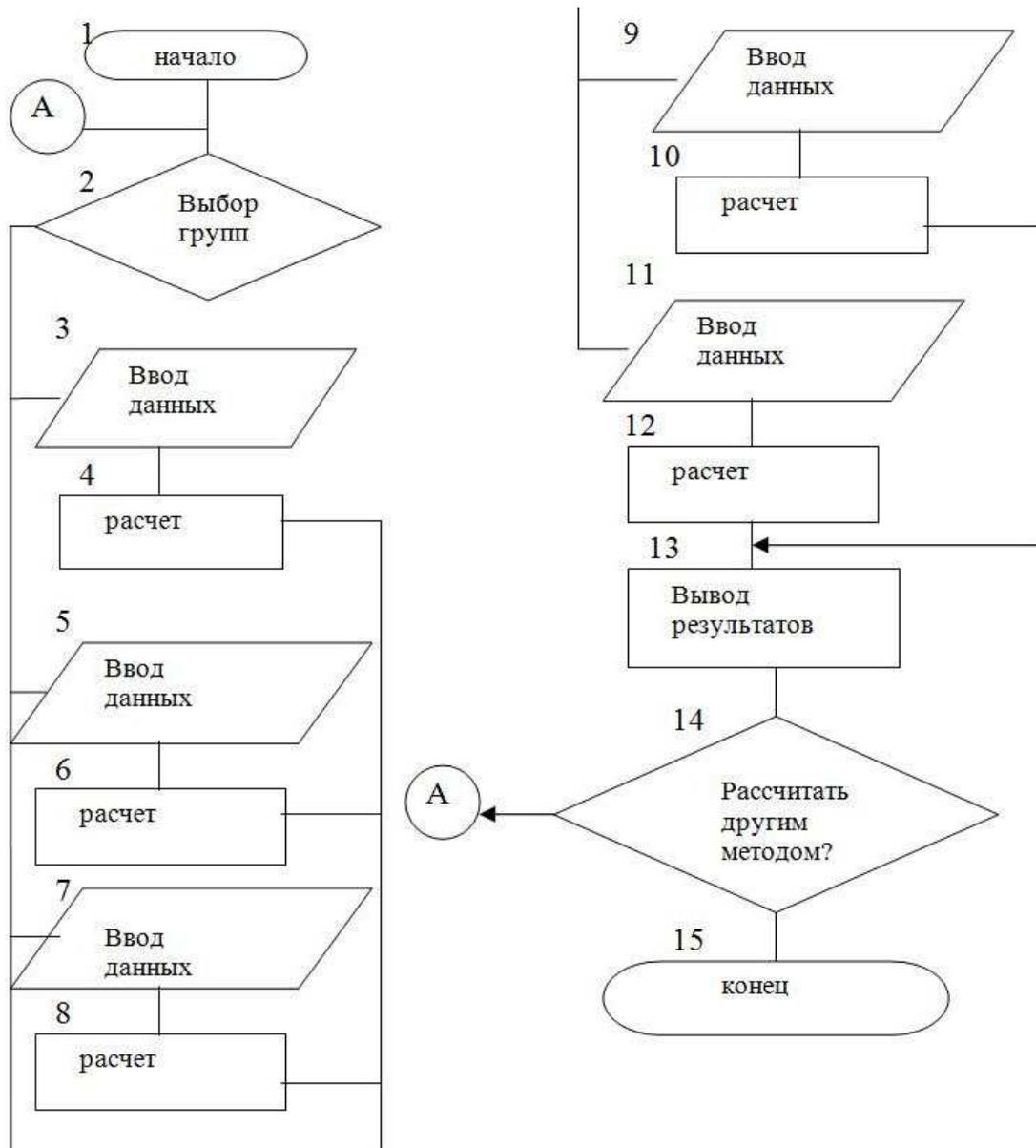


Рис. 1. Алгоритм функционирования модуля расчета показателей надежности резервированных групп

Модуль расчета показателей надежности резервированных групп был реализован на языке программирования высоко уровня С++ [3].

Тестирование модуля осуществлялась как автономно, так и в составе системы АСОНИКА-К-СЧ (версии 4.12) путем сравнения результатов автоматизированных и «ручных» расчетов.

Литература

1. Абрамешин А.Е., Жаднов В.В., Полесский С.Н. Информационная технология обеспечения надежности электронных средств наземно-космических систем: Научное издание. / Отв. ред. В.В. Жаднов. - Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2012. - 565 с.
2. ОСТ 4Г 0.012.242-84. Аппаратура радиоэлектронная. Методика расчета показателей надежности.
3. Захарова С.С. Основы программирования на С++: Учебное пособие. / Отв. ред. С.П. Клышинская. - М.: МИЭМ, 2012. - 78 с.

Конструирование бортовой аппаратуры с учетом воздействия радиации

Новые тенденции в конструировании космических аппаратов (КА), такие как создание малых КА, унифицированных платформ, увеличение сроков существования (САС) и т.д. направлены на снижение массы бортовой аппаратуры (БА), что ведет к уменьшению величины экранов, необходимых для защиты электронной компонентной базы БА от воздействия ионизирующих излучений (ИИ) космического пространства (КП) [1]. Поэтому актуальной задачей сегодня является создание простых инженерных методик, доступных и легких в освоении, которые позволили бы оценивать радиационную стойкость аппаратуры на ранних этапах проектирования и своевременно принимать меры для защиты тех или иных узлов и блоков от БА воздействия радиации [2-3]. Ниже приведен один из возможных способов прогнозирования уровней накопленной дозы на печатном узле (ПУ) с учетом влияния «теневого» защиты.

Рассмотрим, что подразумевается под «теневого» защитой. На рис. 1 приведена функциональная модель метода прогнозирования уровней накопленной дозы с учетом влияния «теневого» защиты.



Рис. 1. Функциональная модель метода

Блок 1 во многом является определяющим в будущей прогнозируемой радиационной стойкости разрабатываемой БА. Предварительный перечень элементной базы формируется на основе принципиальной электрической схемы и ограничений, налагаемых требованиями технического задания по стойкости аппаратуры к воздействиям ИИ КП, характеристиками радиационной обстановки на орбите функционирования БА и к внешним воздействующим факторам (ВВФ).

На основе Блока 1 и входных данных (принципиальной электрической схемы), разработчики проводят предварительное размещение электрорадио изделий (ЭРИ) на печатном узле (Блок 2), ориентируясь на ограничения и конструктивное исполнение БА.

В Блоке 2 формируются все необходимые данные для построения сетки дискретизации ПУ (Блок 3).

В Блоке 4 строится поле распределения накопленной дозы на ПУ. Так как уровень накопленной дозы напрямую зависит от величины экрана, неоднородность защиты БА в составе КА по разным направлениям обуславливает неодинаковость уровней накопленной дозы в разных приборах и даже в разных местах одного прибора.

Следующим шагом сопоставляется размещение ЭРИ на ПУ, компоновка ПУ в БА и поле распределения накопленной дозы. Полученная в результате информация является исходной для проведения однопараметрической парето-оптимизации размещения ЭРИ на ПУ, критерием которой является соотношение радиационной стойкости ЭРИ (предельной накопленной дозы – уровня дозы, до которого в ЭРИ не возникает отказа) и накопленной за САС дозы.

Таким образом, влияние «теней» может (и должно) быть учтено при оценке дозовой нагрузки на ЭРИ [5].

Исходя из вышеизложенного, можно сделать следующие выводы:

1. Зная полную модель радиационной защиты (3D-модель расположения аппаратуры в КА, либо, в худшем случае, просто 3D-модель блока БА) можно построить поле распределения накопленной дозы структурной единицы БА, соответственно, с большей или меньшей точностью. Чем точнее схема радиационной защиты блока БА, тем точнее поле распределения накопленной дозы.

2. Имея информацию о предполагаемом поле распределения накопленной дозы на ПУ (построенном с учетом эскиза конструкции БА, информации о расположении блока БА в КА - т.е. полной схемы радиационной защиты) можно определить дополнительные ограничения, позволяющие парето-оптимизировать расположение «ненадежных» с точки зрения стойкости элементов на плате. Определить такие критичные ЭРИ можно на основе данных об ИИ, приведенных в техническом задании и значений величин минимальной массовой защиты БА.

3. Зная, с какой стороны величина облучения больше, разработчики БА могут с максимальной эффективностью установить локальные экраны, либо ввести дополнительную защиту (увеличить толщину стенок или/и крышек). Либо применить локальную защиту до этапа сборки блоков БА.

В заключении следует отметить следующее:

- современные тенденции в конструировании КА ставят все более сложные задачи обеспечения радиационной стойкости аппаратуры;

- применяемая элементная база не всегда полностью соответствует все ужесточающимся требованиям по радиационной стойкости, что требует повышения точности прогнозирования показателей радиационной стойкости;

- в сложившейся ситуации назрела необходимость создания способов, доступных непосредственно инженерам-разработчикам аппаратуры и позволяющих повысить точность оценки показателей стойкости БА на ранних этапах проектирования. Мероприятия, направленных на обеспечение требуемого уровня этих показателей, являются полностью обоснованными.

Литература

1. Жаднов В.В., Юрков Н.К. Особенности конструирования бортовой космической аппаратуры: учебное пособие. - Пенза: Изд-во ПГУ, 2012. - 110 с.

2. Андрианов Л.С., Герасимов С.Н., Кадменский А.Г. Проблемы обеспечения радиационной стойкости и надежности электронной компонентной базы для бортовой аппаратуры космических аппаратов. / Вопросы атомной науки и техники, вып. 3, 2011. - с. 64-71.

3. Артюхова М.А., Жаднов В.В., Полесский С.Н. Проблемы обеспечения стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов на этапах проектирования. / Компоненты и технологии, № 9, 2010. - с. 93-98.

4. Анашин В.С. Проблемы обеспечения высоких сроков активного существования РЭА спутников связи. / Электросвязь, № 4, 2009. - с. 19-22.

5. Артюхова М.А., Полесский С.Н. Повышение точности прогнозирования радиационной стойкости при расчетной оценке. / Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. // Науч. ред. Г.Я. Шайдуров; отв. за вып. А.А. Левицкий. - Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. - с. 236-239.

Исследование микрополосковых частотно-селективных СВЧ устройств на многослойных печатных платах

В настоящее время для микрополосковых частотно-селективных СВЧ устройств и антенн наиболее перспективными являются печатные платы с подвешенными подложками, состоящие из диэлектрического основания с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости, с одной стороны которой расположены проводящие элементы, и воздушного зазора, отделяющего металлический экран, находящийся с другой стороны. Их недостатком является отсутствие согласования волновых сопротивлений диэлектрического основания подложки и воздушного зазора, приводящее к возникновению отраженной волны в поперечном сечении платы [1].

Авторами предложена новая конструкция модифицированной печатной платы с подвешенной подложкой (рис.1), в которой указанные недостатки устранены за счет выполнения диэлектрической подложки - многослойной, с числом слоев не менее трех, толщиной каждого слоя равной четверти рабочей длины волны и линейно уменьшающимся от плоскости экрана к плоскости импедансных проводников волновым сопротивлением [2]. Относительные диэлектрические проницаемости слоев подложки и диэлектрического экрана линейно уменьшаются с ростом номера слоя.

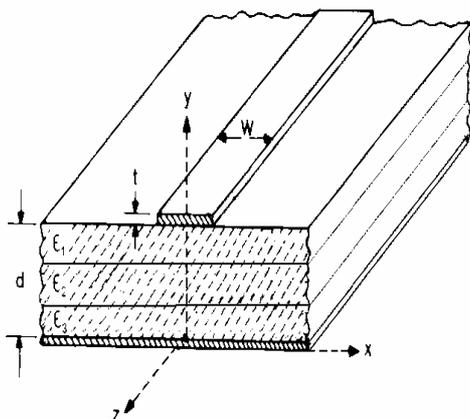


Рис. 1. Модифицированная печатная плата с подвешенной подложкой

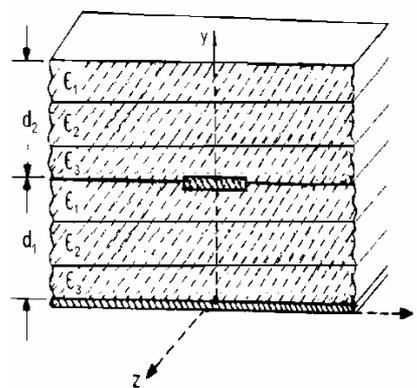


Рис. 2. Модифицированная печатная плата с подвешенной подложкой и согласующим диэлектрическим экраном

При использовании такой печатной платы для создания микрополосковых антенн и излучателей, их импедансные проводники, имеющие в большинстве случаев волновое сопротивление десятки Ом, необходимо согласовать с внешним воздушным пространством, имеющим сопротивление 377 Ом. Для этого в конструкцию платы введен многослойный диэлектрический экран с линейно увеличивающимся от плоскости импедансных проводников волновым сопротивлением (рис.2). При числе слоев согласующего экрана не менее трех и толщине каждого слоя равной четверти рабочей длины волны, достигается выравнивание скачка волнового сопротивления, что обеспечивает повышение коэффициента излучения и расширение диаграммы направленности антенн и излучателей.

Использование многослойной диэлектрической подложки с согласованными волновыми сопротивлениями слоев позволило предложить также новую конструкцию микрополоскового гребенчатого фильтра низких частот с увеличенной частотой отсечки по сравнению с известными аналогами, без изменения топологического рисунка и геометрических размеров, отсутст-

вия высших паразитных полос пропускания, обладающего малыми потерями и высокой собственной добротностью в диапазоне СВЧ [3]. На рис.3 показана 3D-модель микрополоскового фильтра низких частот, выполненная на трехслойной подложке, где цифрой 1 обозначена импедансная штыревая гребенка, цифрой 2 – изотропный металлический экран, цифрами 3, 4, 5 – слои четвертьволновой подложки с линейно уменьшающимся от плоскости экрана к плоскости импедансной штыревой гребенки волновым сопротивлением.

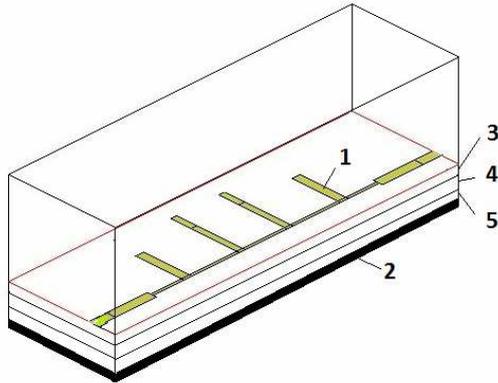


Рис.3. Модель микрополоскового гребчатого фильтра низких частот

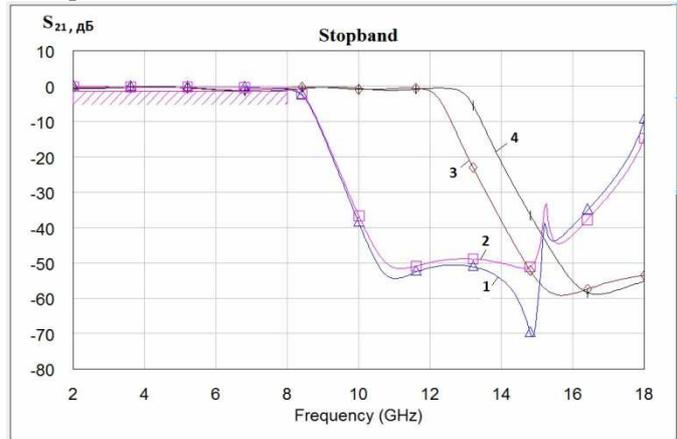


Рис.4. Зависимости параметра S_{21} в дБ от частоты в ГГц для микрополоскового гребчатого фильтра низких частот

На рис. 4 приведены характеристики комплексного коэффициента передачи S_{21} фильтра от частоты, рассчитанные с помощью программы AWR Design Environment (Microwave Office v.8.03) для случая однослойной платы (кривая 1 - численный расчет и 2 - схемотехнический расчет), для случая трехслойной платы (кривая 3) и пятислойной платы (кривая 4). Из анализа данных кривых следует, что с увеличением числа слоев частота среза фильтра увеличивается с 8 ГГц для однослойной платы до 12 ГГц для трехслойной платы и 13 ГГц – для пятислойной платы. При этом рост частоты среза достигается без увеличения коэффициента S_{11} , расчетные значения которого не превышают единицу.

Таким образом, проведенный анализ и результаты компьютерного моделирования показывают возможность создания новых микрополосковых частотно-селективных устройств, обеспечивающих четкую фиксацию частот отсеки, отсутствие высших полос пропускания, а также габаритные размеры микрополосковых устройств меньше центральной рабочей длины волны при достаточно высокой собственной добротности структур в диапазоне СВЧ.

Литература

1. Елизаров А.А., Кухаренко А.С. Исследование микрополосковых частотно-селективных устройств СВЧ на резонансных отрезках замедляющих металлодиэлектрических систем // Антенны, 2009, № 10, С.31-37.
2. Патент РФ на изобретение по заявке № 2010123341. Печатная плата с подвешенной подложкой / Елизаров А.А., Закирова Э.А.. Приоритет от 08.06.2010. Решение о выдаче от 26.06.2012.
3. Патент РФ на полезную модель по заявке № 2012121431. Микрополосковый фильтр на штыревой гребенке с многослойной подложкой / Елизаров А.А., Закирова Э.А. Приоритет от 24.05.2012. Решение о выдаче от 23.08.2012.

Оценка воздействия развязывающей цепочки ФНЧ модулятора на фазу переключения плеча

Для того, чтобы оценить степень влияния на стабильность фазы управляющего сигнала со стороны развязывающих элементов модулятора в схеме классического модуляционного радиометра (далее КМР), рассмотрим типовую схему двухплечного модулятора (рис.1).

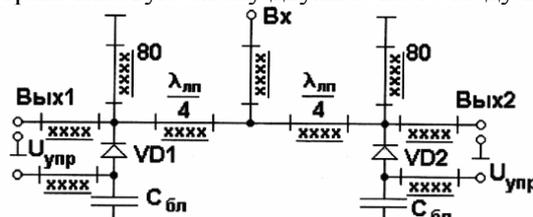


Рис. 1. Типовая принципиальная схема двухплечного модулятора

Как видно из рис.1, в качестве развязывающих элементов в цепи управления каждого ключа (выключателя) включен ФНЧ [1], состоящий из отрезка полосковой линии, имеющей индуктивный характер сопротивления на частоте коммутируемого СВЧ – сигнала ($L_{бл}$) и блокировочного конденсатора $C_{бл}$. При этом очевидно, что для сигнала с частотой 1кГц отрезок полосковой линии имеет чисто активное сопротивление R очень малой величины.

Величина блокировочной емкости $C_{бл}$ выбирается из такого расчета, чтобы для СВЧ – сигнала ее емкостное сопротивление X_c было минимальным.

Оценить степень влияния на прохождение управляющего прямоугольного сигнала через развязывающую ФНЧ цепочку при изменении параметров последней, позволяет математическое моделирование в программной среде Mathcad. В ходе моделирования варьированию подлежит лишь величина емкости $C_{бл}$, т.к. значение активного сопротивления R отрезка медного полоска микрополосковой линии существенно не зависит от факторов внешней среды (температура, старение).

Одним из самых распространенных типов конденсаторов малой емкости, применяющихся в устройствах связи в качестве блокировочных, являются керамические с ТКЕ равным $\pm 10\%$ (Н10). Таким образом, при помощи математической модели, приведенной ниже, рассмотрим влияние изменения ТКЕ в развязывающих цепочках плеч модуляторов на возникновение фазовых задержек управляющего сигнала.

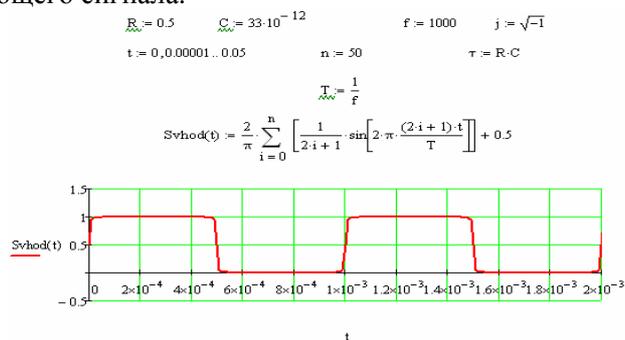


Рис. 2. Фрагмент рабочей области Mathcad с математической моделью унipoлярного меандра частотой 1кГц

На рис. 2 изображена математическая модель унipoлярного меандра. После того, как была построена модель меандра, моделируется его прохождение через RC – цепочку с помощью применения ее передаточной характеристики (рис. 3).

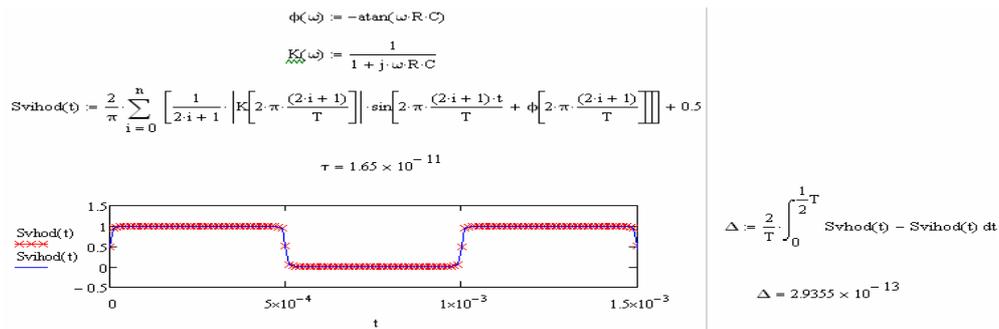


Рис.3. Фрагмент рабочей области Mathcad с математической моделью прохождения меандра через интегрирующую RC-цепочку

Как видно из рис.3, при номинальных значениях параметров элементов RC-цепи никаких очевидных взаимных задержек меандра на выходе относительно меандра на входе она не вносит. Ситуация не меняется и при варьировании величины емкости блокировочного конденсатора на $\pm 10\%$ (Таблица 1).

Таблица 1

Значения относительной погрешности

Отклонение значения емкости от номинального, %	-10	0	+10
Погрешность Δ , %	$2,38 \cdot 10^{-11}$	$2,94 \cdot 10^{-11}$	$3,55 \cdot 10^{-11}$

Согласно данным, приведенным в таблице 1, величина погрешности, образующейся при изменении величины емкости блокировочного конденсатора, вследствие изменения температуры окружающей среды крайне мала и не сможет повлиять на достоверность результатов измерений КМР. Для того, чтобы влияние развязывающей RC-цепи на параметры управляющего сигнала (меандра) достигло более существенного (очевидного) значения, величина Сбл должна измениться на несколько порядков от номинального в сторону увеличения (рис.4).

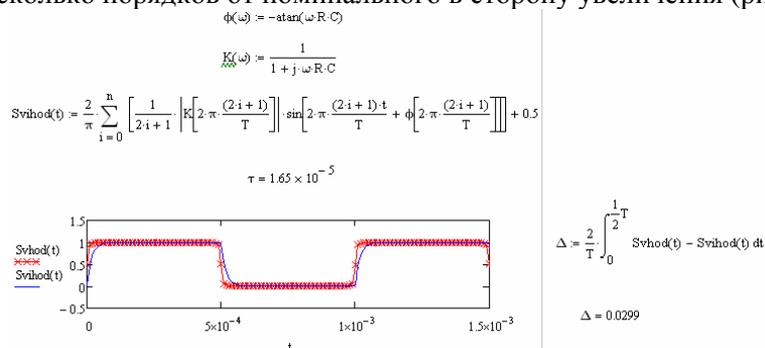


Рис. 4. Осциллограммы меандров на входе и выходе RC-цепи при увеличении значения Сбл на 6 порядков ($\tau = 1,65 \cdot 10^{-5}$ с)

Как видно из рис.4, чтобы величина относительной погрешности достигла 3%, необходимо чтобы величина емкости Сбл увеличилась на 6 порядков (в 1млн. раз), что практически невозможно.

Таким образом, на основании проведенной оценки влияния изменения параметров развязывающей цепи электронных ключей модуляторов, вследствие воздействия изменяющихся факторов внешней среды на величину фазовой задержки переключения следует вывод об отсутствии такого влияния.

Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов.-4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – с.180 – 182.
2. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на р-и-н-диодах в интегральном исполнении. – М.: Радио и связь, 1984. – 184с.

Качественные характеристики неэквидистантных последовательностей импульсов

Импульсные сигналы широко используются в радиосистемах в качестве переносчиков разнообразной информации, а так же при зондировании пространства. При этом различают регулярные (эквидистантные) и неэквидистантные последовательности импульсов. В первых, основные параметры (амплитуда, частота и фаза) от импульса к импульсу последовательности являются неизменными, а у вторых один или несколько параметров изменяются случайно, либо по какому-либо закону.

Чаще всего в радиосистемах используют регулярные последовательности импульсов, которые достаточно полно изучены. В виде неэквидистантных последовательностей могут формироваться импульсные сигналы, принятые в процессе исследования разного рода систем, либо в результате получения информации (дискретизация сигналов с пропусками и сбоями наблюдений, стохастическое и квазистохастическое кодирование, потоки отсчетов в цифровых системах передачи информации и т.д.) [1]. В ряде задач обработки [2, 3] неэквидистантные последовательности формируются намерено, поскольку при этом появляется возможность выявить дополнительную информацию из принятого сигнала, либо расширить пределы измерений какого-то параметра сигнала. В первом случае последовательность импульсов уже получена и необходимо синтезировать наилучшие, в некотором смысле, алгоритмы ее обработки, во втором случае тип неэквидистантности последовательности импульсов задается, исходя из наиболее предпочтительных критериев дальнейшей их обработки.

Качественными характеристиками импульсных последовательностей являются: корреляционные функции, спектральные плотности, а также функции неопределенности [5, 6].

В работе получены качественные характеристики регулярных и ряда неэквидистантных последовательностей импульсов.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-08-00548 а, № 13-07-97512 р_центр_а.

Литература

1. Прохоров, С.А. Прикладной анализ неэквидистантных временных рядов./ С.А. Прохоров. – Самарский государственный аэрокосмический университет, 2001. – 375 с.
2. Бакулев, П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей. / П.А. Бакулев, В.М. Степин. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
3. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970: Пер. с англ. (в четырех томах) / Под общей ред. К.Н. Трофимова; Том 3. Радиолокационные устройства и системы/ Под ред. А.С. Виницкого.- М.: Сов. Радио, 1978. – 528 с.
5. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособ. для вузов по спец. "Радиотехника" / С.И. Баскаков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1988. – 448с.
6. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы: Учебное пособие для вузов./ П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

**Разработка и исследование метода повышения энергоэффективности
передачи аудиоданных в беспроводной сенсорной сети
с автономными источниками питания**

Последние разработки в области электроники и микроэлектроники позволили обновить устаревшую техническую базу элементов, на основе которых строятся новые изделия для промышленного применения и использования их в повседневной жизни. На базе данных элементов появилась возможность создавать новые маломощные устройства, которые организуются в сеть для различного применения (беспроводные сенсорные сети) – от мониторинга окружающей среды до создания систем аудио-связи. Построенные на основе таких устройств сети имеют меньшее энергопотребление, по сравнению с аналогами, а, следовательно, и большее время работы, большое количество активных узлов в сети, а также умеют самостоятельно образовывать группы с различной топологией.

Проведенный обзор литературы по беспроводным сенсорным сетям показал, что в основном изучаются вопросы, связанные с ограниченностью ресурсов сети (пропускная способность канала, время жизни сети). Однако в работах не исследуется рациональное использование имеющихся энергетических ресурсов созданных систем [1, 2].

Основной целью данной работы является повышение энергоэффективности передачи аудиоданных в беспроводной сенсорной сети с автономными источниками питания.

В работе [3] исследуются временные задержки при передаче данных, потеря пакетов, пропускная способность канала с использованием стека ZigBee. В ней упоминается проблема частотного разделения каналов, однако предлагаемый подход не рассматривается для повышения энергоэффективности передачи аудиоданных с учетом качества предоставляемого сервиса (Рис. 1).

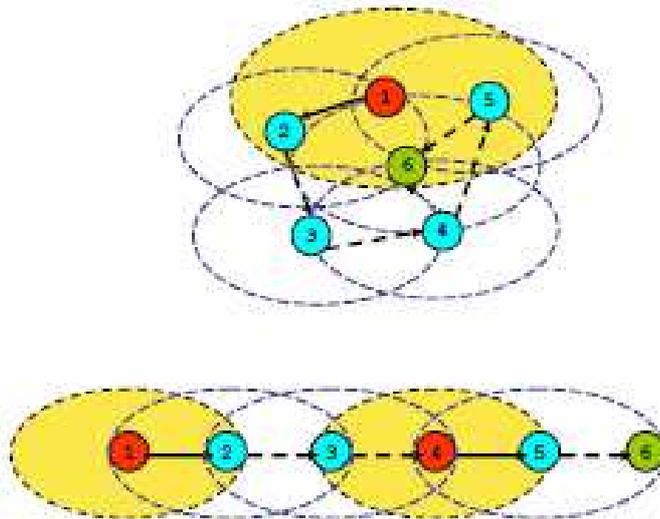


Рис.1. Пространственно-повторное разделение каналов в беспроводной сети

Для определения энергоэффективности при передаче данных применяется выражение (1):

$$C_{\text{сист.}} = \frac{N_{\text{ТХ}}}{E_{\text{сист.}}}; \quad (1)$$

где $E_{\text{сист.}}$ – энергия, затраченная всей системой на передачу данных за промежуток t , $N_{\text{ТХ}}$ – объем переданных аудиоданных за данный промежуток времени. $E_{\text{сист.}}$ определяется по формуле

(2), как количество затраченной энергии каждым узлом за время t , а N_{TX} по формуле (3), как количество принятых бит окончательными устройствами за время t .

$$E_{cum.} = E_{node1} + E_{node2} + \dots + E_{nodeN} = \sum_{i=1}^N E_{nodei}; \quad (2)$$

$$N_{TX} = N_{node1} + N_{node2} + \dots + N_{nodeN} = \sum_{i=1}^N N_{nodei}; \quad (3)$$

Для сокращения затраченной энергии на переданный бит информации необходимо уменьшить суммарное количество затраченной энергии при передаче, которое зависит от примененных протоколов маршрутизации и алгоритмов доступа MAC-уровня (Medium Access Control) к среде.

В работе [4] при передаче данных от нескольких источников к нескольким получателям используется протокол маршрутизации TOR. В данном протоколе задействуются все соседние узлы, находящиеся вблизи узла источника. На Рис. 2-а изображено два потока аудиоданных (от узла S1 до узла D1, D2 и от узла S2 до узла D3).

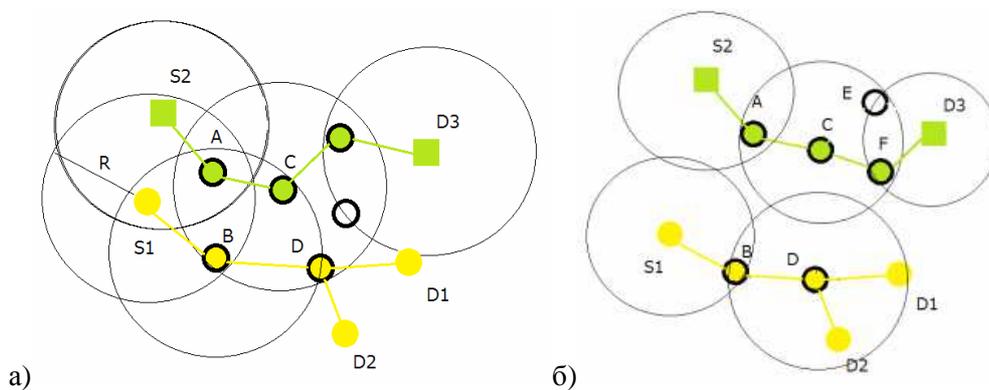


Рис.2. а) Маршрутизация TOR б) Пространственное разделение узлов

В соответствии с протоколом маршрутизации TOR предпочитаемые ретрансляционные узлы должны иметь меньшее количество хопов до узла назначения. Для потока S1-D1-D2 ретрансляционными узлами будут узлы B и D. Поскольку в радиус покрытия узла S1 входит несколько узлов, в том числе узел A, то он также примет передаваемый пакет. Аналогично для узлов B, C и D. Покрытие при передаче нескольких станций означает наличие общего разделяемого пространства, то есть осуществление конкурирующего доступа к среде передачи, а следовательно, внесение дополнительных задержек, влияющих на качество обслуживания. Для того чтобы уменьшить количество коллизий при передаче, предлагается уменьшить радиус действия узлов – применить «умное покрытие» сети (Рис. 2-б). Уменьшая количество соседей, находящихся в радиусе действия передающего узла, можно увеличить энергоэффективность сети, поскольку сокращается количество узлов, принимающих пакеты с данными, но не участвующих в их ретрансляции, снижается количество коллизий N_c , появляется возможность одновременной передачи данных. Алгоритм «умного покрытия» сети применяется после стадии образования сети, когда уже определен координатор (если он необходим) и сенсорные узлы присоединились к сети.

Основная идея алгоритма заключается в том, что узел должен отрегулировать свой радиус покрытия настолько, насколько ему достаточно для передачи данных соседнему узлу, избегая при этом доступ к разделяемому каналу связи других узлов.

Для проверки энергоэффективного алгоритма передачи аудиоданных было проведено имитационное моделирование сети, которое подтвердило увеличение энергоэффективности при передаче аудиоданных.

Исследуемый метод пространственного разделения узлов позволяет повысить энергоэффективность сети за счет уменьшения количества соседних узлов, влияющих на передачу аудиоданных. Проведенное имитационное моделирование показало энергоэффективность применяемого метода передачи для беспроводной аудио-сенсорной сети с автономными источ-

никами питания. При моделировании не учитывались потери пакетов при передаче аудиоданных, а также не рассматривалась сеть при большом количестве конкурирующих потоков, поэтому необходимо проводить дальнейшие исследования.

Литература

1. Bidong C., Audio recognition with distributed wireless sensor networks: thes.; University of Victoria - Canada, 2010. – P.59.
2. Hu W., The design and evaluation of a hybrid sensor network for cane-toad monitoring // Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005.Fourth International Symposium, 2005. – P.503-508.
3. Brunelli D., Maggiorotti M. [et al.], Analysis of audio streaming capability of ZigBee networks // Wireless Sensor Networks, Lecture Notes in Computer Science, 2008, vol. 4913, 2008. – P.189-204.
4. Li L., Xing G. [et al.], Adaptive Voice Stream Multicast over Low-power Wireless Networks, Technical Report MSU-CSE-10-16, Computer Science and Engineering, Michigan State University, East Lansing, Michigan, 2010

В.В. Ромашов,
К.К. Храмов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: hramovkk.lan@mit.ru

Анализ влияния параметров квадратурных преобразователей сигналов на спектральные характеристики ЦВС

В современных формирователях сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов и систем ФАПЧ широкое применение находят квадратурные преобразователи сигналов [1, 2]. Они используются в качестве перемножителей сигналов, смесителей с подавлением зеркального канала при преобразовании частоты вниз, для однополосного преобразования частоты, а также для осуществления квадратурной модуляции/демодуляции сигналов (квадратурные или IQ-модуляторы/демодуляторы) на промежуточной или непосредственно на несущей частоте [2].

Квадратурные модуляторы являются, как правило, активными и реализуются в интегральном исполнении на основе двойных балансных смесителей (ячеек Гильберта) на биполярных или полевых транзисторах. Известными достоинствами такой реализации являются:

- высокий коэффициент подавления сигнала и шумов опорного источника;
- высокое подавление побочных каналов преобразования (четных гармоник входного сигнала и опорного источника);
- хорошая развязка между входными и выходной цепями;
- широкий динамический диапазон входных сигналов;
- широкая полоса пропускания.

Однако аналоговые квадратурные модуляторы обладают рядом недостатков и ограничений, которые приводят к искажениям формы формируемого сигнала и, как следствие, ухудшают его спектральные характеристики. К таким недостаткам относятся:

- нелинейность амплитудной характеристики смесителей, характеризующаяся уровнем 1-дБ компрессии;
- вносимые смесителем шумы преобразования, характеризующиеся коэффициентом шума;
- конечные значения коэффициентов изоляции между входными и выходной цепями;
- сдвиг постоянной составляющей модулирующих сигналов.

В работе изучаются вопросы построения формирователей сигналов на основе интегральных цифровых вычислительных синтезаторов и квадратурных преобразователей сигналов. Проводится анализ спектральных характеристик исследуемых структур формирователей сигналов. Исследуется влияние нелинейности амплитудной характеристики квадратурного модулятора и сдвига постоянной составляющей модулирующих сигналов на спектральные характеристики формирователей. Рассчитываются спектральная плотность мощности и уровень дискретных спектральных составляющих выходного сигнала квадратурного модулятора при отстройках до 1 МГц от несущего колебания.

В докладе рассматриваются основные характеристики и параметры интегральных квадратурных модуляторов ведущих производителей, дается оценка их влияния на спектральные характеристики формирователей сигналов на основе ЦВС, приводятся соответствующие расчетные соотношения и графические зависимости.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Ромашов В.В. Формирователи сетки опорных частот возбуждителя передатчика с использованием образов основной частоты / В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2011. – Вып. 13. – С. 44-47.
2. Белов Л.А. Преобразователи частоты. Современные ВЧ-компоненты. // Электроника: НТБ. – 2004, № 2. – С.45-50.

Возможность реализации спектрального анализа на основе непрерывных кусочно-линейных функций на кристалле ПЛИС

На сегодняшний момент основой для алгоритмов цифровой свертки является быстрое преобразование Фурье. Скорость вычислений БПФ алгоритмов весьма высока. Однако БПФ имеет ряд недостатков связанных с использованием трансцендентных функций и комплексной арифметики даже в тех случаях, когда свертка вещественная.

Использование интерполяционных методов (китайская теорема об остатках, умножение по модулю циклотомических полиномов, преобразование матрицы) оправдано только в случае коротких сверток. На больших свертках данные алгоритмы становятся неэффективными, так как требуют большого количества операций и ресурсов памяти.

В работах [1-3] предложены методы реализации спектрального преобразования на основе непрерывных кусочно-линейных функций.

Для получения значений спектральных гармоник используются отношения:

$$fs_m = \frac{1}{m} \cdot \left[\sum_{n=0}^N (k_n \cdot (\sin(m \cdot t_2) - 2 \sin(m \cdot T_n) - m \cdot (t_2 - T_n) \cdot \cos(m \cdot t_2) + \sin(m \cdot t_1) - m(t_1 - T_n) \cdot \cos(m \cdot t_1))) \right]$$
$$fs_m = \frac{1}{m} \cdot \left[\sum_{n=0}^N (k_n \cdot (\cos(m \cdot t_2) - 2 \cos(m \cdot T_n) + m \cdot (t_2 - T_n) \cdot \sin(m \cdot t_2) - \cos(m \cdot t_1) + m(t_1 - T_n) \cdot \sin(m \cdot t_1))) \right] \quad (1)$$

где m – количество спектральных компонент; T – временные отсчеты; k – коэффициенты аппроксимации.

Реализация модели спектрального анализа осуществляется при помощи языка аппаратного синтеза VHDL и программы моделирования электронных устройств, ModelSim-Altera 10.0.

В качестве базовых значений для расчета используется внешний файл с реализацией временных и амплитудных значений дискретного сигнала. Формирование внешнего файла осуществляется при помощи программы математического моделирования Mathcad. Программа представляет собой блок из 5 процессов: 1 – процесс считывания временных и амплитудный отсчетов их внешнего файла; 2 – процесс расчета коэффициентов; 3 и 4 – процесс расчета действительных и мнимых значений спектральных составляющих; 5 – расчет спектральных составляющих на основе действительных и мнимых значений.

Результаты сохраняются во внешний файл, который впоследствии используется для анализа и сравнения результатов при помощи программы математического моделирования MathCAD.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00348 а, № 13-07-97520 р_центр_а.

Литература

1. Курилов И.А., Романов Д.Н. Цифровая реализация преобразования Фурье на основе непрерывных кусочно-линейных функций /Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2010. – № 12. – с. 12-14.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Спектральный анализ импульсных последовательностей на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2009. – № 11. – с. 83-87.
3. Курилов И.А., Романов Д.Н. Применение непрерывных кусочно-линейных функций для аппроксимации характеристик и спектрального анализа / Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2007. – № 8. – с. 11-16.

Использование оконных функций в алгоритме формирования провалов в ДН АР

Применение оконных функций – это достаточно перспективное направление в антенной технике, поскольку они могут использоваться, как аппроксимирующие функции для решения задач по формированию нулевого уровня приема в ДН, а, именно, для построения адаптивной антенной решетки.

На сегодняшний день исследовано множество самых различных оконных функций, которые могут применяться с различной степенью эффективности.

Была подробно рассмотрена возможность использования прямоугольного окна и окна Хемминга для реализации провала в ДН антенной решетки, то есть для формирования ДН специальной формы. При практической реализации это даёт возможность точно выделить полезный сигнал на фоне прихода помехи по определённому направлению.

Кроме того, было исследовано восстановление ДН в зависимости от угловой области подавления (в ближней, дальней зонах и т.д.), а также применено ограничение пространственной координаты распределения тока в процессе синтеза антенной решетки.

В конечном счете, сравнивались и оценивались восстановленные дискретные ДН, рассчитанные по следующей формуле:

$$F_{vos}(\Theta) = \sum_{j=0}^N I(j) \cdot \exp(i \cdot \psi_j - i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\Theta)) \quad (1)$$

По полученным результатам были сделаны выводы, что оконные функции могут быть использованы для решения задач по формированию нулей в ДН антенной решетки, а так же имеется возможность варьирования угловых секторов подавления. Кроме того, выявлено, что использование окна Хемминга даёт лучшие результаты, чем прямоугольное окно.

Литература

1. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. М.: Сов. Радио. 1980;
2. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Недра, 1987. – 221 с.

Решение вопросов ограничения пространственной координаты распределения тока для физической реализации специальной ДН антенной решетки

Современная теория синтеза антенн включает в себя раздел, посвященный реализации различных требований к заданной диаграмме направленности (ДН) специальной формы. Наиболее перспективным направлением здесь является формирование нулевого уровня приема ДН, то есть построение адаптивной антенной решетки.

Для того, чтобы реализовать ДН определенной формы, которая будет обеспечивать автоматическое подавление помех, действующих по боковым лепесткам, что является важным средством борьбы с радиопротиводействием в радиолокации, необходимо правильно обеспечить распределение токов по излучателям антенной системы [1].

Определение распределения тока по излучателям осуществляется на основе обратного преобразования Фурье от заданной ДН антенной решетки:

$$I = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} F_{ZAD} \cdot e^{i \cdot \Theta \cdot l} d\Theta, \quad (1)$$

где F_{ZAD} - ДН заданной формы, которая является произведением исходной ДН и весовой функции.

Чтобы восстановить дискретную ДН предполагаемой формы, необходимо распределение токов по излучателям антенны подставить в следующую формулу [2]:

$$F_{VOS}(\Theta) = \sum_{j=0}^N I(j) \cdot \exp(i \cdot \psi_j - i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\Theta)) \quad (2)$$

Задача состоит в том, чтобы свести к минимуму разницу в форме между теоретически рассчитанной ДН и восстановленной дискретной ДН. Для решения данной задачи предлагается ограничить пространственную координату распределения тока. Такое ограничение осуществляется заменой индекса j в формуле (2) следующим выражением:

$$n(j) = \frac{N}{l} \cdot j \quad (3)$$

Формула (2) принимает следующий вид:

$$F_{VOS}(\Theta) = \sum_{j=0}^N I(n(j)) \cdot \exp(i \cdot \psi_j - i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\Theta)) \quad (4)$$

Параметр l определяется точкой пересечения кривой распределения тока дискретной весовой функции с прямой по уровню 0,1 (данное значение выбрано, как числовой критерий определенности).

Использование данного метода ограничения пространственной координаты распределения тока позволяет добиться лучших результатов при формировании ДН специальной формы, что даёт возможность получить максимальные провалы в ДН по направлению прихода помехи при построении адаптивной АР.

Литература

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с., ил.
2. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. М.: Сов. Радио. 1980.

Алгоритм дальномерного суммарно-дальномерного оценивания положения объекта в геоцентрической системе координат

Для получения оценки высоты, учитывающей кривизну поверхности Земли, будем рассматривать движение воздушного объекта в геоцентрической системе координат. Как показано на рисунке 1, горизонтальными координатами воздушного объекта $x - x_A$ и $y - y_A$ здесь будут длины дуг \overline{AN} и \overline{EN} на поверхности сферы радиусом R_T с центром в точке P , которые расположены во взаимно перпендикулярных плоскостях, проходящих через центр сферы и точки A и E на ее поверхности.

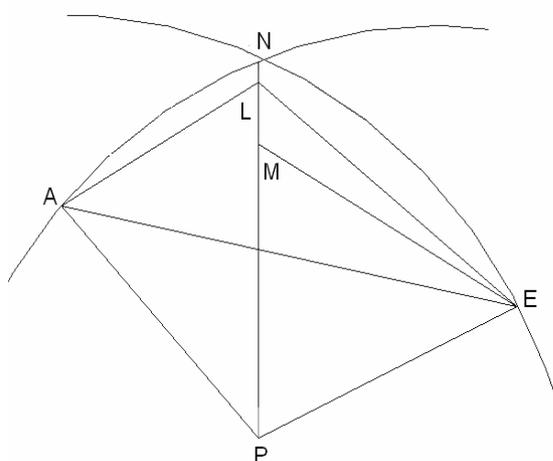


Рис. 1. Геометрические построения для определения горизонтальных геоцентрических координат воздушного объекта

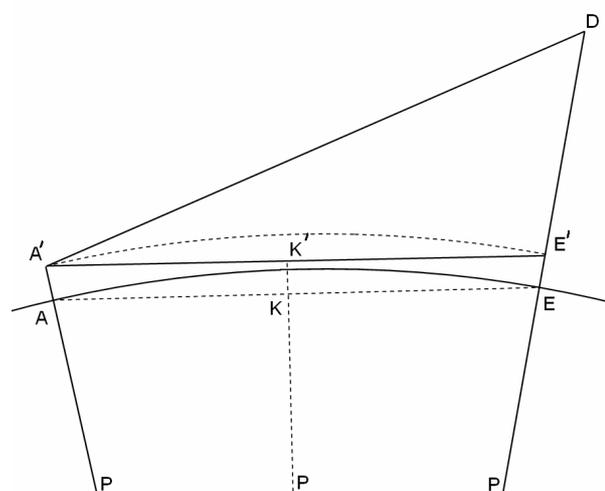


Рис. 2. Геометрические построения для определения вертикальной геоцентрической координаты воздушного объекта

Заметим, что x_A и y_A являются горизонтальными координатами позиции A . Углы, под которыми видны дуги \overline{AN} и \overline{EN} длиной $x - x_A$ и $y - y_A$ из центра сферы P , равны отношению этих длин к радиусу сферы и являются геоцентрическими координатами точки E относительно точки A .

Опуская перпендикуляры из точек A и E на линию пересечения \overline{NP} указанных взаимно перпендикулярных плоскостей, получаем 4-и прямоугольных треугольника. С помощью первых 2-х прямоугольных треугольников ALP и EMP , острые углы которых в вершине P определяются длинами дуг $x - x_A$ и $y - y_A$, находятся длины отрезков \overline{AL} , \overline{EM} и \overline{LM} :

$$\overline{AL} = R_T \sin\left(\frac{y - y_A}{R_T}\right), \quad \overline{EM} = R_T \sin\left(\frac{x - x_A}{R_T}\right), \quad \overline{LM} = R_T \left[\cos\left(\frac{y - y_A}{R_T}\right) - \cos\left(\frac{x - x_A}{R_T}\right) \right].$$

С помощью 3-го прямоугольного треугольника EML находим дополнительно к уже найденной стороне \overline{AL} 2-ю сторону \overline{EL} 4-го прямоугольного треугольника, гипотенузой которого является отрезок \overline{AE} . В результате получаем зависимость длины отрезка \overline{AE} от горизонтальных координат воздушного объекта, представленную выражением (1):

$$\begin{aligned}\overline{AE} &= R_T \sqrt{\sin^2\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right) + \left[\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right) - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\right]^2 + \sin^2\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)} = \\ &= \sqrt{2}R_T \sqrt{1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)}\end{aligned}\quad (1)$$

Для нахождения вертикальной координаты следует перейти в плоскость треугольника APE , построения на которой отдельно показаны на рисунке 3.

Здесь $\overline{A'D} = R_0$, $\overline{AA'} = \overline{EE'} = z_A$, $\overline{ED} = z$, $\overline{E'D} = z - z_A$, $\overline{AP} = \overline{EP} = R_T$, где R_0 - дальность до воздушного объекта от дальномерной позиции A , z - высота воздушного объекта, z_A - высота подъема антенны в позиции A . Длина отрезка \overline{AE} определяется выражением (1).

Отрезок $\overline{A'E'}$ является стороной треугольника $A'PE'$, подобного треугольнику APE со стороной \overline{AE} , поэтому

$$\overline{A'E'} = \sqrt{2}(R_T + z_A) \sqrt{1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)}.\quad (2)$$

Уравнение, связывающее горизонтальные геоцентрические координаты воздушного объекта с вертикальной координатой, находится из треугольника $A'DE'$ по теореме косинусов:

$$\overline{A'D}^2 = \overline{A'E'}^2 + \overline{E'D}^2 - 2 \cdot \overline{A'E'} \cdot \overline{E'D} \cdot \cos(\angle A'E'D),\quad (3)$$

где

$$\cos(\angle A'E'D) = -\cos(\angle KEP) = -\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)}.$$

Рассуждая аналогично относительно измерений из позиций B и C , получаем в результате уравнения (4), (5) и (6), связывающие результаты очередных измерений R_0 , R_1 и R_2 с неизвестными геоцентрическими координатами воздушного объекта x , y , z , где R_0 - дальность до воздушного объекта от активной позиции A , а R_1 и R_2 - суммарные дальности от активной позиции A до воздушного объекта и от воздушного объекта до пассивных позиций B и C .

$$2\left(1 + \frac{z}{R_T}\right)\left(1 + \frac{z_A}{R_T}\right)\left[1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)\right] + \left(\frac{z-z_A}{R_T}\right)^2 = \left(\frac{R_0}{R_T}\right)^2\quad (4)$$

$$2\left(1 + \frac{z}{R_T}\right)\left(1 + \frac{z_C}{R_T}\right)\left[1 - \cos\left(\frac{x-x_C}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_C}{R_T}\right)\right] + \left(\frac{z-z_C}{R_T}\right)^2 = \left(\frac{R_1 - R_0}{R_T}\right)^2\quad (5)$$

$$2\left(1 + \frac{z}{R_T}\right)\left(1 + \frac{z_C}{R_T}\right)\left[1 - \cos\left(\frac{x-x_C}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_C}{R_T}\right)\right] + \left(\frac{z-z_C}{R_T}\right)^2 = \left(\frac{R_2 - R_0}{R_T}\right)^2\quad (6)$$

Система уравнений (4), (5) и (6) является трансцендентной. Для ее решения необходимо использовать численные методы, например, метод Ньютона. Найдя решение системы уравнений (4), (5) и (6), получим искомую оценку положения воздушного объекта в геоцентрической системе координат.

Алгоритм дальномерного суммарно-дальномерного оценивания положения воздушного объекта в декартовой системе координат при произвольных координатах позиций

Рассмотрим вопрос о построении дальномерного суммарно-дальномерного алгоритма оценивания координат воздушного объекта в трехмерном пространстве в общем случае, когда декартовы координаты позиций приема A , B и C произвольны. Передатчик расположен в позиции A . Геометрические построения для определения декартовых координат x , y и z воздушного объекта, расположенного в точке D , приведены на рисунке 1.

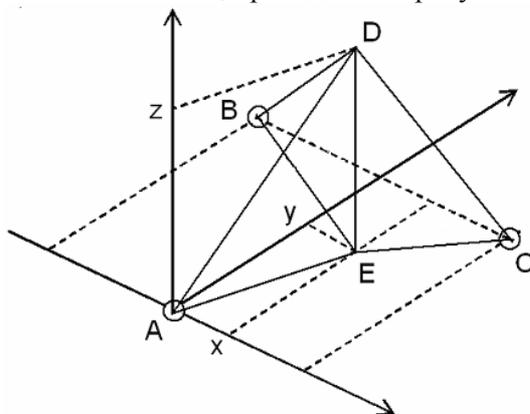


Рис. 1. Геометрические построения для определения декартовых координат
 воздушного объекта в трехмерном пространстве

При произвольных декартовых координатах x_A, y_A и z_A позиции приема A , координатах x_B, y_B и z_B позиции приема B и координатах x_C, y_C и z_C позиции приема C длины отрезков \overline{AD} , \overline{BD} и \overline{CD} определяются с помощью евклидовой нормы. В результате получаем следующую систему квадратных уравнений:

$$\begin{aligned} (x-x_A)^2 + (y-y_A)^2 + (z-z_A)^2 &= R_0^2, \\ (x-x_B)^2 + (y-y_B)^2 + (z-z_B)^2 &= (R_1 - R_0)^2, \\ (x-x_C)^2 + (y-y_C)^2 + (z-z_C)^2 &= (R_2 - R_0)^2. \end{aligned} \quad (1)$$

где R_1 и R_2 - суммарные дальности до точки A , измеренные из точек B и C по сигналу, отраженному воздушным объектом в точке D ; R_0 - дальность до воздушного объекта D , измеренная из точки A ;

Выделяя в явном виде во 2-ом и 3-ем уравнениях системы (1) слагаемое $(x-x_A)^2 + (y-y_A)^2 + (z-z_A)^2$ и заменяя его на R_0^2 , получаем следующую систему линейных уравнений:

$$\begin{aligned} 2(x-x_A)(x_A-x_B) + (x_A-x_B)^2 + 2(y-y_A)(y_A-y_B) + (y_A-y_B)^2 + \\ + 2(z-z_A)(z_A-z_B) + (z_A-z_B)^2 &= (R_1 - R_0)^2 - R_0^2 = R_1(R_1 - 2R_0) \\ 2(x-x_A)(x_A-x_C) + (x_A-x_C)^2 + 2(y-y_A)(y_A-y_C) + (y_A-y_C)^2 + \\ + 2(z-z_A)(z_A-z_C) + (z_A-z_C)^2 &= (R_2 - R_0)^2 - R_0^2 = R_2(R_2 - 2R_0) \end{aligned} \quad (2)$$

Решая систему линейных уравнений (2), выражаем горизонтальные координаты воздушного объекта через вертикальную координату:

$$\begin{aligned}
x - x_A &= \frac{1}{2}(y_A - y_C) \frac{R_1(R_1 - 2R_0) - (x_A - x_B)^2 - (y_A - y_B)^2 - (z_A - z_B)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)} - \\
&- \frac{1}{2}(y_A - y_B) \frac{R_2(R_2 - 2R_0) - (x_A - x_C)^2 - (y_A - y_C)^2 - (z_A - z_C)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)} - \\
&- (z - z_A) \frac{(z_A - z_B)(y_A - y_C) - (z_A - z_C)(y_A - y_B)}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)}, \tag{3}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
y - y_A &= -\frac{1}{2}(x_A - x_C) \frac{R_1(R_1 - 2R_0) - (x_A - x_B)^2 - (y_A - y_B)^2 - (z_A - z_B)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)} + \\
&+ \frac{1}{2}(x_A - x_B) \frac{R_2(R_2 - 2R_0) - (x_A - x_C)^2 - (y_A - y_C)^2 - (z_A - z_C)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)} + \\
&+ (z - z_A) \frac{(z_A - z_B)(x_A - x_C) - (z_A - z_C)(x_A - x_B)}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)}. \tag{4}
\end{aligned}$$

Обозначая в выражениях (3) и (4)

$$\begin{aligned}
\alpha_X &= \frac{1}{2}(y_A - y_C) \frac{R_1(R_1 - 2R_0) - (x_A - x_B)^2 - (y_A - y_B)^2 - (z_A - z_B)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)} - \\
&- \frac{1}{2}(y_A - y_B) \frac{R_2(R_2 - 2R_0) - (x_A - x_C)^2 - (y_A - y_C)^2 - (z_A - z_C)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)}, \\
\beta_X &= \frac{(z_A - z_B)(y_A - y_C) - (z_A - z_C)(y_A - y_B)}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)}, \\
\alpha_Y &= \frac{1}{2}(x_A - x_C) \frac{R_1(R_1 - 2R_0) - (x_A - x_B)^2 - (y_A - y_B)^2 - (z_A - z_B)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)} - \\
&- \frac{1}{2}(x_A - x_B) \frac{R_2(R_2 - 2R_0) - (x_A - x_C)^2 - (y_A - y_C)^2 - (z_A - z_C)^2}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)}, \\
\beta_Y &= \frac{(z_A - z_B)(x_A - x_C) - (z_A - z_C)(x_A - x_B)}{(x_A - x_B)(y_A - y_C) - (x_A - x_C)(y_A - y_B)},
\end{aligned}$$

получаем, следующее представление линейных зависимостей горизонтальных координат от вертикальной координаты:

$$x - x_A = \alpha_X - \beta_X z, \quad y - y_A = -\alpha_Y + \beta_Y z. \tag{5}$$

Подставляя полученные зависимости в 1-ое уравнение системы (1), имеем следующее квадратное уравнение для вертикальной координаты воздушного объекта:

$$(1 + \beta_X^2 + \beta_Y^2)z^2 - 2(\alpha_X \beta_X + \alpha_Y \beta_Y)z + \alpha_X^2 + \alpha_Y^2 = R_0^2, \tag{6}$$

неотрицательное решение которого имеет вид:

$$z = \frac{\alpha_X \beta_X + \alpha_Y \beta_Y}{1 + \beta_X^2 + \beta_Y^2} + \sqrt{\left(\frac{\alpha_X \beta_X + \alpha_Y \beta_Y}{1 + \beta_X^2 + \beta_Y^2} \right)^2 + \frac{R_0^2 - \alpha_X^2 - \alpha_Y^2}{1 + \beta_X^2 + \beta_Y^2}}. \tag{7}$$

Е.В. Федосеева,
А.А. Федосеев
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Оценка влияния ограниченной пространственной селективности антенны на результаты относительных СВЧ радиотеплолокационных измерений

В относительном методе измерения осуществляется прием радиошумового излучения с двух направлений – на исследуемую область пространства и на опорную область с последующим формированием разностного сигнала, величина которого пропорциональна радиояркостному контрасту исследуемой области. В первом приближении считается, что фоновое излучение, принимаемое антенной через область рассеяния ДН с двух направлений, создает одинаковое приращение выходного сигнала радиометра и компенсируется при выполнении разностных измерений. Данная предпосылка правомерна, если фоновое излучение пространства окружающего область исследования достаточно однородно и для дополнительного углового направления на опорную область не происходит значительного перераспределения ДН и областей окружающего пространства с сильно различающимся уровнем радиошумового излучения. При нарушении указанных условий, например в случае невысокой пространственной селективности антенны, сигнал, формируемый при направлении на опорную область, отличается от величины прироста основного выходного сигнала радиометра, что приводит к неполной компенсации фонового шума.

Влияние ограниченной пространственной селективности антенны на погрешность относительных радиотеплолокационных измерений радиояркостного контраста $\Delta T_{\text{я}}$ в первом приближении можно оценить погрешностью компенсации фонового шума $\Delta T_{\text{ф}}$ при выполнении процедуры нахождения разности двух входных сигналов.

Анализ результатов численного моделирования погрешности измерения радиояркостного контраста при наличии погрешности компенсации фонового шума $\Delta T_{\text{ф}}$ позволяет сделать следующие выводы:

- при неполной компенсации фонового шума при измерении радиояркостного контраста погрешность измерения возрастает при малых величинах $\Delta T_{\text{я}}$: при чувствительности радиометра 1К для радиояркостного контраста $\Delta T_{\text{я}} = 10\text{К}$ погрешность измерения при погрешности компенсации фонового шума $\Delta T_{\text{ф}} = 0\text{К}$, 10К и 20К равна соответственно 21%, 32.5%, 54.2%. а при чувствительности радиометра 0.1К, значения аналогичных погрешностей составляют 3.4%, 25.1%, 50.1%;

- для чувствительности радиометра 0.1К и выше основной вклад в погрешность измерения радиояркостного контраста при небольших его значениях $\Delta T_{\text{я}}$ дает погрешность компенсации фонового шума, при этом величина общей погрешности измерений и ее составляющей, обусловленной нескомпенсированностью фонового шума, практически полностью совпадают.

Таким образом, ограниченная пространственная селективность антенны, приводящая к неполной компенсации фонового шума при проведении относительных измерений за счет различий его уровня по двум существенно различающимся направлениям – на исследуемую и опорную область сильно влияет на точность измерения радиояркостного контраста, особенно при применении высокочувствительных приемников в составе радиотеплолокационной системы.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ 12-02-97520-р_центр_а, 13-02-97522-р_центр_а, 13-02-97527-р_центр_а, 13-02-00288 а.

Е.В. Федосеева,
А.А. Федосеев
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Анализ влияния неоднородности фонового шума на результаты абсолютных СВЧ радиотеплолокационных измерений

В абсолютном методе измерения радиояростная температура исследуемой области оценивается непосредственно по величине антенной температуры, измеряемой радиометром, при проведении соответствующей калибровки системы. Наличие в составе антенной температуры составляющих, обусловленных приемом радиошумового излучения – фонового шума через область рассеяния диаграммы направленности (ДН) антенны, накладывает определенные ограничения на возможность проведения абсолютных измерений – достаточно однородные излучательные свойства исследуемого пространства в пределах большой угловой области, соответствующей полному лепестку ДН антенны, при условии высокой избирательности антенны. В частности, абсолютный метод применяется при радиотеплолокационных исследованиях безоблачной атмосферы или слоистых облаков.

Неоднородность фонового шума приводит к погрешности абсолютных измерений, т.к. при их выполнении основная предпосылка состоит в принятии равенства радиояростных температур пространства, соответствующих области главного лепестка и области рассеяния ДН антенны.

Для оценки влияния неоднородности фонового шума на погрешность абсолютных радиотеплолокационных измерений была принята простая модель неоднородности фонового шума – $\bar{T}_\phi = \alpha \bar{T}_{гл}$ и, исходя из этого условия, оценивался вклад неоднородности фонового шума в общую погрешность измерений.

Анализ полученных результатов численного моделирования позволил сделать следующие выводы:

– относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиотеплолокационной системой увеличивается с ростом коэффициента неоднородности фонового шума α , в среднем увеличение коэффициента неоднородности α на 10% приводит к возрастанию общей погрешности измерений на 1%;

– анализ относительного вклада в общую погрешность измерения погрешностей оценки параметров радиотеплолокационной системы и характеристик фонового шума показал, что при увеличении чувствительности радиометра перераспределяется относительный вклад указанных погрешностей: при высокой чувствительности основные составляющие общей погрешности обусловлены неточностью оценки фонового шума и коэффициента рассеяния антенны;

– относительный вклад погрешности оценки фонового шума в общую погрешность измерения радиояростной температуры $\delta_{Т_{гл}}$, тем существеннее, чем больше радиояростная температура области исследования при одних и тех же значениях чувствительности радиометра.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ 12-02-97520-р_центр_а, 13-02-97522-р_центр_а, 13-02-97527-р_центр_а, 13-02-00288 а.

Литература

1. Степаненко В.Д., Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. – Л.: Гидрометеиздат, 1987. – 284 с.
2. Котляр И.Б., Хапин Ю.Б. Анализ погрешностей абсолютных измерений излучения в микроволновом диапазоне. В кн. Радиофизические методы исследования природной среды. – Л.: Гидрометеиздат, 1986. - Вып. 26. – С.79–85.