

### Применение метода физической оптики при расчётах зеркальных параболических антенн

В настоящее время актуальной проблемой является анализ и расчет характеристик излучения зеркальных антенн с большими габаритами с помощью прикладных специализированных программ, которые используют приближенные методы.

Как известно зеркальные антенны используются в спутниковой связи и радиоастрономии, но их размеры доходят до сотни метров, это означает, что их электрические размеры, могут составлять до сотни длин волн. Поэтому при расчете таких больших конструкций электродинамическими методами потребовалось бы огромное количество вычислительных затрат[1]. Для решения этой проблемы используют приближенные методы, геометрическая теория дифракции, методы геометрической оптики, а так же методы физической оптики и физической теории дифракции[2].

Самый популярный метод – это метод физической оптики, так как он является более эффективным и точным и дает аппроксимацию поверхностного электрического тока для идеально проводящих рефлекторов. Математически его можно описать как:

$$\vec{j}^a = 2 [\vec{H}, \vec{n}] \quad (1)$$

где  $\vec{n}$  – вектор нормали для каждой точки поверхности рефлектора;  $\vec{H}$  – вектор магнитного поля, создаваемого в данной точке первичным облучателем;  $\vec{j}^a$  – поверхностный электрический ток на металлическом рефлекторе.

Следующим шагом является нахождение по известному электрическому току излучение зеркальной антенны (вторичное поле)[1]. Расчет вторичного поле сводиться к вычислению двумерных интегралов Фурье от поверхностного электрического тока. В отличие от электродинамических методов решения, которых сводиться к системе уравнения Максвелла метод физической оптики не требует решения системы линейных алгебраических уравнений.

При анализе и проектирование зеркальных антенн прибегают к использованию программ созданных для выполнения конкретных поставленных задач. Программный пакет GRASP компании TICRA[3], коммерческая специализированная программа для предоставления стандарта точного моделирование антенн. Mirror[4] программа аналогичная GRASP но имеет более высокую скорость расчета, что позволяет просчитать большее количество вариантов на этапе эскизного проектирования. Более отличительная из них FEKO[5], которая может эффективно рассчитать зеркальную антенну одна из мощнейших САПР СВЧ программ. Эта универсальная программа позволит проектировать, создавать и оптимизировать разного рода излучающие конструкции. В этих программах и используется метод физической оптики, но даже при использовании современных САПР СВЧ систем стоит отметить, что время расчета в некоторых случаях будет продолжительным.

Так как этих программ нет в свободном доступе, а приобретение напрямую у разработчиков стоит не дешево. Использование студентами для обучения и получения практических навыков моделирования СВЧ конструкций является проблематичным.

#### Литература

1. Vaars J. The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication. Springer. 2007.
2. Хенл Х., Мауэ А., Вестпфаль К. Теория дифракции. мир. 1964.
3. [www.ticra.com](http://www.ticra.com).
4. Программа «Mirror» ( авторы – разработчики: Чадов С.Е., Кондратьев А.С., Лаврецкий Е.И. Особое конструкторское бюро МЭИ). [www.kiasystems.ru](http://www.kiasystems.ru).
5. [www.feko.com](http://www.feko.com).

А.Е. Буковская, Н.Е. Малыгина

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. В.В. Терсин

*Муромский институт Владимирского государственного университета*

*602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23*

*e-mail: itpu@mivlgu.ru*

### **Алгоритм совместного обнаружения и измерения частоты Доплера неэквилидистантной последовательности ФКМ сигналов радиолокатора на фоне пассивной помехи и шума**

Подавление пассивной помехи осуществляется с помощью матричного фильтра, в котором вектор отсчетов смеси сигнала, помехи и шума умножается на обратную корреляционную матрицу помехи. Поскольку помеха представляет собой узкополосный гауссов процесс с неизвестной центральной частотой спектра, используется набор матричных фильтров, разнесенных по частоте на половину ширины спектра помехи. В этом случае потери в коэффициенте подавления из-за неточной настройки фильтров не превышают 5 дБ. Поскольку при указанном разносе центральных частот фильтров пассивная помеха попадает сразу в 3 фильтра, при необходимости можно с помощью квадратичной интерполяции достаточно точно определить центральную частоту спектра помехи.

Коэффициент подавления, равный отношению суммарной мощности сигналов всех каналов на входе к суммарной мощности сигналов всех каналов на выходе матричного фильтра, применяется для выбора фильтра, последовательность векторов выходных сигналов которого используется в дальнейшем для корреляционно-фильтрового обнаружения. Выбирается фильтр с максимальным коэффициентом подавления помехи.

Обнаружение неэквилидистантной пачки фазокодированных (ФКМ) сигналов на фоне остатков помехи и шума производится по максимуму Фурье-спектра смешанной эквилидистантно-неэквилидистантной последовательности импульсов, эквилидистантные части которой появляются в результате неполного сжатия каждого ФКМ сигнала пачки, имеющего доплеровское смещение частоты. Неполное сжатие возникает из-за того, что длительность части сигнала, которую можно сжать без больших потерь, ограничена сверху половиной периода максимальной частоты Доплера. Для (неполного) сжатия ФКМ сигнала используются линейный с нормировкой по мощности шума, ранговый и знаковый корреляторы. Длительности межимпульсных интервалов, заданные в дискретах, имеют наибольший общий делитель (НОД), равный 32, а один дискрет равен 0.833 Мкс. Использовалась последовательность из 8 ФКМ импульсов с базой 128 дискрет и межимпульсными интервалами из 37, 56, 43, 42, 39, 53, 52 НОД. Вероятность ложной тревоги равнялась 0,01.

Известно, что длительность части сигнала, которую можно сжать без больших потерь, ограничена сверху половиной периода максимальной частоты Доплера. Если 4 дБ потерь, которые получаются при указанном ограничении, покажутся недопустимо большими, то потери можно уменьшить до 1 дБ, увеличив число эквилидистантных частей в 2 раза за счет соответствующего уменьшения НОД межимпульсных интервалов. В этом случае максимальная частота спектра неэквилидистантной последовательности, определяемая произведением НОД на дискрет времени, увеличится и станет в 2 раза больше заданной максимальной частоты входного сигнала.

Для каждой частоты сигнала преобразование Фурье представляет собой фильтр когерентного накопления с полосой, обратной длительности последовательности. Количество фильтров, перекрывающих весь диапазон однозначно измеряемых частот Доплера, в 2 раза больше длительности эквилидистантно-неэквилидистантной последовательности, измеренной в НОДах. С порогом сравнивается амплитуда сигнала на выходе того фильтра когерентного накопления, где она достигает максимального значения.

Рассмотренный алгоритм корреляционно-фильтрового обнаружения неэквилидистантной последовательности ФКМ сигналов позволяет также оценить неизвестную частоту доплеровского смещения по номеру фильтра с максимальным значением амплитуды выходного сигнала. Для повышения точности измерений используем квадратичную интерполяцию по трем отсчетам спектра: отсчету с максимальным значением и отсчетам соседним с ним слева и справа.

## Секция 05. Алгоритмы и устройства обработки радиотехнической

Двукратное увеличение количества фильтров необходимо также и для того, чтобы на каждую спектральную линию попадало не менее 3-х отсчетов спектра.

### **Исследование медианной фильтрации**

Медианная фильтрация является методом нелинейной обработки сигналов, который может быть полезен при подавлении шумов. Она была предложена в качестве инструмента анализа временных рядов Тьюки еще в 1971 г., а позже ее стали применять также при обработке изображений. Медианная фильтрация осуществляется посредством движения некоторой апертуры вдоль изображения (последовательности) и замены значения элемента изображения в центре апертуры медианой исходных отсчетов внутри апертуры. При этом по сравнению исходным получается более гладкое результирующее изображение (последовательность отсчетов) [1].

Стандартная процедура сглаживания в основном использует линейную фильтрацию нижних частот и часто является наиболее приемлемой процедурой. Процедура линейной фильтрации аналогична операции свертки, поэтому линейную пространственную фильтрацию часто называют «сверткой маски с изображением». Аналогично, маску фильтра иногда называют маской свертки или ядром свертки. Линейные фильтры хорошо работают в условиях воздействия гауссовских шумов, однако помехи на изображениях часто имеют негауссовскую плотность распределения (например, импульсные помехи типа «соль» и «перец»). В связи с этим целесообразно применить нелинейную фильтрацию, частным случаем которой является медианная фильтрация. Основная функция такого фильтра заключается в вычислении медианы значений элементов анализируемой окрестности. Кроме эффективного подавления шума, медианная фильтрация позволяет сохранить резкие перепады в изображениях.

Целью данного доклада является разработка программного обеспечения медианной фильтрации на языке высокого уровня и тестирование на нем изображений, зашумленных импульсными помехами.

В качестве тестовых изображений (эталон без помех) использовались аналитически заданные 3D фигуры (например, колоколообразного типа, наклонной плоскости и др.). В качестве источника помех использовался программный датчик гауссовского шума, шума с  $\epsilon$ -загрязненным распределением и шума с равномерной плотностью распределения. Изображение, поступающее на вход устройства фильтрации, формировалось в виде аддитивной смеси эталона и импульсного шума. В качестве средства обработки изображения применялся программно реализованный медианный фильтр. Фильтрация изображения реализовывалась при помощи медианного фильтра третьего порядка с квадратной маской  $3 \times 3$ . Данная маска просматривает отсчеты изображения слева-направо и сверху-вниз.

Если краевой эффект не учитывать, то обработанное с такой маской изображение будет иметь меньший размер на 2 строки и 2 столбца по краям изображения. Чтобы размер изображения оставался прежним, производился учет краевого эффекта. Учет краевого эффекта осуществлялся тремя способами: добавлением дополнительных строк и столбцов с нулевыми пикселями, повторением крайних строк и столбцов исходного изображения, применением на краях усеченной маски. Тестирование показало, что первые два способа, не смотря на дополнительные затраты памяти дают более высокое качество обработанного изображения, чем при усечении маски.

Тестирование программного алгоритма показало, что при воздействии на изображение импульсных помех с равномерным распределением, медианная фильтрация наиболее лучше справляется с поставленной задачей. На выходе обработанное зашумленное изображение принимает сглаженные контуры и высокую четкость.

### **Литература**

1. Хуанг Т.С., Дж.-О. Эклунд, Г.Дж. Нуссбаумер и др. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / Под ред. Т.С. Хуанга: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

### **Разработка и исследование полосно-пропускающих фильтров на основе коаксиальных керамических резонаторов**

Предоставляются данные практического исследования основных принципов проектирования и наладки полосно-пропускающих фильтров на основе коаксиальных керамических резонаторов. Применение таких коаксиальных керамических резонаторов позволяет решать проблему высокогабаритных устройств путем уменьшения размеров и создавать оборудование с характеристиками, которые были ранее нереальны на основе обычных подходов к решению поставленных задач частотной фильтрации СВЧ сигналов[1].

Успехи в решении проблем уменьшения размеров конструкции, повышения надежности и технологичности радиоэлектронной аппаратуры диапазона СВЧ в настоящее время основаны на внедрении новых видов материалов, при этом улучшение технологии их получения приводит к реализации перспективных твердотельных активных и пассивных приборов.

Резонатор выполнен следующим образом: закороченная на конце экранированная симметричная линия, её длина почти достигает значения  $1/4$  длины волны. Торцевая часть симметричной линии составляет емкость резонатора и является местом подключения резонатора к фильтру.

Сам фильтр состоит из комбинации множества дискретных не проводящих электрический ток резонаторов с разной добротностью и, соответственно, с разной длиной.

Такие резонаторы подключаются на монтажную плату, на которой сформированы площадки для подключения резонаторов [2]. Для того что бы монтировать устройство предусмотрены контакты «вход», «выход» и «земля». Защита фильтра и избежание люфтов конструкции обеспечиваются за счет твердого металлического кожуха.

К плюсам такой конструкции фильтров на дискретных резонаторах можно отнести: возможность индивидуальной настройки каждого резонатора; возможность использования резонаторов с различными параметрами, что позволяет получать амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) необходимой формы; получение фильтров с большим количеством звеньев [3].

Большой характер электромагнитных колебаний в резонаторах, наличие волн высших порядков, возможность использования почти любых конструкций резонаторов и элементов связи и высокая чувствительность электрических параметров к геометрии элементов делают проектирование металлокерамических фильтров особенно требовательным к временным и материальным ресурсам разработчика.

#### **Литература**

1. Baars J. The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication. Springer. 2007.
2. Хенл Х., Мауэ А., Вестпфаль К. Теория дифракции. мир. 1964.
3. [www.ticra.com](http://www.ticra.com).

### **Математическое моделирование фильтрующих и согласующих цепей**

В ходе данной работы были исследованы и проанализированы фильтры и согласующие цепи методами математического моделирования. Рассмотрели подробную классификацию фильтров по виду, назначению и типу. Объяснили, зачем необходимо согласование электро- и радиотехнических цепей, где оно наиболее важно, с помощью чего оно осуществляется, а также как оценить его качество и добиться наилучшего результата.

Далее в работе изучили непосредственно алгоритм синтеза фильтров. А именно два этапа аппроксимацию и реализацию, исходя из заданных полос пропускания и заграждения и потерь в них. Рассмотрели, как применение компьютера позволило изменить традиционный подход к синтезу фильтров, имеющий ряд ограничений, и повысить точность расчетов за счет возможности учета ряда факторов. Привели ряд преимуществ компьютерного подхода, а также раскрыли его суть и алгоритм синтеза.

При помощи программы Mathcad провели математическое моделирование параметрического синтеза СВЧ полосового фильтра на связанных микрополосковых линиях по изложенному алгоритму. Исследование включило в себя четыре раздела.

В первом разделе ввели исходные данные и рассчитали коэффициенты затухания и отражения. Во втором разделе была найдена оптимальная функция цели при помощи поиска оптимальных значения коэффициентов связи, т.е. была рассчитана реальная характеристика фильтра, максимально приближенная к идеальной. В третьем разделе произвели расчет геометрических размеров проектируемого фильтра: ширины и длины микрополосковых линий и зазора между ними. В четвертом разделе привели результаты расчета размеров, построили характеристики затухания: во всей рассматриваемой полосе частот и только в полосе пропускания, а так же характеристику отражения. В итоге получили затухание в полосе пропускания 0,9... 1,1 ГГц не более 0,5 дБ, в полосе заграждения – до 40 дБ. При необходимости характеристику затухания фильтра можно улучшить, не изменяя программу, увеличением числа звеньев.

Далее в работе была изучена функция согласования, были рассмотрены условия идеального согласования, а так же несколько примеров простых схем. Затем подробно рассмотрели проблемы, возникающие при согласовании в полосе частот, особенно при комплексном сопротивлении, когда в некоторых случаях физически невозможно получить идеального согласования. Поэтому был рассмотрен алгоритм поиска оптимального согласования с помощью компьютерного подхода.

Аналогичным образом в программе Mathcad провели параметрический синтез СВЧ согласующей цепи на микрополосковых линиях. Был проведен расчет в три этапа. На первом этапе рассчитали комплексное сопротивление на входе каждого звена. На втором этапе нашли оптимальную функцию цепи, при помощи поиска оптимального значения параметров согласующей цепи, из которых составлено согласующее устройство, т.е. определили геометрические размеры трех отрезков микрополосковых линий, при которых согласующая цепь имеет наименьшие потери в заданной полосе частот. И на третьем этапе рассчитали и построили графики функции затухания и коэффициента отражения в требуемой полосе согласования и за ее пределами. В итоге значение функции цели понизили с 9,18 до 0,407, а первоначальное затухание в диапазоне частот 1...2 ГГц в пределах 3...10 дБ удалось снизить до 0.1...0.3 дБ.

Данное моделирование позволяет значительно упростить и повысить точность синтеза фильтра, при этом появляется возможность учета ряда дополнительных факторов, а также дает возможность облегчить поиск наилучшего согласования электро- и радиотехнических цепей.

Н.Д. Комиссарова, В.В.Шутова  
Научный руководитель: д-р техн. наук, проф. В.В. Костров  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
e-mail:shutik13@mail.ru,merry55@mail.ru

### Исследование алгоритмов представления сигнала ортогональными составляющими

Устройства цифровой обработки сигналов (ЦОС) находят все более широкое применение, так как с их помощью можно создавать устройства с характеристиками, недостижимыми для аналоговых методов обработки сигналов – высокой точностью обработки информации, возможностью реализации сложных алгоритмов обработки, высоким быстродействием. Реализация устройств с ЦОС выгодна с технической и экономической точек зрения из-за их универсальности и возможности работать в различных режимах.

В устройствах с ЦОС широко используются квадратурные составляющие сигналов. Целью работы является исследование алгоритмов представления сигналов ортогональными составляющими.

Для передачи сигналов на большие расстояния используется перенос сигналов по частоте. В результате образуются высокочастотные сигналы, которые являются узкополосными сигналами в широком смысле. Это означает, что в узкополосных сигналах отношение верхней частоты к нижней близко к единице. Разложение узкополосного сигнала на квадратурные компоненты описывается следующей формулой:

$$S(t) = A(t) \cdot e^{j2\pi ft + \phi(t)} = I(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) + Q(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t),$$

где  $I(t) = A(t) \cdot \cos(\phi)t$  и  $Q(t) = A(t) \cdot \sin(\phi)t$  – синфазная и квадратурная составляющие сигнала. Квадратурные составляющие узкополосного в радиотехническом смысле сигнала содержат всю информацию, переносимую сигналом – о фазе, амплитуде и частоте. Одной из основных задач ЦРПУ является выделение квадратурных составляющих и на их основе решение различных задач обработки сигнала: демодуляция, обнаружение, фильтрация, измерение параметров и других

Отсчеты квадратурных составляющих можно получить, производя дискретизацию мгновенных значений радиосигнала. Этот принцип можно реализовать с помощью:

1. Двухканального формирователя квадратур на основе отсчетов исходного сигнала  $s(t)$  и его преобразования Гильберта  $\hat{s}(t)$ .
2. Двухканального формирователя квадратур на основе отсчетов сигнала с выходов смесителей, опорные сигналы гетеродина которых сдвинуты на  $90^\circ$ .
3. Двухканального формирователя квадратур с использованием линии задержки.
4. Одноканального формирователя квадратур на основе дискретизации радиосигнала.

Для формирования квадратурных составляющих полосового радиосигнала при его аналого-цифровом преобразовании в цифровом радиоприемном устройстве и их анализа была разработана программа моделирования, которая работает в соответствии со схемой двухканального формирователя квадратур с использованием линии задержки.

Для моделирования рассчитана частота дискретизации по заданным значениям несущей частоты  $f_0$  и полосы сигнала  $\Delta f_s$  из условия равномерного распределения образов спектра в частотной области. Задана минимальная частота спектра  $f_1$ , равная 20 МГц. Шаг изменения частоты равен 0,1 МГц. Сигнал состоит из 70 гармоник.

При моделировании получены реализации сигналов и их квадратурные составляющие при прохождении через схему двухканального формирователя квадратур с использованием линии задержки. Проведено исследование влияния нелинейности аналогового тракта, влияния разрядности АЦП на качество формирования квадратур, исследование зависимостей относительных ошибок формирования квадратур от параметра нелинейности  $\gamma$  и разрядности АЦП  $N$ , исследование влияния дискретизации и квантования на спектр сигнала.

В результате проведенных исследований было показано, что формирование квадратур с использованием линии задержки является наиболее предпочтительным методом формирования квадратур узкополосного сигнала, поскольку в меньшей степени сказываются нестабильности опорных генераторов и источников сигнала. Кроме того, в этой схеме достигаются малые погрешности представления, достигающие не более 2% по результатам моделирования.

## Секция 05. Алгоритмы и устройства обработки радиотехнической

### Литература

1. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Учебн. пособие. – М.: Радио и связь, 1990.
2. Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А. Алгоритмы и процессоры ЦОС. – СПб.: БХВ-Петербург. 2001.
3. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Изд. 2-е, испр. – М.: Техносфера, 2007.



А.С. Круглов

Научный руководитель: д-р техн. наук, доцент Е.В. Федосеева  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23  
e-mail: *kruglov.a2010@yandex.ru*

### **Результаты корреляционного анализа данных измерений трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы в условиях выпадения дождя**

СВЧ радиометрические системы позволяют по результатам дистанционных измерений мощности собственного радиошумового излучения окружающей среды оценить физические параметры исследуемой области. Так по результатам СВЧ радиометрических измерений радиотеплового излучения атмосферы возможна дистанционная оценка температуры, влажности и интенсивности осадков в атмосфере.

Важным вопросом СВЧ радиометрических исследований является вопрос исключения влияния фоновых шумов, принимаемых через область рассеяния ДН антенны на результаты измерений. Один из методов решения данной проблемы – реализация компенсационных измерений, при которых для приема сигналов применяется двухканальная антенна, имеющая две диаграммы направленности на одной апертуре при работе в двухмодовом режиме общего волновода круглого сечения. В результате на выходе антенны формируются два сигнала – основной измерительный и дополнительный сигнал компенсации [1]. Для разделения сигналов в антенне предусмотрено специальное устройство модовый разделитель [2].

Достоверность оценки физических параметров природных сред по данным СВЧ радиометрических наблюдений возрастает при переходе к многочастотным измерениям. Поэтому вопрос организации одновременного приема радиошумового излучения от одной области пространства в нескольких частотных диапазонах является актуальным направлением развития систем дистанционного зондирования природных сред.

В данной работе анализировались результаты СВЧ радиометрических измерений, полученные в трех частотных диапазонах – 7,5см, 3,2см и 1.35см в СВЧ радиометрической системе с реализацией двухканального приема при компенсации влияния фоновых шумов. Кроме данных о выходных сигналах системы одновременно формировался массив данных, получаемых с метеостанции с периодичностью записи в пять минут.

При обработке данных для возможности проведения корреляционного анализа была выполнена процедура накопления и усреднением результатов измерений по каждому частотному каналу. Т.к. массив данных результатов измерений записывался с периодичностью 0,1с. Для оценки эффективности работы системы были получены данные по корреляции метеорологического параметра – интенсивности дождя и результатов измерения мощности радиошумового излучения атмосферы трехдиапазонной СВЧ радиометрической системой с компенсацией фоновых шумов.

Выполненное исследование показало наличие достаточно сильной корреляционной связи между результатами радиометрических измерений и интенсивностью дождя, причем величина взаимосвязи сильно варьируется в зависимости от частоты исследования и интенсивности осадков.

#### **Литература**

1. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех // Федосеева Е.В. Оpubл.: 20.02.2010 Бюл. №5.
2. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. Оpubл.: 10.06.2007 Бюл. №16.

### **Алгоритм определения трехмерных географических координат низколетящей цели суммарно-дальномерным методом разнесенного приема отраженного сигнала наземными средствами**

Для измерения трехмерных координат воздушных объектов требуется, как минимум, одна передающая и три приемные наземные позиции, трехмерные координаты которых должны быть известны точно. Точное измерение координат наземных позиций производится с помощью многократного использования системы глобального позиционирования ГЛОНАСС во время развертывания позиций. Любая из трех приемных позиций должна находиться не ниже плоскости проходящей через две оставшиеся приемные позиции и касающейся поверхности Земли в точке расположения передающей позиции. Диаграммы направленности приемных позиций должны быть изотропными по азимуту. Диаграмма направленности передающей позиции может быть как изотропной, так и узко направленной по азимуту и косекансной по углу места. Последняя диаграмма направленности позволяет существенно снизить количество облучаемых воздушных объектов и, следовательно, облегчить их отождествление. В отличие от случая, рассмотренного в [1], где центральная позиция являлась приемно-передающей, в рассматриваемой структуре радиолокационного поля нет блокирования приема на время передачи сложного сигнала большой длительности.

При объединении приемных и передающих позиций в единое радиолокационное поле каждая приемная позиция будет обслуживать три передающие позиции, которые излучают три различные М-последовательности или работают на разных частотах. Такое поле позволяет измерять долготу, широту и высоту низколетящих объектов, чем составляет конкуренцию полю из однопозиционных радиолокационных станций с вертикальными антенными решетками, поскольку ненаправленные антенные системы приемных позиций при разнесенном приеме будут иметь существенно меньший вес и могут быть подняты на большую высоту при меньших затратах. Тем более, что антенну передающей позиции поднимать не надо.

С целью определения долготы, широты и высоты воздушного объекта его географические координаты были связаны с географическими координатами передающей и приемных позиций, а также с измеренными суммарными дальностями от передающей до приемных позиций (через воздушный объект). Полученная система из трех трансцендентных уравнений решалась модифицированным методом Ньютона.

После проведения экспериментов с имитационной моделью было выяснено, что оценка высоты является смещенной. С ростом полосы излучаемого сигнала и высоты полета низколетящего воздушного объекта смещение и ошибка оценки высоты уменьшаются, а с ростом расстояния от передающей позиции – увеличиваются. Эксперименты показывают, что для получения приемлемых оценок высоты полоса сигнала не должна быть меньше 20 МГц. Угловые координаты низколетящего воздушного объекта (долгота и широта) измеряются с гораздо более высокой точностью и существенно меньшим смещением.

Было обнаружено, что высота низколетящего воздушного объекта измеряется примерно с той же точностью, как его долгота и широта, если воздушный объект располагается достаточно близко к передающей и приемным позициям. В этом случае высота является частью измеряемой суммарной дальности, что, по-видимому, и является причиной существенного увеличения точности оценки высоты. Для увеличения плотности точек зоны обзора, в которых высота низколетящего воздушного объекта измеряется достаточно точно, следует увеличить количество приемных позиций в два раза.

**Литература**

1. Терсин В.В. Применение разнесенного приема для измерения третьей координаты в поле двухкоординатных радиолокационных станций, Радиотехнические и телекоммуникационные системы, №4, 2012г, стр. 39 - 46.

### Исследование частотных свойств антенн в программе Microwave

Для решения задачи исследования частотных свойств апертурных антенн УКВ диапазона была применена программа CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS), предназначенная для быстрого и точного численного моделирования высокочастотных устройств во временной и частотных областях с использованием прямоугольной или тетраэдральной сеток разбиения. В основе численного моделирования устройств в программе CST MWS использование аппроксимации для идеальных граничных условий.

При моделировании пространственных устройств, в частности антенн, поверхности которых имеют сложную кривизну, возникает необходимость сеточного разбиения с большим количеством ячеек, что невозможно на практике без применения современных программ электродинамического моделирования, к которым относится CST MWS. В программе CST MWS можно исследовать антенну и, изменяя ее параметры, оптимизировать под конкретные условия или требования. Для реальной антенны большинство параметров измерить либо очень трудно, либо практически невозможно. При исследовании же компьютерной модели антенны, становится возможным получение большинства характеристик.

В данной работе было выполнено моделирование зеркальной и рупорных антенн для анализа зависимости их параметров от частоты в широкой полосе частот 40%. На рис. 1 показана модель зеркальной антенны диаметром 0.4 м и фокусным расстоянием 0.151 м и ее диаграмма направленности.

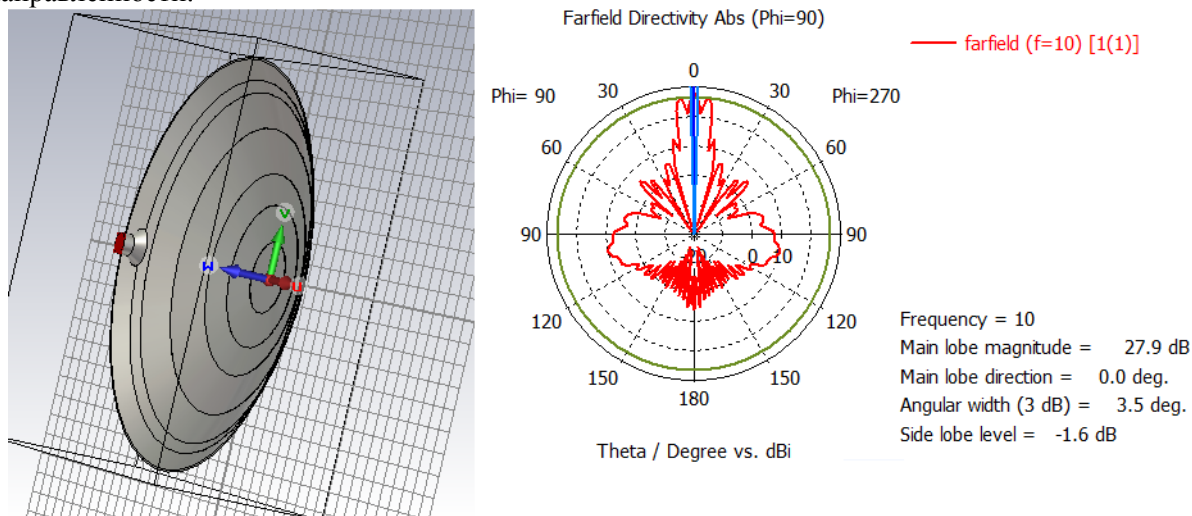


Рис. 1. Модель зеркальной антенны и ее диаграмма направленности

На основе полученных результатов моделирования в заданной полосе частот был выполнен сравнительный анализ частотных зависимостей параметров антенн: ширины диаграммы направленности, уровня бокового излучения, коэффициента усиления рупорных и зеркальных антенн, при условии использования рупорных антенн в качестве облучателей зеркальных антенн.

### **Направленные свойства неэквидистантной трехмерной антенной решетки со случайным пространственным расположением прямо-передатчиков**

В настоящее время двумерные (плоские) эквидистантные антенные решетки находят широкое применение в самолетных и корабельных радиолокационных станциях, а также в радиолокационных станциях предупреждения о ракетном нападении. Такие решетки позволяют выполнять электронное сканирование в двух плоскостях: по азимуту и углу места, формировать нули диаграммы направленности на постановщиков активных помех, подавляя, тем самым, помехи, получать малый уровень боковых лепестков диаграммы направленности с помощью весовой обработки приемных каналов окном Хемминга, а также обеспечивать высокий коэффициент направленного действия и малый угловой размер элемента разрешения.

К сожалению, все эти замечательные возможности ограничены по направлению сканирования некоторыми секторами и не могут быть реализованы на все  $360^\circ$  по азимуту. В обзорной радиолокационной станции такую решетку приходится вращать по азимуту, что весьма затруднительно из-за необходимости передачи информации от большого числа каналов через вращающееся сочленение и большой массы решетки. Поэтому плоская решетка сразу превращается в линейную (одномерную) вертикальную решетку, в которой для дальнейшего снижения количества каналов передачи информации формируют диаграммы направленности 3-х или 4-х каналов приема по углу места непосредственно на сверхвысокой частоте с помощью фазовращателей с цифровым управлением.

Радикальным решением проблемы передачи информации от антенной решетки к устройству обработки является использование трехмерной (объемной) неэквидистантной антенной решетки, выполняющей электронное сканирование всего пространства вращением системы координат по азимуту и углу места. Такая решетка иностранными специалистами называется «вороньим гнездом». Неэквидистантность трехмерной антенной решетки обеспечивается случайным размещением прямо-передатчиков каналов в пределах объема заданной формы.

Исследовалась трехмерная антенная решетка в виде сферы. Каналы размещались случайным образом в узлах сетки с шагом по вертикали и горизонтали равным  $0,45\lambda$ , где  $\lambda$  длина волны. Уменьшение шага сетки относительно обычно используемого  $0,5\lambda$  избавляет диаграмму направленности от второго главного лепестка в обратном направлении. Для равномерного заполнения сферы вводилось минимально допустимое расстояние между каналами, которое при фиксированном размере сферы, определяющем ширину главного лепестка, зависит от числа каналов. От числа каналов зависит также уровень максимального бокового лепестка. Для 64 каналов он равен 0,41 от главного, для 128 – 0,29, для 512 – 0,14.

Для вычисления разности хода в заданном направлении производилось вращение системы координат так, чтобы одна из осей координат совпадала с выбранным направлением. Затем вычислялась фаза сигнала в каждой точке приема антенной решетки. В результате получался вектор распределения фаз по элементам антенной решетки, который зависел от выбранного направления. Для нахождения диаграммы направленности вычислялось скалярное произведение вектора амплитудно-фазового распределения, соответствующего главному лепестку диаграммы направленности (направлению излучения сигнала) на комплексно-сопряженный вектор амплитудно-фазового распределения, соответствующего направлению прихода принимаемого сигнала от внешнего источника. Если принимаемый сигнал является результатом отражения излученного сигнала, то есть умножаемые векторы различаются только комплексным сопряжением, получаем максимальное значение диаграммы направленности.

Наличие достаточно больших боковых лепестков у диаграммы направленности трехмерной неэквидистантной антенной решетки требует обязательного использования адаптивных компенсаторов активных помех, направления на которые не попадают в главный лепесток диаграммы направленности.

### **Сравнение корреляционных свойств неэквидистантных последовательностей импульсов, полученных при помощи кодов Френка и $R_x$**

Системы селекции движущихся целей (СДЦ) являются необходимым составным элементов современной РЛС [1-3]. Качество подавления мешающих отражений от подстилающей поверхности, метеобразований, облаков искусственных отражателей зависит от эффективности работы этой системы. Наиболее часто система СДЦ реализуется в виде однократного или многократного устройства через периодной компенсации (ЧПК), либо в виде рекурсивных фильтров различных порядков [1]. Эти устройства имеют достаточно простую структуру обработки поступающих сигналов, но при этом обладают высоким качеством подавления пассивных помех.

Однако, существенным недостатком таких устройств, при использовании в качестве зондирующего сигнала регулярной последовательности импульсов (период следования импульсов  $T = \text{const}$ ), является периодичность скоростной характеристики с интервалом  $1/T$ . В результате этого появляется неоднозначность в оценке значения частоты Допплера отраженного сигнала, а так же «слепые» скорости, когда частотная характеристика проваливается до нуля, поэтому диапазон работы таких устройств ограничен частотой  $1/(2T)$ .

Возможным выходом из этой ситуации является использование при зондировании неэквидистантных последовательностей импульсов, периоды следования которых изменяются по определенному закону. При этом диапазон работы устройства ЧПК по частоте расширяется, провалы частотной характеристики уменьшаются.

До настоящего времени предложено несколько законов изменения периодов следования импульсов. В работе [2] упоминаются линейные законы изменения периодов следования, рассмотренные в книгах [1, 4] эмпирические законы позволяют улучшить скоростную характеристику устройства СДЦ по сравнению с регулярной последовательностью импульсов. Выбор наилучшей последовательности, применяемой в устройстве СДЦ, остается до сих пор открытым.

В работе рассмотрены скоростные характеристики и корреляционные функции неэквидистантных последовательных импульсов, законы изменения периодов которых получены при помощи кодовых последовательностей Френка и последовательностей  $R_x$ .

#### **Литература**

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
2. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию.- Киев: Издательство КВиЦ, 2000. – 428 с.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: Учебное пособие для вузов.- М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
4. 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.

### Обзор процессора 1892ВМ14 и его применения

Применение микропроцессоров в современных радиотехнических системах позволяет не только существенно улучшить их эксплуатационные характеристики, но и обеспечивает возможность реализации сложных алгоритмов обработки данных. Постоянно повышающиеся требования заказчиков к качеству обработки приводят к существенному усложнению таких алгоритмов, повышению их вычислительной сложности, что находит отражение в современных микропроцессорных средствах.

Одним из наиболее перспективных изделий, вышедших на рынок в последнее время, является отечественный малопотребляющий многоядерный сигнальный процессор нового поколения 1892ВМ14Я разработки и производства ОАО НЦЦ «ЭЛВИС» г. Зеленоград. Процессор представляет собой высокопроизводительную микропроцессорную систему на кристалле, в состав которой входят:

- стандартное управляющее процессорное двоядерное ядро — Dual CORTEX-A9 с FPU-акселератором и NEON SIMD-акселератором (ARM);
- кластер на базе двух DSP-ядер с плавающей и фиксированной точкой ELCore-30M;
- видеокodeк VELcore-01, обеспечивающий функции H.264;
- графический 2D/3D акселератор с поддержкой OpenVG 1.1, OpenGLES 2.0/1.1;
- аппаратный ускоритель для сжатия изображений по стандарту JPEG;
- навигационный коррелятор ГЛОНАСС/GPS/BeiDou.

Периферийное оборудование кристалла содержит:

- контроллер Ethernet MAC 10/100/1000;
- порты памяти для подключения памяти SRAM/PSRAM/ROM/NOR FLASH/NAND FLASH/SD3.0/MMC4.5;
- два многофункциональных порта MFBS (LPORT, SPI, I2S, GPIO) с DMA;
- четыре универсальных асинхронных порта (UART) типа 16550A;
- USB2.0 (HOST+DEVICE+PHY), 480 Мбит/с;
- «интеллектуальный» многоканальный DMA контроллер SDMA;
- 128 мультиплексированных GPIO выводов;
- четыре встроенных контроллера ШИМ-модуляторов;
- два порта SpaceWire;
- восемь универсальных 32-разрядных таймеров, 32-разрядный сторожевой таймер (WDT), таймер реального времени (RTC);

Максимальная рабочая частота составляет: 912 МГц CPU / 720 МГц DSP при нормальных условиях; не менее 744 МГц CPU / 480 МГц DSP для наихудших условий; 1104 МГц CPU / 912 МГц DSP при нормальных условиях и повышенном напряжении ядра. Поддерживается память DDR3 с максимальной скоростью передачи данных 1066 Мбит/с на частоте 533 МГц.

Общее потребление микропроцессора: общее типовое — 3 Вт (зависит от используемых ресурсов); в режиме гибернации — до 130 мВт; в режиме глубокого сна — 75 мкВт; потребление DSP — 0,5 ÷ 0,8 мВт/МГц (в зависимости от задачи) на ядро; потребление CPU — 0,3 ÷ 0,5 мВт/МГц (в зависимости от задачи) на ядро.

Целевое назначение процессора разработчик определяет как встраиваемые решения в области связанных, навигационных, мультимедийных и мобильных приложений. Однако, учитывая общую производительность процессора и широкий спектр периферийного оборудования, круг задач может быть существенно расширен.