

Применение цифровой обработки сигналов в метеорадиолокаторе самолетного базирования

Е.С. Суханов, Ж.В. Чиркунова, В.И. Орешкин, К.С. Лялин

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», mrtus@miee.ru

Аннотация — В статье рассмотрены особенности применения цифровой обработки сигналов в перспективной радиолокационной системе обнаружения осадков в атмосфере. Описана реализация блока цифровой обработки сигналов на базе ПЛИС. Приведены результаты моделирования и испытаний работы системы.

Ключевые слова — радиолокационные системы, метеорадиолокатор, цифровая обработка сигналов, применение сложных сигналов в метеорологии, согласованная фильтрация, программируемая логическая интегральная схема.

I. ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач современной микроэлектроники является обеспечение всех отраслей науки и техники средствами цифровой обработки информации. Данная задача актуальна в условиях растущих требований общества к объему и качеству получаемой информации. Эта закономерность наблюдается и в области проектирования радиотехнических систем, как специального, так и гражданского назначения.

Применение цифровой обработки информации в радиолокаторах, в частности при создании метеорологических радиолокационных станций, позволяет создавать многофункциональные радиолокационные системы с конкурентными тактико-техническими характеристиками, например, одновременно с функциями зондирования атмосферы появляется возможность по зондированию поверхности Земли с высоким разрешением [1] и т.п.

Настоящая статья посвящена вопросам создания цифрового блока формирования и обработки зондирующих сигналов метеорадиолокатора самолетного базирования.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Алгоритм работы проектируемой радиолокационной системы состоит в следующем. Летательный аппарат (самолет) совершает облет заданной территории на высоте, превышающей появление дождевых облаков. В процессе полета он непрерывно зондирует нижележащую поверхность в заданном секторе путем излучения зондирующего сигнала. На основе анализа отраженного сигнала, принимается решение о наличии

(либо отсутствию) объекта поиска. При отсутствии отражающей поверхности единственной преградой является Земля. Но от нее можно отстроиться, исходя из высоты полета.

Основным показателем, определяющим работоспособность метеорадиолокатора, является метеопотенциал:

$$\Pi_M = \frac{\pi^3 c}{4^5 \ln 2} \frac{P_n G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \Theta_0 \Phi_0 \tau B \sqrt{N}}{P_{\text{прм min}} \lambda^2}, \quad (1)$$

где P_n - импульсная мощность, [Вт]; τ - длительность зондирующего импульса; $G_{\text{прм}}$ и $G_{\text{прд}}$ - коэффициенты усиления приемной и передающей антенн; θ_0 и ϕ_0 - ширина ДН антенн по уровню половинной мощности, [рад]; λ - длина волны, [м]; $P_{\text{прм min}}$ - минимальная обнаруживаемая мощность отраженного сигнала, [Вт]; c - скорость света, [м/с]; B - база сигнала, N - количество импульсов накопления.

Указанная величина метеопотенциала связана с радиолокационной отражаемостью метеообразования и расстоянием до него следующим образом:

$$\Pi_M = \frac{R^2}{Z}, \quad (2)$$

где R - расстояние до метеообразования, [м], Z - радиолокационная отражаемость, соответствующая минимальной обнаруживаемой мощности отраженного сигнала. Обычно радиолокационная отражаемость выражают в $[\text{мм}^6/\text{м}^3]$ или в [дБZ].

По предварительным расчетам для обнаружения мелких осадков с радиолокационной отражаемостью на уровне -10 дБZ (например, морось дождь [2]) на дальности ~ 10 км требуется значение метеопотенциала порядка 10^{27} м^{-1} .

Анализ выражения (1) показывает, что ряд требований к электрическим характеристикам РЛС является противоречивым, например, увеличение усиления приемной и передающей антенн, увеличивающее значение Π_M , приводит к сужению диаграммы направленности, что снижает общее значение потенциала. Возможности уменьшения длины волны ограничены увеличением

затухания сигнала в метеообразованиях. Импульсная мощность P_i ограничена мощностью выходного усилителя. Таким образом, способами увеличения метеопотенциала является использование системы сжатия импульсов и сложных сигналов с базой $B \gg 1$, а также накопление принятого сигнала. В данной статье рассмотрена возможность применения сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) в метеорадиолокации.

III. ПОДАВЛЕНИЕ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ПРИ СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИМПУЛЬСА

РЛС со сжатием импульсов является примером практической реализации системы согласованной фильтрации [3].

При корреляционной обработке сложных сигналов неизбежно возникают боковые лепестки автокорреляционной функции (АКФ), приводящие к появлению ложных сигналов, расположенных на расстоянии длительности несжатого сигнала. Статистические исследования показывают, что динамический диапазон эхосигналов от метеообъектов превышает 40 дБ, следовательно, радиоэхо от слабо рассеивающего отражателя может быть замаскировано боковыми лепестками интенсивных сигналов от близлежащих отражателей. Таким образом, основным требованием к системе сжатия импульсов является подавление уровня боковых лепестков до величин ниже -50 дБ. В связи с тем, что до появления высокопроизводительных вычислительных средств было невозможно синтезировать и обработать сложные сигналы с приведенным соотношением мощностей главного и боковых лепестков, сжатие импульсов в метеорологических РЛС ранее не использовалось.

Проведенное в ходе проектирования метеолокатора исследование способов подавления боковых лепестков АКФ показало, что наилучшим является амплитудная модуляция зондирующего импульса по закону некоторой весовой функции. В табл. 1 приведены результаты математического моделирования сжатия амплитудно-модулированного ЛЧМ-импульса с базой 60 и с использованием нескольких вариантов весовых функций.

Таблица 1

Результаты моделирования

Вид весовой функции	Уровень боковых лепестков, дБ	Расширение главного лепестка, %
Без амплитудной модуляции	-13,51	100
Натолл	-63,99	200
Кайзер	-112,5	250
Тейлор	-87,71	230
Cos ⁴	-74,1	230

Применение амплитудной модуляции ЛЧМ-импульса на основе весовой функции Кайзера обеспечивает значительное подавление боковых лепестков АКФ. Однако при этом наблюдается расширение главного лепестка, что отражается в ухудшении разрешающей способности метеолокатора по дальности. Для коррекции вызванного использованием амплитудной модуляцией ухудшения разрешающей способности необходимо увеличить девиацию частоты ЛЧМ-импульса.

Вследствие падения средней мощности передатчика при использовании амплитудной модуляции также ухудшается отношение сигнал/шум на выходе СФ. Данная проблема предположительно будет решена накоплением принятого сигнала.

IV. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОМ БЛОКЕ

Одной из задач при проектировании метеолокатора является обеспечение высокой производительности системы при обработке данных в реальном времени. Поскольку технологии СБИС достигли огромного прогресса в наши дни, скорость обработки становится быстрее, а степень интеграции больше, в качестве основного цифрового вычислителя, осуществляющего математические операции с оцифрованным сигналом, выбрана программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС).

Функции формирования зондирующего сигнала, обработки приходящего отклика, согласованной фильтрации реализованы в ПЛИС Spartan 3 XC3S4000 фирмы Xilinx. Данная ПЛИС выбрана исходя из результатов предварительного расчета вычислительных затрат на цифровую обработку, согласно которому затраты на формирование и обработку зондирующего сигнала составляют около 50 процентов ресурсов ПЛИС.

Формирование аналогового сигнала и оцифровка принятого эхосигнала реализованы на основе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) фирмы Maxim (MAX5889) и аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) фирмы Analog Devices (AD9230).

Алгоритм штатной работы метеорадиолокатора предполагает наличие дополнительной информации (текущая скорость, высота, скорость ветра, крен и т.п.) от бортовой вычислительной системы и внешних устройств (ВУ). Для этого предусмотрен блок сопряжения с ВУ, в качестве интерфейса связи выбран канал Ethernet на основе контроллера фирмы SMSC (LAN91C111).

Стоит отметить, что приведенные компоненты цифрового блока также выбирались исходя из их стоимости и доступности на российском рынке.

Как правило, параметры зондирующих сигналов выбираются заранее, исходя из предъявляемых к РЛС требований и, следовательно, отдельно взятая система обладает конечным набором режимов работы и видов

рабочих импульсов. В связи с этим задача цифрового синтеза может быть сведена к считыванию значений амплитуды выбранного импульса из памяти ПЛИС в определенной последовательности.

В проектируемой системе применяется ЛЧМ импульс с длительностью 1 мкс и базой 100, который генерируется в ПЛИС непосредственно на промежуточной частоте 200 МГц с полосой 100 МГц. Используется целочисленная арифметика, разрядность каждого отчета составляет 12 бит. Частота дискретизации импульса, в соответствии со скоростью работы ЦАП, составляет 600 МГц, однако, скорость считывания информации из блока памяти ПЛИС ограничена скоростью в 150 МВыборок/с. Таким образом, для генерации микросекундного ЛЧМ импульса требуется задействовать 4 блока памяти ПЛИС, работающих в параллельном режиме (рис. 1). Алгоритм разбиения исходной амплитудной последовательности на четыре части реализован в виде кода в среде MATLAB, который создает четыре конфигурационных файла, используемых в дальнейшем при программировании ПЛИС.

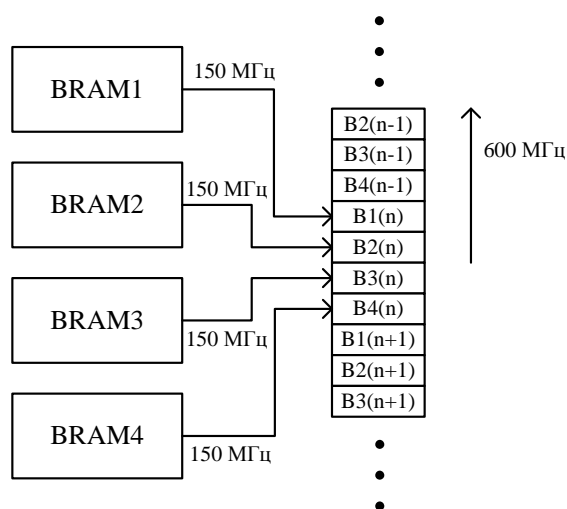


Рис. 1. Схема работы памяти

Принятый отклик фильтруется и переносится на промежуточную частоту. Далее преобразованный импульс с частотой 200 ± 50 МГц поступает на АЦП со скоростью 250 МВыборок/с. В соответствии с известными законами дискретизации сигналов [4], на ПЛИС поступает зеркальная копия оцифрованного сигнала с полосой частот 100 МГц. Согласованная фильтрация реализована в ПЛИС в виде цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой, порядок (количество весовых коэффициентов) которого в соответствии с количеством отсчетов обрабатываемого импульса равен 250. Несмотря на то, что синтез фильтра в ПЛИС проводится с использованием различных повышающих быстродействие алгоритмов, таких как децимация входящей последовательности и применение распределенной арифметики при синтезе структу-

ры фильтра, достичь требуемой скорости обработки в 250 МВыборок/с не удается. В связи с этим, на этапе испытаний метеорадиолокатора приходится проводить постобработку в бортовой вычислительной системе, данные на которую поступают от ПЛИС по интерфейсу Ethernet. Предложены два варианта обеспечения необходимой скорости обработки: замена выбранной ПЛИС на более быстродействующую и выполнение постобработки непосредственно ресурсами блока цифровой обработки сигналов с помощью центрального сигнального процессора.

На рис. 2 представлен внешний вид разработанного блока цифровой обработки сигналов метеолокатора.

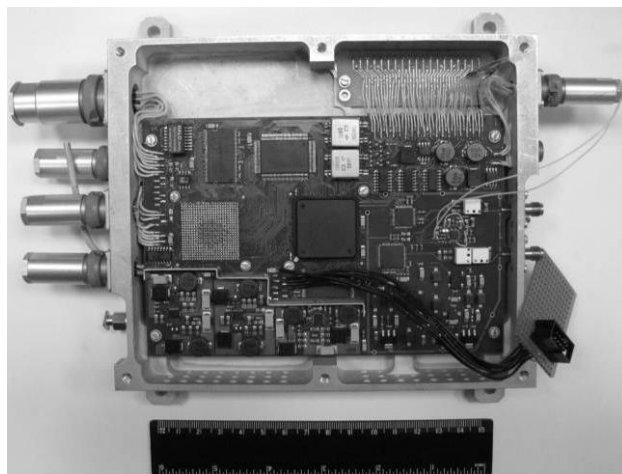


Рис. 2. Блок цифровой обработки

Приведенная система формирования и обработки зондирующих импульсов обеспечивает, по результатам математического моделирования, подавление уровня боковых лепестков до значений менее минус 110 дБ (рис. 3).

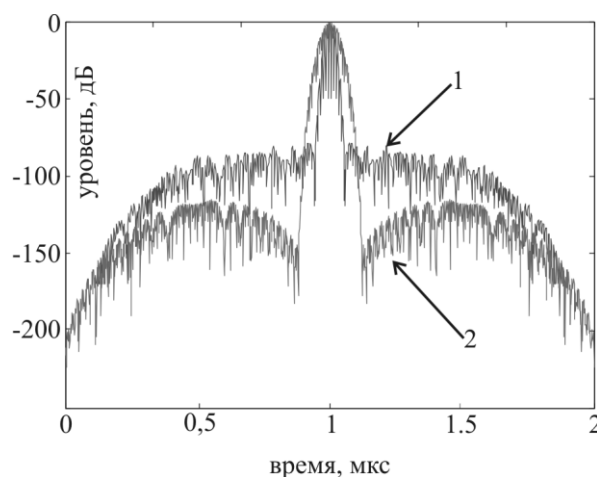


Рис. 3. Сравнение результатов моделирования подавления боковых лепестков АКФ

Однако, при реализации алгоритмов формирования и обработки в конкретном устройстве, в силу эффектов

квантования и конечного числа отсчетов обрабатываемого сигнала, неизбежно наблюдается повышение уровня боковых лепестков. На рис. 3 приведено сравнение результатов математического моделирования (график 1) и моделирования реальной системы (график 2).

V. ИСПЫТАНИЯ МАКЕТА

Структурная схема стенда измерений разрешающей способности представлена на рис. 4. Вход и выход приёмника формирователя соединены между собой системой двух кабелей, которые представляют собой пути распространения сигналов от двух близкорасположенных по дальности целей. Длины кабелей L1 и L2 составляют 27,4 и 30 м, соответственно.

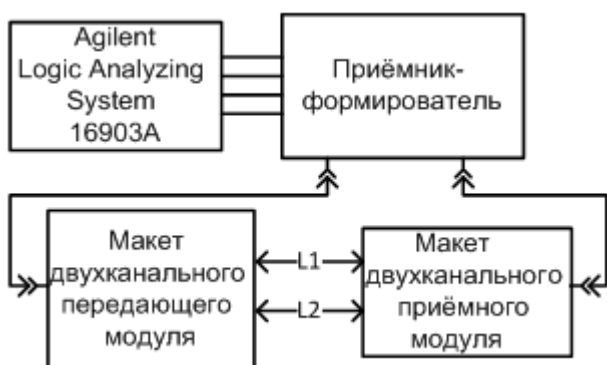


Рис. 4. Схема стенда

Результаты значений разрешающей способности, которые представлены на рис. 5. Из рисунка видно, что разность между пиками сигналов составляет 25 нс. Однако реальное расстояние по времени составляет 12,5 нс, т.к. обработка и выдача результатов осуществляется с вдвое меньшей скоростью. Тактовая частота АЦП составляет 250 МГц, т.е. 4 нс на отсчет, а обработка и выдача идет на скорости 125 МГц, т.е. 8 нс на отсчет. Данную величину можно пересчитать в расстояние и получить разрешающую способность в свободном пространстве. Если производить пересчет на длину кабеля, то следует учитывать уменьшение фазовой скорости волны, распространяющейся внутри кабеля, из-за наличия диэлектрической проницаемости изолятора между жилой и оплёткой. В соответствии с указанными особенностями разрешающая способность макета метеорадиолокатора в кабеле составляет 2,6 м, а в свободном пространстве 3,75 м при прямом распространении сигнала, а поскольку в пространстве сигнал движется от ближней цели до дальней и обратно, то реальное разрешение составляет $3,75/2=1,875$ м. Полученное значение разрешающей способности удовлетворяет требованиям технического задания.

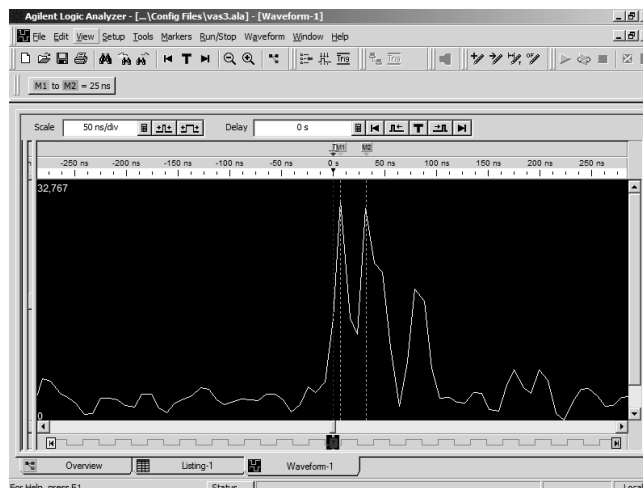


Рис. 5. Результаты испытаний

VI. ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований и работ по созданию блока цифровой обработки сигналов можно сформулировать следующие рекомендации:

- 1) На данном этапе развития микроэлектроники возможно использование в качестве зондирующего импульса сложные сигналы с большой базой, например, ЛЧМ для обеспечения необходимой точности определения параметров метеообъекта.
- 2) Ключевым параметром при выборе ПЛИС для систем реального времени является поддерживаемая скорость приема информационного потока.
- 3) При использовании согласованной фильтрации для целей метеорадиолокации, в силу широкого динамического диапазона экосигналов от метеообъектов, необходимо применять методы подавления боковых лепестков АКФ. Построенная модель подтвердила актуальность использования в данном случае амплитудной модуляции зондирующего импульса.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Курганов В.В., Лялин К.С., Приходько Д.В. Построение модели системы встроенного контроля антенных решеток для радиолокаторов с синтезированной апертурой // Изв. ВУЗов. Электроника. 2010. №5.
- [2] Pohjola H. Catching storms. URL: http://www.vaisala.com/Vaisala%20Documents/Vaisala%20News%20Articles/VN186/vn186_06_catching-storms-and-insects-at-long-ranges.pdf (дата обращения 20.02.2012).
- [3] Skolnik M. Radar Handbook. New York, 1970. 528 p.
- [4] Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2009. 856 с.