

РАЗРАБОТКА РЛС УВД НА ОСНОВЕ СОВРЕМЕННЫХ МОДУЛЕЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В.В. Родионов

ОАО "Челябинский радиозавод "Полёт"

(454080, Российская Федерация, г. Челябинск, ул. Тернопольская, 6)

Тел.: (351)2-32-12-97 E-mail: rodionov_vv74@mail.ru

Рассматриваются методы формирования зондирующих сигналов с малым уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности, алгоритмы обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех и вопросы их реализации на модулях цифровой обработки сигналов.

Современные РЛС УВД должны выполнять следующие функции по обработке сигналов:

- формирование и сжатие сигналов с малым уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности;
- межпериодная обработка отраженных сигналов для выделения движущихся целей на фоне пассивных помех;
- обнаружение движущихся целей, оценка их координат (азимут и дальность) и формирование плотов для передачи по каналу связи на КДП;
- сопровождение целей;
- отображение информации на экране кругового обзора.

Все эти функции могут быть реализованы с использованием современных модулей цифровой обработки сигналов.

В настоящее время существует множество фирм, производящих цифровые модули различной архитектуры с применением различных типов цифровых сигнальных процессоров (DSP) и программируемых интегральных схем (ПЛИС). Для обоснованного выбора архитектуры цифрового модуля рассмотрим алгоритм обработки сигналов в РЛС УВД.

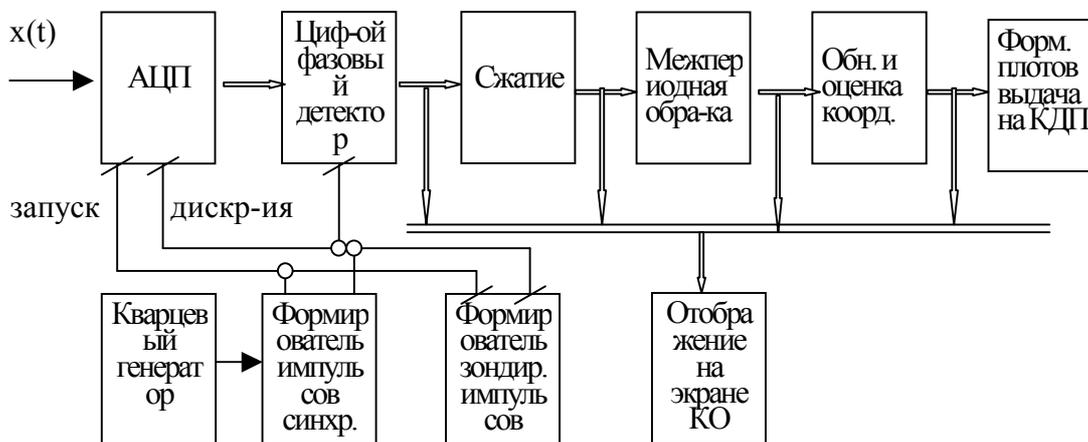


Рис. 1

Как видно из рисунка 1 обработка информации в РЛС осуществляется последовательно, поэтому был выбран цифровой модуль обработки сигналов на основе кластера из 4-х цифровых сигнальных процессоров (DSP) ADSP-21160 фирмы Analog Devices, реализованный в плате ADP160QPCiv2.2 совместно с submodule цифрового приема ADMDDC2WB-L, выпускаемой АО «Инструментальные системы» г. Москва.

Структурная схема цифрового модуля на основе платы ADP160QPCiv2.2 приведена на рис.2.

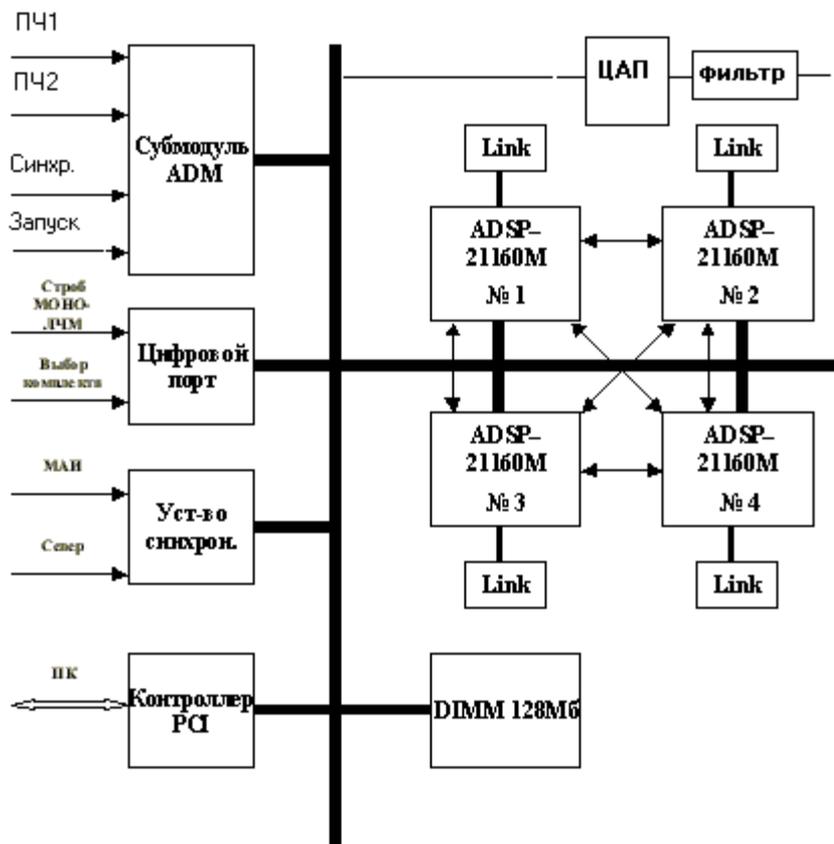


Рис. 2

Сигнал с выхода усилителя промежуточной частоты преобразуется в цифровые отсчеты с помощью АЦП. Далее в цифровой форме осуществляется операция выделения квадратур с помощью цифрового фазового детектора. Эти операции реализуются в submodule цифрового приема. Полученный комплексный цифровой сигнал сжимается в третьем сигнальном процессоре, и результат сжатия передается по двум линкам во второй процессор. Во втором процессоре осуществляется межпериодная обработка с использованием карты помех, хранящейся во внешнем ОЗУ. Результат обработки по линку передается в первый процессор, в котором осуществляется некогерентное накопление, обнаружение и оценка координат, а также выдача обработанной информации в аналоговой форме через ЦАП (так называемое «сырое видео»). Полученные оценки вместе с дополнительной информацией (плоты) передаются по линии связи на КДП. На четвертом сигнальном процессоре реализован алгоритм обработки информации вторичного радиолокатора, работающего в режимах УВД и RBS.

На экран кругового обзора, реализованный на персональном компьютере, может передаваться информация с различных этапов обработки: несжатый сигнал, сигнал после сжатия, после межпериодной обработки, а также полностью обработанный сигнал с отображением плотов, передаваемых на КДП. С помощью персонального компьютера осуществляется также управление обработкой информации в цифровом модуле, прием и индикация аварийных и ошибочных ситуаций.

Формирование и сжатие сигналов с малым уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности

Увеличение дальности действия РЛС, при ограниченной пиковой мощности передатчика, делает необходимым применение сложных сигналов. Это приводит к тому, что существенное влияние на помехоустойчивость в условиях пассивных помех начинает оказывать уровень боковых лепестков функции неопределенности по дальности сигнала.

Встает задача выбора такого зондирующего сигнала и алгоритма его обработки, при котором будут гарантированы заданный малый уровень боковых лепестков функции

неопределенности, а также малые потери в отношении сигнал/шум за счет несогласованной обработки.

Одним из методов уменьшения уровня боковых лепестков сжатого сигнала является амплитудно-частотная коррекция принимаемого сигнала [1,2,3].

Основная идея амплитудно-частотной коррекции сигнала заключается в том, чтобы пропустить принимаемый сигнал через такой фильтр, чтобы выходной сигнал не имел фазовой модуляции, а его амплитудно-частотный спектр совпадал с заданной функцией частотного окна, вид которого гарантирует заданный уровень боковых лепестков. В [1] данный метод уменьшения уровня боковых лепестков называют методом обратных пульсаций.

В [2] показано, что для сигналов с нелинейной частотной модуляцией, спектр комплексной

огоняющей которых имеет вид $S(f, a) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi \left(ft + \sum_{i=0}^{n-1} a_i \left(\frac{t}{T} \right)^{2i+2} \right)} dt$, частотная характеристика

корректирующего фильтра равна $H(f) = \frac{X(f)}{S(f, a)}$,

а параметры модуляции должны находиться из решения экстремальной задачи:

$$\min_a \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{X(f)}{S(f, a)} \right|^2 df.$$

Здесь $X(f)$ - желаемый вид АЧХ сигнала на выходе фильтра сжатия.

В качестве частотного окна было выбрано окно Наттолла с максимальным уровнем боковых лепестков -98 дБ и скоростью спада боковых лепестков 6 дБ/октава. Показано [2], что для сигнала длительностью 32 мкс потери в отношении сигнал/шум равны -0.097 дБ. Параметры частотной модуляции сигнала: $a_0 = 8.692$, $a_1 = -5.353$, $a_2 = 47.9$. Девиация частоты составляет 0.9373 мГц.

На рис.3 приведены отклики сигнала с нелинейной частотной модуляцией на выходе согласованного фильтра и на выходе корректирующего фильтра.

Данный метод реализован в серийно выпускаемых радиолокаторах АОРЛ-1АС и на него получен патент Российской Федерации [3].

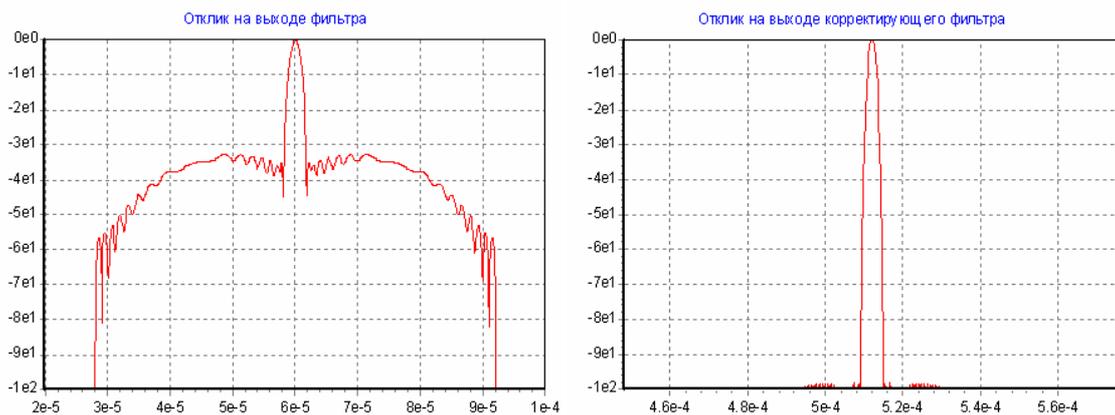


Рис.3

Межпериодная обработка отраженных сигналов для выделения движущихся целей на фоне пассивных помех

Методы синтеза оптимальных алгоритмов обнаружения движущихся точечных целей на фоне пассивных гауссовских помех хорошо описаны в литературе.

В когерентных РЛС отраженный от цели сигнал во многих случаях может быть представлен медленно флуктуирующим гауссовским процессом (модель квазидетерминированного сигнала).

При синтезе алгоритма обнаружения в рамках этой модели предполагается известной доплеровская частота отраженного сигнала. При этом алгоритм, синтезированный при полной априорной информации, как о сигналах, так и о помехах, будет оптимальным, а его характеристики обнаружения являются предельно достижимыми.

Однако в задачах радиолокационного обнаружения (например, РЛС УВД) доплеровская частота отраженного сигнала обычно неизвестна, а во многих случаях и не нужна. Кроме того, в реальных условиях неизвестна также и корреляционная функция пассивной помехи, от которой зависит алгоритм обнаружения.

В том случае, когда речь идет об обнаружении точечной цели на фоне протяженной по дальности помехи, имеется принципиальная возможность оценить неизвестную корреляционную функцию помехи и реализовать адаптивный алгоритм обнаружения.

Этот алгоритм можно построить, заменяя неизвестные параметры помехи в алгоритме, синтезированном для условий полной априорной информации о помехе и сигнале, на их оценки, сформированные по классифицированной обучающей выборке.

В том случае, когда информация о доплеровской частоте отраженного сигнала не требуется (например, РЛС УВД), в качестве модели отраженного сигнала можно использовать модель пачечного сигнала с независимо флуктуирующими импульсами.

Можно показать [4], что алгоритм обнаружения сигнала в виде независимо флуктуирующей пачки импульсов с вобуляцией периода повторения на фоне пассивной гауссовской помехи и белого гауссовского шума имеет вид:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{(\lambda_k + d_{sh}^2) \lambda_k} \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i \psi_{ki} \right|^2 \gg c$$

где ψ_{ki} и λ_k — собственные вектора и собственные значения корреляционной матрицы (\mathbf{K}) смеси помехи и шума; d_{sh}^2 - отношение сигнал/шум, N – число импульсов в пачке.

Нетрудно видеть, что при слабом сигнале ($d_{sh}^2 \ll \lambda_k$) этот алгоритм является известным алгоритмом оптимальной фильтрации с некогерентным накоплением, тогда как при мощном сигнале ($d_{sh}^2 \gg \lambda_k$) этот алгоритм является известным алгоритмом обнаружения с декорреляцией пассивной помехи и последующим некогерентным накоплением.

Анализ показывает [4], что при числе импульсов в пачке меньше 20 потери в отношении сигнал/шум рассмотренных выше алгоритмов по сравнению с оптимальным составляют не более 3.6 дБ, но алгоритм с декорреляцией помехи обладает меньшими вычислительными затратами.

При практической реализации адаптивных алгоритмов на основе рассмотренных выше алгоритмов обнаружения необходимо вычислять оценки неизвестных величин ψ_{ki} и λ_k .

Зададим класс помех, для которых осуществляется адаптация.

Исследования показали, что для РЛС дециметрового диапазона во многих случаях коэффициент межпериодной корреляции пассивных помех близок к единице ($\approx 0.97..0.99$). При этом метеопреобразования, как цельные объекты, могут иметь скорость перемещения, обуславливающую доплеровское смещение частоты корреляционной матрицы помех.

При такой высокой корреляции вид собственных векторов корреляционной матрицы флуктуаций (без учета доплеровского смещения частоты) мало зависит от тонкой структуры этой корреляционной матрицы и может быть определен заранее.

Поэтому можно определить класс помех, который допускает следующее представление

корреляционной матрицы флуктуаций:
$$K_{ij} = \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \psi_{ki} \psi_{kj}^* C_i C_j^* .$$

Здесь $C_i = \exp(j2\pi f_g t_i)$; система ортонормированных векторов $\vec{\psi}_k$ выбрана заранее, а параметры λ_k и f_g - доплеровская частота помехи могут варьироваться.

Эти параметры должны оцениваться по обучающей выборке помехи $(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_n)$.

Нетрудно видеть, что оценками максимального правдоподобия величин $C_0 C_j^*$ и λ_k являются:

$$C_0 C_j^* \hat{=} \frac{\sum_{i=1}^n x_{0i} x_{ji}^*}{\left| \sum_{i=1}^n x_{0i} x_{ji}^* \right|}, \quad \lambda_k \hat{=} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \sum_{j=0}^{N-1} x_{ji} \psi_{kj}^* C_0 C_j^* \right|^2 .$$

Заметим, что вычислительная сложность алгоритма не зависит от объема обучающей выборки, так как соответствующие максимально правдоподобные оценки могут быть вычислены рекуррентно.

Опыт разработки и эксплуатации цифрового модуля на основе платы ADP160QPCiv2.2 совместно с submodule цифрового приема ADMDDC2WB-L показал не только достоинства этой платы, но и выявил недостатки, обусловленные ее универсальностью.

В частности оказалось, что использование одной общей внутренней шины как для приема цифровых данных из цифрового приемника, так и для передачи данных в ОЗУ, хост-компьютер и в ЦАП приводит к существенному замедлению работы и не позволяет применять более сложные алгоритмы обработки, требующие интенсивного обмена с внешней памятью.

Тем не менее, реализованные на основе этой платы, описанные выше алгоритмы обработки, показали хорошие результаты при работе в составе АОРЛ-1АС на полигоне радиозавода «Полет».

На рис.4 приведен фрагмент экрана кругового обзора радиолокатора до и после межпериодной обработки. Видно, что цели, замаскированные метеопобразованиями, выделяются, а помехи от метеопоразований, гор и местных предметов подавляются.

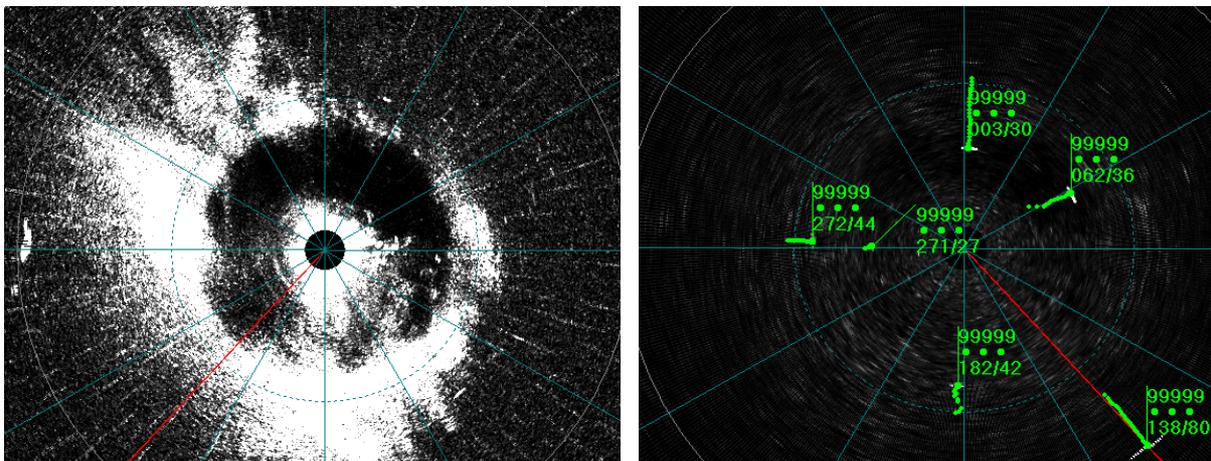


Рис.4

Литература

1. Оконешников В.С., Кочемасов В.Н. Сжатие частотно-модулированных сигналов с небольшим произведением девиации частоты на длительность импульса //Зарубежная радиоэлектроника, № 1, 1987, с.82-94.
2. Родионов В.В., Рукавишников В.М., Филонов Ю.В. Методы формирования и обработки радиолокационных сигналов с малой базой и низким уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности //Труды VII международной научно-технической конференции «Радиолокация, радионавигация, связь», т.3, Воронеж, 2001, с.1460-1467.
3. Родионов В.В., Рукавишников В.М., Филонов Ю.В., и др. Способ обработки радиолокационного сигнала // Патент на изобретение № 2212683 по заявке № 2001125875, дата поступления: 20.09.2001, приоритет от 20.09.2001.
4. Родионов В.В. Адаптивный алгоритм обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех // Прикладная радиоэлектроника, Т.1, № 2, 2002, с.205-209.