

Костров В.В., Маркив Р.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: markivr@mail.ru

Формирование квадратурных составляющих в многофункциональных РЛС

Современные многофункциональные радиолокационные станции (РЛС) используют для обеспечения заданных режимов различные сигналы. В качестве основных сигналов используются сложные сигналы с частотной или фазовой модуляцией, которые обеспечивают при небольшой пиковой мощности высокую разрешающую способность. Однако применение сложного сигнала ведет из-за относительно большой его длительности к увеличению мертвой зоны радиолокатора, так как приемное устройство во время излучения зондирующего сигнала закрыто. Несколько уменьшить мертвую зону можно за счет частичного сжатия сложного сигнала, но для такой технологии пригоден только сигнал с фазокодовой манипуляцией, поскольку при частичном сжатии сигналов с частотной модуляцией изменяется длительность сжатого сигнала и, следовательно, разрешающая способность. Более широкое распространение для решения проблемы мертвой зоны получило использование простого радиоимпульса без внутриимпульсной модуляции.

Высокая стабильность частоты радиосигналов в современных РЛС позволяет организовать когерентную обработку, которая обеспечивает аппаратуре достижение оптимальных характеристик. Когерентная обработка сигналов с выхода аналоговой части радиоприемного устройства, в частности согласованная фильтрация, обнаружение сигналов, доплеровская фильтрация, производится с помощью блока цифровой обработки сигналов (ЦОС) и предполагает представление сигналов в комплексном виде [1]. Варианты формирования квадратурных составляющих принимаемого сигнала в многофункциональных РЛС отличаются разнообразием, комплексное представление может быть получено в виде комплексной огибающей радиосигнала на видеочастоте или в виде квадратур на промежуточной частоте. Следует отметить, что ЦОС занимает ведущее место в современных радиотехнических устройствах [2, 3], поэтому при формировании квадратур также будем ориентироваться на цифровые методы. Получение комплексной огибающей радиосигнала в виде отсчетов квадратурных составляющих позволяет для узкополосных сигналов существенно снизить тактовую частоту работы цифровых сигнальных процессоров. В данном докладе исследуется формирование квадратурных составляющих радиосигнала на промежуточной частоте с использованием аналого-цифрового преобразовании (АЦП) в цифровом радиоприемном устройстве (ЦРПУ) и супердискретизации.

Целью данной работы является анализ формирователя квадратурных составляющих и результатов сжатия (согласованной обработки) при последующей цифровой обработке сигнала в условиях многообразия используемых зондирующих сигналов.

Обобщенная схемы цифрового формирования квадратурных составляющих, которая широко используется в схемах современных ЦРПУ, представлена на рис 1. На схеме использованы обозначения: УПЧ – усилитель промежуточной частоты, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФКС – формирователь квадратурных составляющих. В докладе показана аналитическая взаимосвязь исходного колебания с квадратурными составляющими. Показано, что формирование на промежуточной частоте для получения квадратурных составляющих требуется повышенная частота дискретизации f_T , в несколько раз превышающую промежуточную частоту.

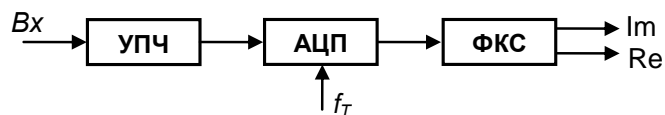


Рис. 1 – Обобщенная структура цифрового формирования комплексного сигнала

С помощью математического моделирования проведены исследования данного метода формирования квадратур, влияния нелинейности аналогового тракта ЦРПрУ и разрядности на точность преобразования. Получены зависимости СКО представления квадратурного сигнала от ширины спектра сигнала, от степени нелинейности, разрядности АЦП.

Проведено моделирование сигналов, используемых в РЛС комплекса охраны, а также операции согласованной фильтрации коротко импульсного (КИ) сигнала, сжатия сложного сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

При моделировании импульсной характеристики КИ сигнала использовалось 8 отсчетов в сигнале. Реальная (под цифрой 1) и мнимая (под цифрой 2) составляющие этого сигнала представлены на рис. 2. Отсчеты опорного сигнала (импульсной характеристики) условно соединены отрезками прямых линий.

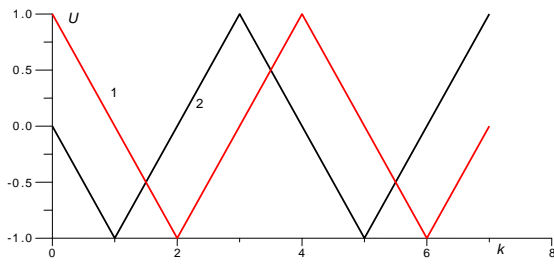


Рис. 2 – Импульсная характеристика КИ сигнала

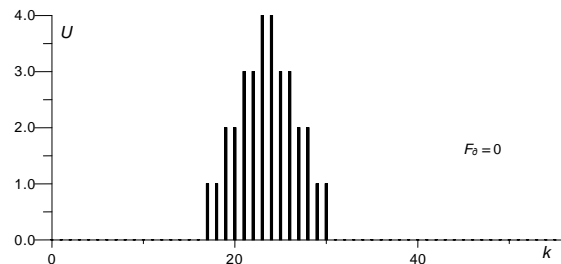


Рис. 3 – Результат согласованной фильтрации КИ сигнала

Модель эхо-сигнала формировалась на позиции $k = 24$ при нулевой доплеровской частоте F_D . На рис. 3 представлены результаты согласованной обработки, из которого видно, что отклик имеет два максимальных значения. Исследования показали, что при использовании КИ сигнала случайность начальной фазы эхо-сигналов и частоты Доплера приводит к проявлению двух эффектов: длительность отклика изменяется; в отклике может появляться 2 максимальных значения.

В качестве сложного сигнала для исследования был взят сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ сигнал). В качестве эхо-сигнала сигнала использована последовательность из 700 отсчетов, в которой сигнал цели расположен на 200-ом отсчете времени (реализация приведена на рис. 4). При моделировании импульсной характеристики согласованного фильтра квадратурные составляющие взвешиваются с использованием окна Блэкмана-Харриса. Для примера на рис. 5 приведена мнимая составляющая.

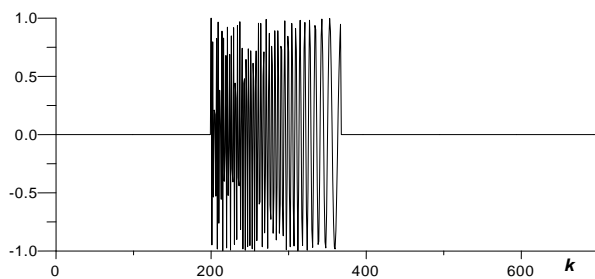


Рис. 4 – Реализация эхо-сигнала с линейной частотной модуляцией

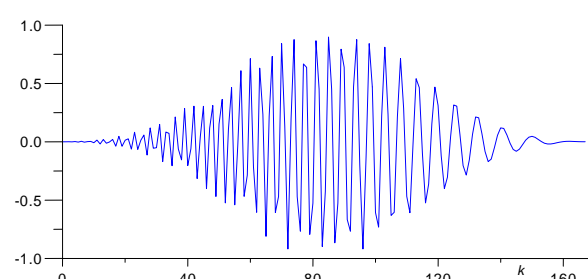


Рис. 5 – Импульсная характеристика фильтра сжатия (мнимая составляющая)

Некоторые результаты вычисления взаимно корреляционной функции входного сигнала и опорного сигнала представлены на рис. 6 и 7. На рис. 6 приведена огибающая первых 400 отсчетов данной функции в абсолютных значениях, на рис. 7 представлены отсчеты взаимно корреляционной функции в логарифмическом масштабе вокруг центрального лепестка с максимальной амплитудой. Графики показывают следующие параметры сжатого сигнала. Ширина основного лепестка по уровню минус 3 дБ составляет 5 отсчетов, ширина по уровню минус 50 дБ – 13 отсчетов. Максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) равен минус 33,5 дБ.

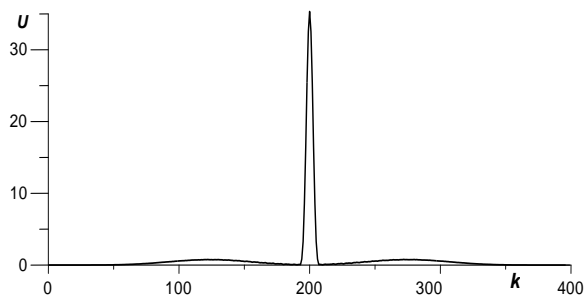


Рис. 6 – Результат сжатия ЛЧМ сигнала с весовой обработкой

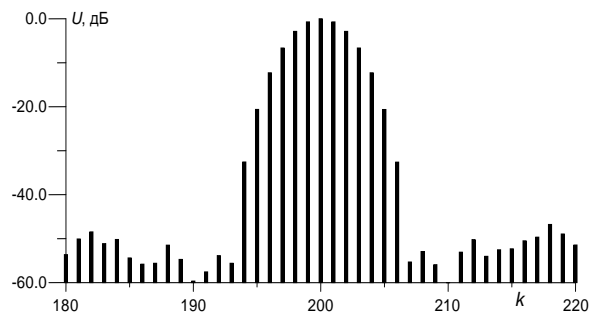


Рис. 7 – Отсчеты сжатого сигнала вблизи основного лепестка

Показано, что в процессе сжатия ЛЧМ сигнала ширина основного лепестка не изменяется, но из-за изменения фазы входного сигнала изменяется уровень боковых лепестков в широких пределах (8...11 дБ). Относительное значение УБЛ колеблется в пределах от минус 33,5 дБ до минус 44,5 дБ.

Таким образом, проведенные исследования показали, что ЦОС на промежуточной частоте до 200...300 МГц при частотах дискретизации в АЦП до 1,5 ГГц позволяет получить высококачественную обработку, чувствительную к фазовым и доплеровским изменениям в сигнале. По качеству обработки и требованиям к стабильности частот обработка на промежуточной частоте рассмотренный подход обеспечивает схемно-техническую реализацию РЛС в Ки, К и Ка диапазонах частот.

Литература

1. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.
2. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012. – 236 с.
3. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М.: Горячая Линия–Телеком, 2013. – 372 с.