

Первичная обработка радиолокационных сигналов на промежуточной частоте

А.К. Бернюков¹, В.В. Костров², Т.Г. Кострова³

¹Владимирский государственный университет им. А.Г и Н.Г. Столетовых
600000, г. Владимир, ул. Горького, 87

²Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета им. А.Г и Н.Г. Столетовых

602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23 E-mail: vvk@mit.ru

³Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55.

Рассматриваются вопросы использования дискретизации радиолокационных сигналов на промежуточной частоте. Приводятся структурные схемы и расчетные соотношения для определения диапазона частот дискретизации. В качестве примера первичной обработки рассмотрено сжатие сложного сигнала. Отмечается возможность увеличения точности измерения дальности.

They are considered questions of the use to sampling radar signal on intermediate frequency. Happen to the structured schemes and accounting correlations for determination of the range sampling rate. The compression of the chirp signal is considered as example of the primary processing. It is noted possibility of the increase to accuracy of the range measurement.

Одной из главных тенденций в разработке современных радиолокационных станций (РЛС) является широкое применение цифровой обработки сигналов [1,2]. На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема когерентной РЛС, отражающая классические принципы построения подобных устройств. Переключатель приемника и передатчика (ППП) осуществляет подключение передатчика к антенне при излучении зондирующего сигнала и антенны к приемнику – на время приема эхо-сигналов. Блок «Синхронизатор» осуществляет общую синхронизацию системы по времени. Он задает период следования и длительность зондирующих импульсов, формирует тактовые импульсы для оцифровки сигналов и т.п. Цифровой формирователь сигналов гетеродинов и передатчика (ЦФСГП) вырабатывает сигналы, необходимые для работы всех радиочастотных блоков радиопередающего устройства (РПДУ) и радиоприемного устройства (РПРУ), а также модулирующие сигналы для реализации линейной частотной модуляции и фазовой кодовой манипуляции. Законы модуляции и кодовые последовательности передаются на блок цифровой обработки сигналов (Блок ЦОС) для использования при сжатии сложного сигнала и последующей обработке.

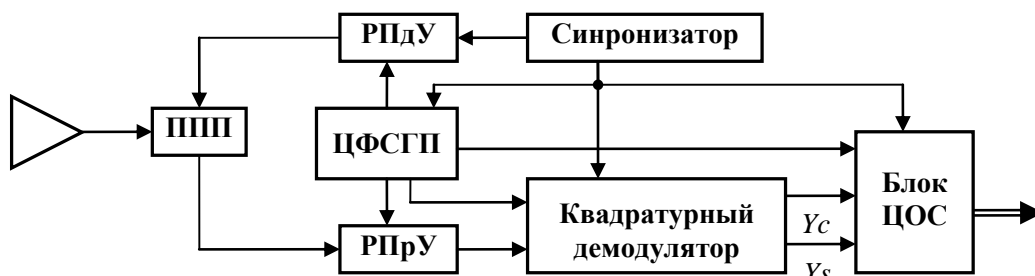


Рис. 1. Обобщенная структурная схема цифровой РЛС

Первоисточником колебаний в ЦФСГП служит температурно компенсированный или термостабилизированный кварцевый генератор, который имеет высокую стабильность частоты. На основе этих колебаний с помощью цифрового синтезатора

формируются сигналы гетеродинов и передатчика и опорный сигнал с промежуточной частотой для «Квадратурного демодулятора». Эти же колебания используются при формировании меток времени в таймере блока «Синхронизатор». Сигнал с промежуточной частотой на выходе РПрУ поступает на блок «Квадратурный демодулятор», где расщепляется на синфазную и квадратурную составляющие и оцифровываются. Сигналы Y_c и Y_s в цифровом виде поступают в «Блок ЦОС». Аппаратно-программный «Блок ЦОС» производит цифровую обработку сигналов и первичную обработку информации. Потребителям выдается в цифровом виде информация об обнаруженных целях и их координатах.

Целью данной работы является сравнительный анализ различных вариантов построения устройств дискретизации радиолокационных сигналов и организации цифровой обработки сигналов на промежуточной частоте.

Традиционно в схемах цифровых радиоприемных устройствах осуществляется формирование квадратурных составляющих и перенос спектра сигнала в область нулевых частот. Один из простейших вариантов построения схемы квадратурного демодулятора представлен на рис. 2. Сигнал с выхода усилителя промежуточной частоты (УПЧ) поступает на умножители Π , на второй вход которых поступают сдвинутые по фазе на 90° сигналы от опорного генератора Γ (сигнал формируется в ЦФСГП). Нежелательные продукты преобразования подавляются в канальных фильтрах низких частот (ФНЧ), а полезные сигналы оцифровываются в аналого-цифровых преобразователях АЦП, после чего поступают в блок ЦОС.

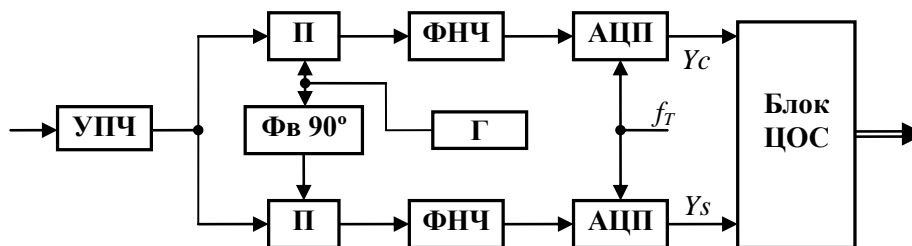


Рис. 2. Аналого-цифровой квадратурный формирователь

Такое техническое решение в практической радиолокации дает возможность реализации вычислительных процессов, поскольку разложение на квадратурные составляющие позволяет для узкополосных сигналов снизить в два раза тактовую частоту оцифровки сигнала f_T , и как следствие, снизить требования к цифровым сигнальным процессорам. Однако применение таких аналоговых элементов, как умножители и фазовращатель делают схему температурно уязвимой, поэтому при реализации эта схема дополняется цепями периодической юстировки, которые устраняют дисбаланс фаз между квадратурными каналами.

К настоящему времени достигнутый прогресс в схемотехнике АЦП позволил значительно повысить их рабочие частоты, динамический диапазон [3]. Это привело к тому, что цифровая обработка, в том числе и формирование квадратур, отодвигается ближе к выходу антенны. На рис. 3 представлена схема с цифровым формированием квадратурных составляющих сигнала (ЦФКС), которая требует повышенной по сравнению со схемой рис. 2 тактовой частоты. Оцифровка сигналов осуществляется на промежуточной частоте, но квадратурные составляющие Y_c и Y_s формируются в области нулевых частот. Анализ различных вариантов построения ЦФКС показал, что такое преобразование сопровождается некоторой потерей отношения сигнал-шум (до 0,5 дБ).

Отметим, что приведенные структуры предназначены для приема сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Работа многофункциональной РЛС в режиме приема фазокодированного (ФКМ) сигнала требует реконфигурации блока формирования квадратурных составляющих. Например, в схему по рис. 2 (рис.3) необходимо ввести еще 2 (1) АЦП, которые имеют такую же тактовую частоту, но сигнал тактирования сдвинут на половину интервала дискретизации. В результате получаем 4 квадратурные составляющие, которые используются в дальнейшей цифровой обработке сигналов.

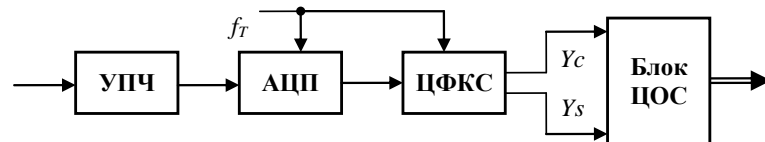


Рис. 3. Схема с цифровым квадратурным формирователем

Дальнейшей модификацией методов обработки сигналов является переход к рассмотрению вещественного сигнала. Еще в [4] отмечалось, что использование комплексных чисел при решении ряда задач может оказаться «излишне мощным оружием». На рис. 4 представлена укрупненная структурная схема организации обработки радиолокационного сигнала на промежуточной частоте.

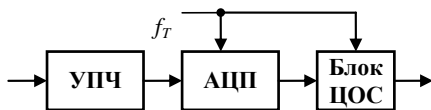


Рис. 4. Схема с цифровой обработкой на промежуточной частоте

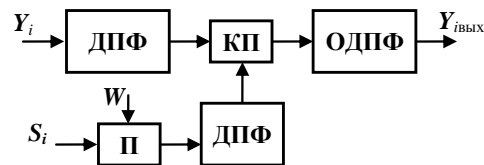


Рис.5. Структурная схема быстрой свертки сигналов

Ключевым вопросом проектирования схемы ЦОС на промежуточной частоте остается выбор частоты дискретизации f_T , который напрямую связан с возможностями ЦФСГП и свойствами принимаемого сигнала. Рассмотрим основные аспекты дискретизации и обработки сигналов на промежуточной частоте. Зондирующий сигнал представляет собой сложный радиосигнал, применение которого обеспечивает повышенное разрешение системы по дальности и, как следствие, высокую точность измерений при максимальных расстояниях.

Сжатие сигнала чаще всего осуществляется с использованием быстрой свертки в частотной области и дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Упрощенная структурная схема обработки сигнала в частотной области приведена на рис. 5.

Опорный сигнал S_i перемножается с весовой функцией W в скалярном множителе Π . Операция взвешивания может также производиться в частотной области на промежуточной частоте с помощью фильтров на ПАВ. Над принятой в течение одного периода зондирования последовательностью Y_i осуществляется ДПФ, коэффициенты которого поступают на комплексный множитель КП. На второй вход КП поступает Фурье-образ взвешенного эталонного (зондирующего) сигнала. Затем с помощью обратного ДПФ (ОДПФ) осуществляется переход во временную область, в результате которого получаем вещественный процесс $Y_{iвых}$.

В качестве исходных данных для иллюстрации особенностей первичной обработки радиолокационных сигналов на промежуточной частоте и примера расчета частоты дискретизации возьмем следующие параметры: номинальное значение промежуточной частоты $f_{пч} - 72$ МГц; полоса сигнала по уровню минус 3 дБ (пропускания по ПЧ) –

1,2 МГц; коэффициент прямоугольности П по уровню минус 20 дБ – 2,0; длительность зондирующего импульса – 100 мкс.

Для полосового сигнала имеем условие выбора частоты дискретизации:

$$\frac{2f_{\max}}{q} \leq f_T \leq \frac{2f_{\min}}{q-1}, \quad (1)$$

где $q = 1, 2, \dots, q_{\max}$ – номер зоны дискретизации;

f_{\min}, f_{\max} – минимальная и максимальная частота в спектре сигнала;

$q_{\max} = \text{int}(f_{\max}/\Delta F_{s,-20})$,

$\text{int}(\ast)$ – целая часть числа;

$\Delta F_{s,-20}$ – полоса сигнала по уровню минус 20 дБ.

Расчеты в условиях рассматриваемого примера дают 30 зон возможных частот дискретизации, из которых первая зона ($q=1$) соответствует выбору интервала дискретизации по теореме В.А.Котельникова. Для когерентных систем значение частоты дискретизации можно оптимизировать под дальнейшую ЦОС [2]. Оптимальное значение частоты дискретизации $f_{T\text{opt}}$ для получения квадратурных составляющих сигнала промежуточной частоты равно

$$f_{T\text{opt}} = \frac{4f_{nc}}{2g-1} = kf_{nc}, \quad (2)$$

где g – номер зоны оптимальной субдискретизации, $k = 4/(2g-1)$.

Для дискретизации заданного сигнала может быть использована одна частота из целого набора частот. Число кандидатов на оптимальное значение частоты дискретизации $f_{T\text{opt}}$, как следует из соотношения (2), также равно 30, однако в отличие от тех частот, которые предлагает соотношение (1), здесь мы имеем набор фиксированных частот. Отметим также, что все тактовые частоты, определяемые по (2), удовлетворяют неравенствам (1) и входят в соответствующие зоны дискретизации, причем частота дискретизации в отличие от систем связи может быть выбрана из любой зоны. Это объясняется тем, что наблюдаемое при субдискретизации явление инверсии спектра проявляется одновременно как в основном канале обработки, так и в канале опорного сигнала, поэтому не влияет на выходной сигнал.

Дальнейший выбор частоты дискретизации обусловлен структурой системы. В частности, для получения когерентных сигналов целесообразно использовать общий высокостабильный генератор, из колебаний которого синтезируются опорные колебания с промежуточной частотой f_{nc} и тактовая последовательность импульсов для АЦП с частотой $f_{T\text{opt}}$. Наиболее простое техническое решение получается, если использовать $f_{T\text{opt}} = 32,0$ МГц. Для получения колебаний с данной частотой можно использовать кварцевый автогенератор с номинальной частотой 8 МГц и 2 последовательно включенных удвоителя. Формирование сигнала для передатчика с промежуточной частотой $f_{nc} = 72,0$ МГц достигается умножением частоты кварцевого автогенератора в 9 раз (два утроителя частоты).

На рис. 6, 7 (5 и 30 зоны) представлены реализации сжатого сигнала (центральная часть) при различных частотах дискретизации и весовой функции Хэмминга.

Приведенные результаты исследования показывают, что при сжатии сигналов на ПЧ появляется возможность увеличения точности измерения дальности. Среднеквадратическая погрешность измерения дальности, обусловленная наличием шума, не зависит от частоты дискретизации и без ущерба для общности рассмотрения

может быть оценена соотношением $\sigma_m = \frac{c}{2 \cdot \Delta F_{s,-3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi q_e}}$, где c – скорость распространения радиоволн; q_e – энергетическое отношение сигнал-шум. При $q_e = 4$ (6 дБ) она составляет примерно $\sigma_m = 24,9$ м. Среднеквадратическая погрешность цифровой индикации дальности зависит от частоты дискретизации и для равновероятной модели нахождения цели в дискрете составляет $\sigma_{rd} = 0,145 \cdot c / f_T$. При обычном подходе к выбору частоты дискретизации $\sigma_{rd} = 37,3$ м, а при дискретизации на ПЧ и $f_{T\text{opt}} = 32,0$ МГц $\sigma_{rd} = 1,4$ м. Итоговая погрешность составляет: при обычной дискретизации – 45 м; при дискретизации на ПЧ – 25 м, т.е. практически совпадает с потенциально достижимой. Это является, безусловно, достоинством метода дискретизации на ПЧ.

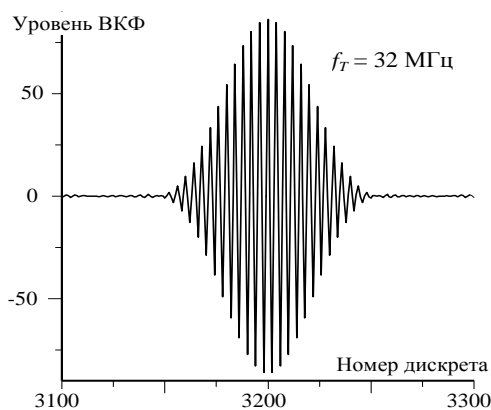


Рис. 6. Сжатый сигнал при $f_T = 32$ МГц

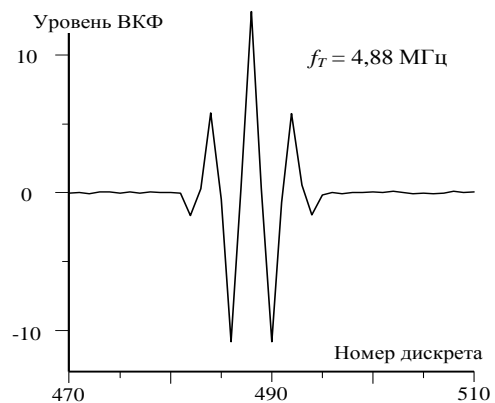


Рис. 7. Сжатый сигнал при $f_T = 4,88$ МГц

В заключение следует также заметить, что использование вещественного сигнала упрощает организацию линий передачи, интерфейсов и памяти, поскольку комплексный сигнал требует временного уплотнения или распараллеливания данных. Рассмотренные в докладе принципы построения тракта первичной обработки на ПЧ могут быть использованы и в радиопередающем устройстве. Это позволит получить хорошее качество формируемых сигналов, в том числе за счет снижения процессорного шума. Ряд современных высокоскоростных отечественных процессоров ЦОС либо ориентирован на выполнение базовых операций БПФ, либо имеет аппаратные ускорители, что обеспечивает реализацию вычислительных процессов в реальном масштабе времени.

Литература

1. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – Киев: Издательство КВиЦ, 2000. – 428 с.
2. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В. и др. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 1: Принципы разработки. Преобразование сигналов в цифровую форму // Цифровая обработка сигналов. 2001. Вып. 4. С.2-11; Часть 2: Алгоритмы обработки радиолокационных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2002. Вып. 1. С.28-39; Часть 3: Программируемый процессор сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2002. Вып. 2. С.42-50.
3. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. У.Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.

4. *Смит С.* Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусинского. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.