

УДК: 621.39

Белорусов Дмитрий Иванович¹
 Щаденков Юрий Александрович²
¹ООО «РИКОМ», г. Москва
 E-mail: belorusov@rusmonitor.ru
²ООО «РадиоЛэб», г. Полоцк
 E-mail: su@rusmonitor.com

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

В статье рассмотрена технология обработки аналоговых квадратурных сигналов на промежуточной частоте радиоприемного устройства с номиналом 0 МГц. На примере обработки сигнала преобразованием Фурье, показана техническая возможность расширения полосы параллельного анализа радиоприемного устройства без необходимости увеличения тактовой частоты АЦП и со снижением требований к фильтрам промежуточной частоты.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:

квадратурное представление сигнала, квадратурные каналы, комплексное преобразование Фурье, радиоприемное устройство, цифровая обработка сигналов, промежуточная частота 0 МГц

Часть 1. Квадратурное преобразование сигнала с нулевой промежуточной частотой

Настоящая статья открывает серию обзоров методов цифровой обработки сигналов (ЦОС), которые используются в современных радиоприёмных устройствах (РПУ). Эти методы позволяют значительно расширить их возможности и улучшить технические характеристики РПУ.

Задача статьи - познакомить читателя с технологией использования в современных РПУ аналоговых квадратурных сигналов на промежуточной частоте (ПЧ) с номиналом 0 Гц. Для наглядности в качестве примера будет приведён один из способов представления сигнала после оцифровки, а именно построение дискретного спектра с помощью преобразования Фурье.

Практически все современные радиоприёмные устройства используют аналого-

цифровые преобразователи (АЦП) для оцифровки аналогового сигнала на последней промежуточной частоте (ПЧ). Номинал частоты ПЧ ($f_{пч}$) обычно выбирается в интервале от 0 до $\frac{1}{2}$ частоты дискретизации АЦП ($Fd/2$), при этом ширина полосы ПЧ также ограничена интервалом $0-Fd/2$ (рис.1).

Очевидно, что на вход АЦП попадёт не только полезный сигнал {1}, но и соседние сигналы, расположенные по частоте как ниже {2}, так и выше {3} полезного сигнала. Из-за свойства АЦП оцифровывать не только сигналы в полосе $0-Fd/2$, но и ниже и выше этого диапазона (oversampling), посторонние сигналы: зеркальный канал {2} и алайзинг (aliasing) {3}, должны быть предварительно отфильтрованы в аналоговом сигнале перед оцифровкой.

Создание фильтра низких частот (ФНЧ) {5}, применяемого для подавления посторонних сигналов, расположенных выше по спек-

тру, технической проблемы не представляет. Подавление зеркального канала, расположенного на низких частотах, требует создание фильтра высоких частот (ФВЧ) высокого порядка {4}, что может представлять техническую сложность и не позволит использовать всю ширину ПЧ от 0 до $Fd/2$. При этом ширина ПЧ снизу оказывается ограниченной возможностями применяемого ФВЧ, а сверху частотой дискретизации АЦП и частотой среза ФНЧ.

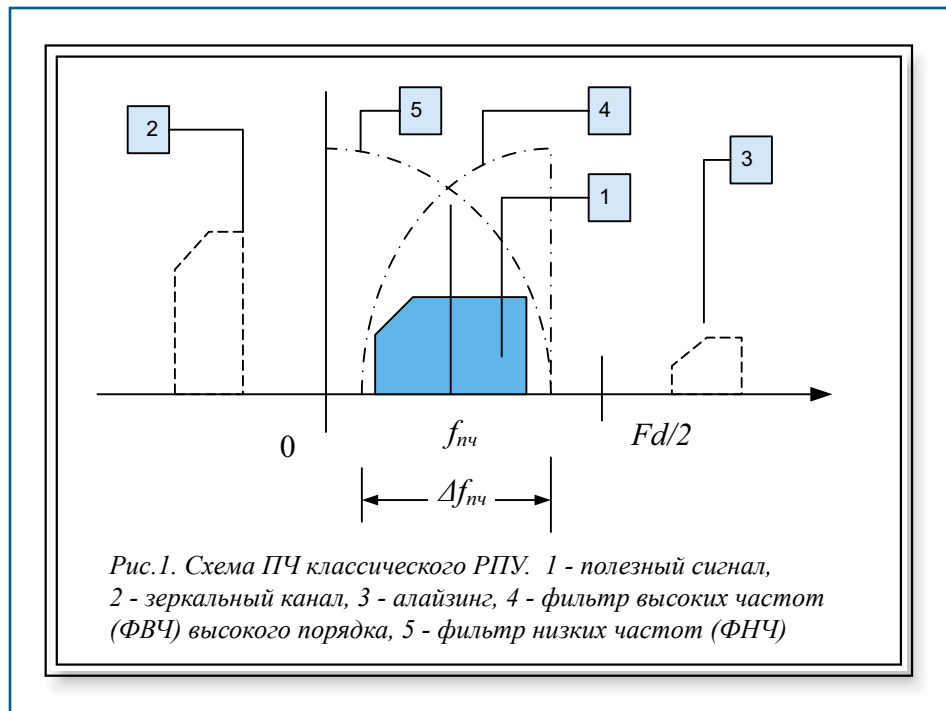
Перед современными комплексами радиоконтроля, ставятся задачи, которые требуют наличия в РПУ широкой полосы параллельного анализа сигналов. Эта полоса должна быть адекватной полосе широкополосных сигналов, которые используются в современных системах связи: 20-100 МГц. Кроме того, от современных РПУ требуется высокая скорость сканирования, которая определяется необходимостью регистрации коротких сигналов с распределённым спектром, например, сигналы ППРЧ.

Очевидно, что оба этих требования могут быть выполнены за счёт расширения полосы ПЧ радиоприёмных устройств. Однако, при классическом подходе к построению ПЧ, такое расширение потребует увеличения частоты дискретизации АЦП, что далеко не всегда возможно технически.

Ниже будет показано, как такое расширение может быть эффективно реализовано при квадратурной обработке аналоговых сигналов на ПЧ с номиналом частоты 0 Гц.

Важно отметить, что применение данной технологии позволяет не только расширить полосу ПЧ в два раза без увеличения тактовой частоты АЦП, но и упростить реализацию аналоговых фильтров ПЧ за счёт использования в схеме только ФНЧ, вместо пары ФНЧ – ФВЧ.

Схема квадратурной обработки сигнала представлена на рис. 2:



Квадратурное преобразование делает из сигнала:

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

два сигнала $I(t)$ и $Q(t)$, которые называются соответственно синфазной и квадратурной составляющими {1}

$$I(t) = s(t) \cos(\omega_z t) = a(t) \cos(\omega_0 t) \cos(\omega_z t) = \\ = \frac{1}{2} a(t) \{ \cos((\omega_0 - \omega_z) t) + \cos((\omega_0 + \omega_z) t) \} \quad (2)$$

$$Q(t) = s(t) \sin(\omega_z t) = a(t) \cos(\omega_0 t) \sin(\omega_z t) = \\ = \frac{1}{2} a(t) \{ \sin((\omega_z - \omega_0) t) + \sin((\omega_z + \omega_0) t) \},$$

где ω_z – частота квадратурного гетеродина.

Суммарные частоты $\cos((\omega_0 + \omega_z) t)$ и $\sin((\omega_z + \omega_0) t)$ будут подавлены ФНЧ, с учётом того, что $\sin(\omega_z - \omega_0) t = -\sin(\omega_0 - \omega_z) t$, остаётся:

$$I(t) = a(t) \cos((\omega_0 - \omega_z) t) \quad (3)$$

$$Q(t) = -a(t) \sin((\omega_0 - \omega_z) t)$$

При этом исходный аналоговый сигнал {3} будет разделён на два отдельных канала - $I(t)$ и $Q(t)$, которые в дальнейшем будут оцифровываться и обрабатываться отдельно (Рис.3).

Выражение (3) показывает, что $I(t)$ и $Q(t)$ сдвинуты друг относительно друга на 90° . В зависимости от того, где находится сигнал справа или слева, частота гетеродина, составляющая $Q(t)$, меняет знак.

Если, $\omega_0 - \omega_z > 0$, то есть сигнал справа, $\omega_0 > \omega_z$, то

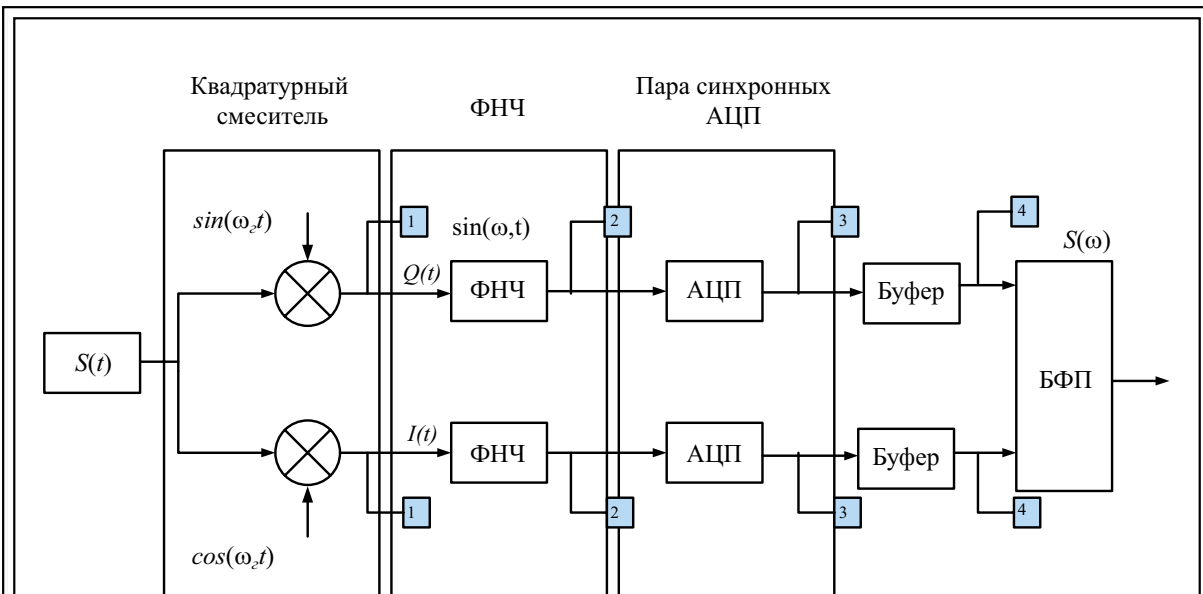


Рис. 2. Квадратурная обработка сигнала
 1 - синфазная и квадратурная составляющие,
 2 – аналоговый фильтр ПЧ,
 3 – точка оцифровки каналов I и Q АЦП,
 4 - функция быстрого преобразования Фурье (БПФ)

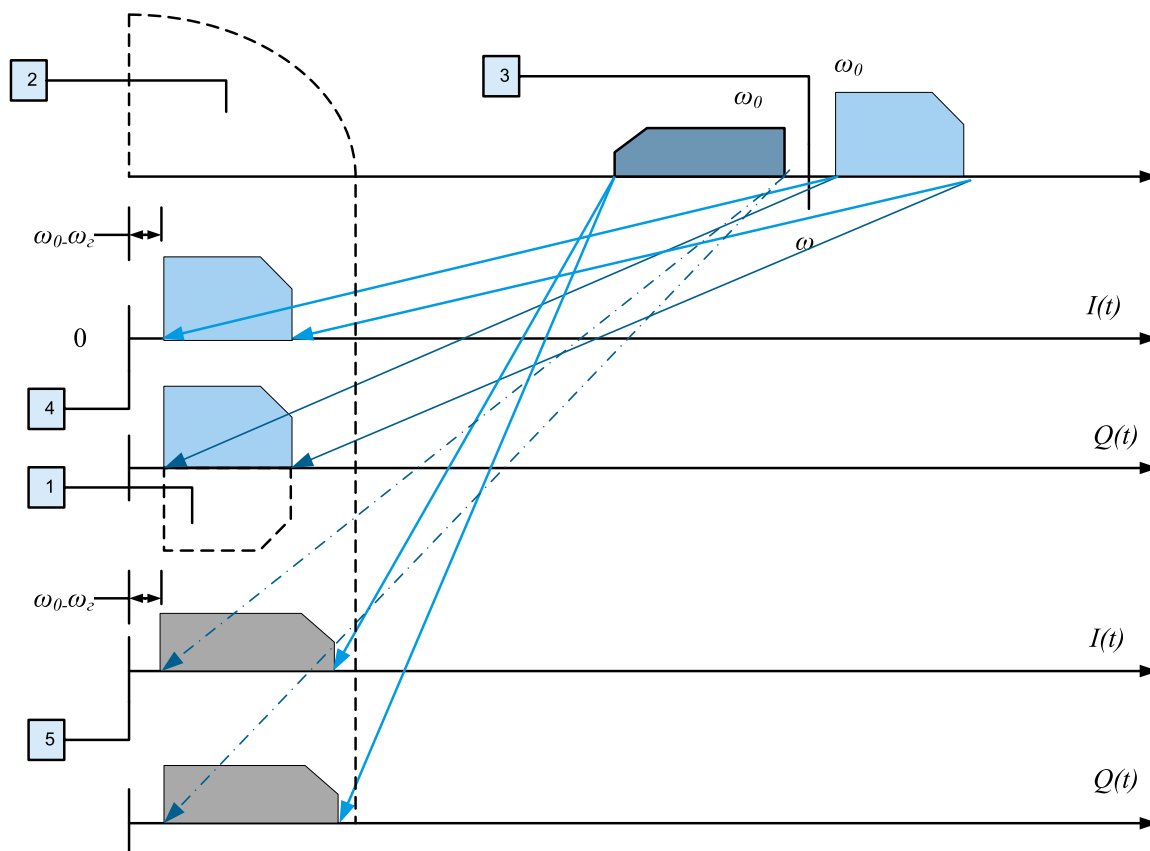


Рис.3. Квадратурное преобразование сигнала

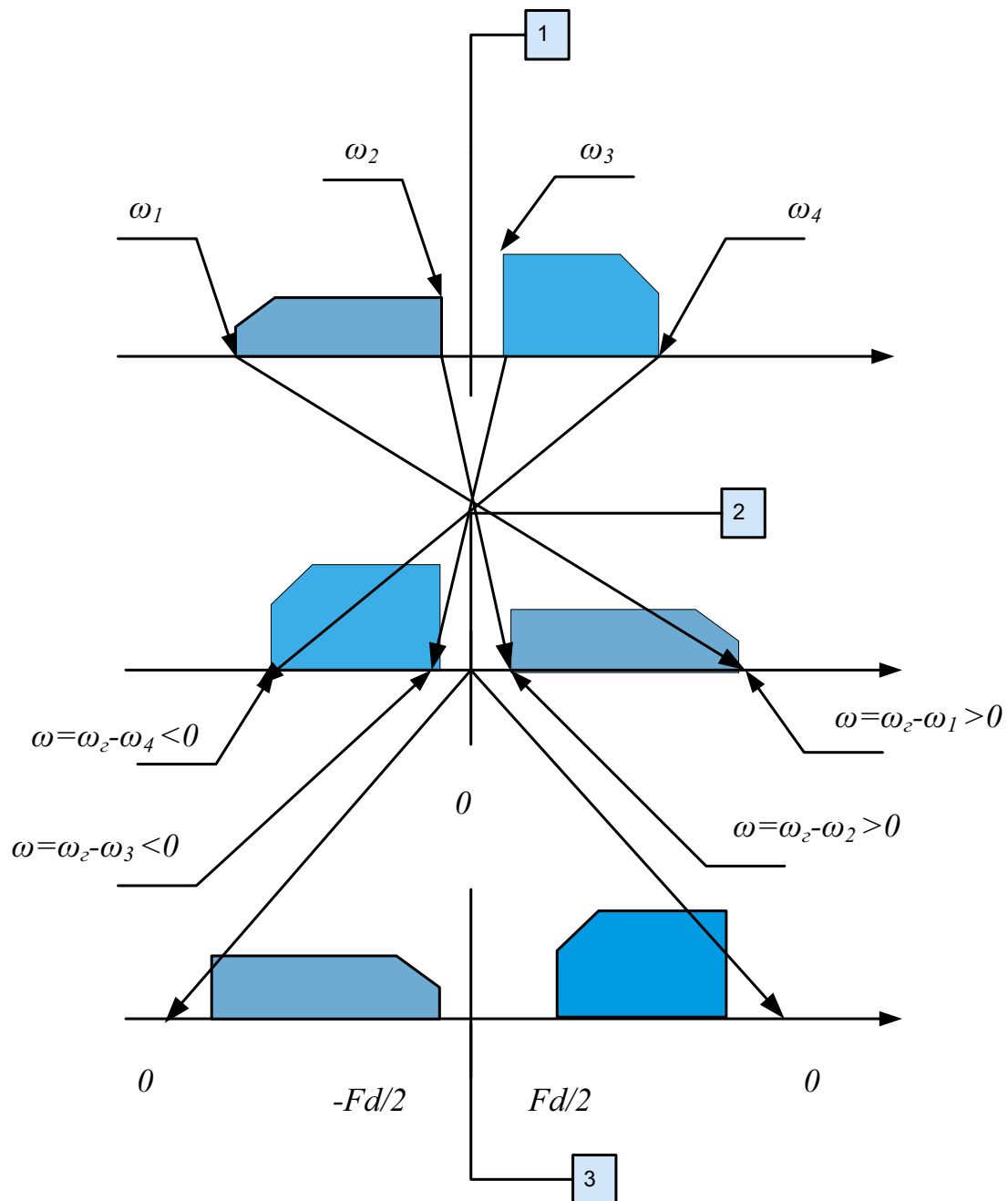


Рис. 4. Инвертирование спектра сигнала при вычислении преобразования Фурье
 1 – спектр исходного сигнала, 2 – спектр сигнала после квадратурной обработки,
 3 – спектр сигнала после комплексного преобразования Фурье

$$I(t) = a(t) \cos((\omega_0 - \omega_2)t) \quad (4)$$

Из выражения (4) видно, что составляющая $Q(t)$ сдвинута относительно $I(t)$ на 90° , имеет обратный знак, спектр переместился на разностную частоту без отражения {4}.

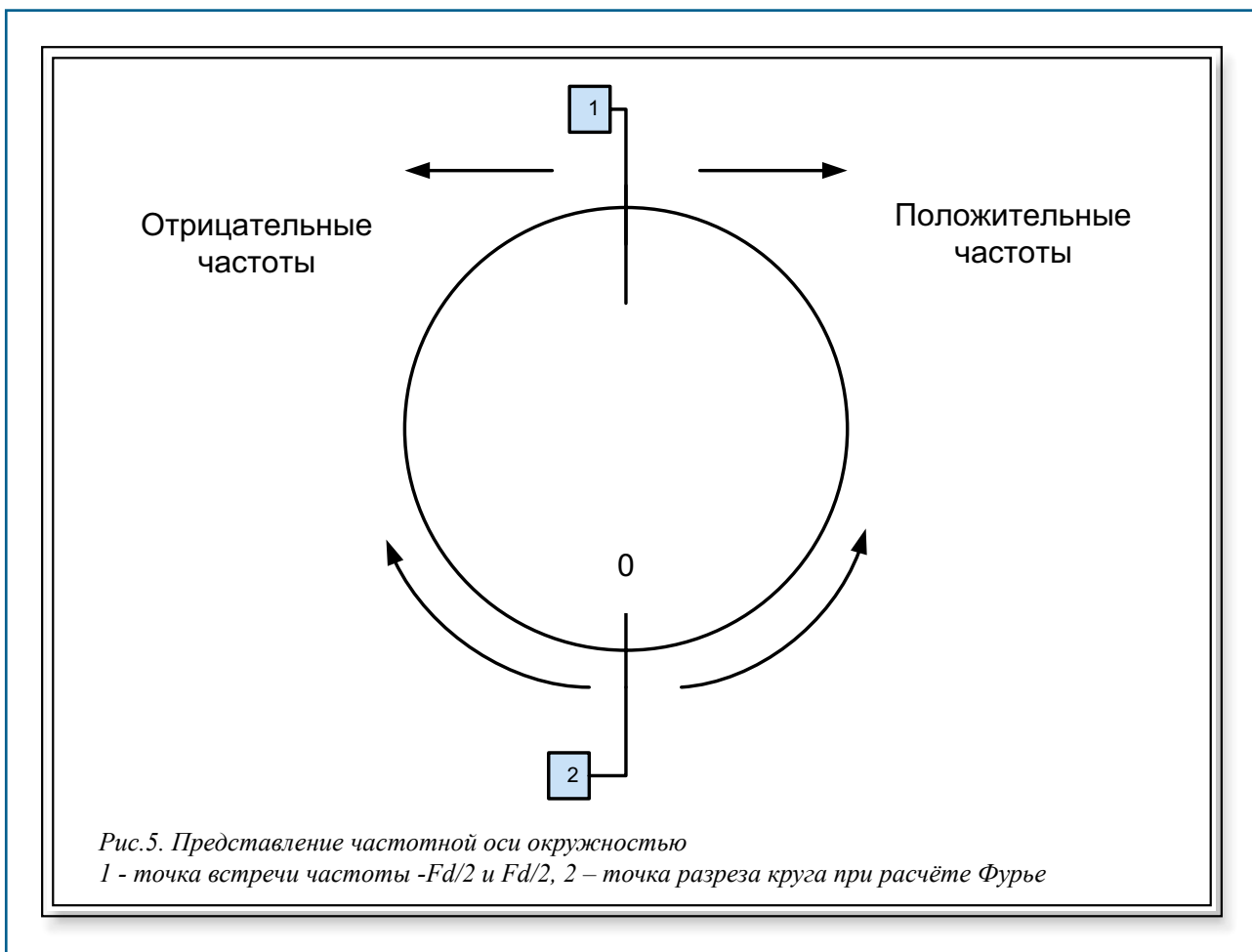
Если, $\omega_0 - \omega_2 < 0$, то есть сигнал слева, $\omega_0 < \omega_2$, то

$$I(t) = a(t) \cos((\omega_2 - \omega_0)t) \quad (5)$$

$$Q(t) = -a(t) \sin((\omega_2 - \omega_0)t)$$

Можно сказать, что сигналы сдвинуты на 90° , $Q(t)$ имеет нормальный знак, спектр переместился на отрицательную разностную частоту и отразился в положительную {5} (Рис.3).

На рис. 3 наглядно показано преобразование



сигнала в квадратурные составляющие.

Примечания

1. Чтобы произошло преобразование на ноль, ω_c выбирается равным значению центральной частоты ω сигнала или центральной частоты предыдущей ПЧ.

2. Спектр канала $Q(t)$ имеет отрицательное значение (пунктирная линия {1} на рис.3) по модулю становится положительным.

3. Каналы $I(t)$ и $Q(t)$ представлены на рис. 3 отдельно для правой и левой части спектра исходного сигнала для наглядности, физически на выходе квадратурного детектора имеем по одному каналу $I(t)$ и $Q(t)$, в которых обе половины сигнала объединены в одной полосе.

На рис.3 видно, что при квадратурном преобразовании, частоты, которые при классическом подходе требовали дополнительного подавления (зеркальный канал), становятся полезным сигналом {4}. Следовательно, отпадает необходимость использования ФВЧ на ПЧ. Кроме того, полоса обработки расширяется в 2 раза. Все посторонние сигналы лежат выше

$Fd/2$ и могут быть эффективно подавлены с использованием только ФНЧ {2}, что заметно упрощает схему реализации РПУ.

Схемотехнически преобразование сигнала в квадратурные составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ и перенос на нулевую ПЧ выполняются в одном устройстве, называемом квадратурным смесителем.

Каналы I и Q оцифровываются АЦП в точке {3} - рис.2. Оцифровка производится парой синхронных АЦП независимо для I и Q канала, благодаря чему на выходе АЦП получаем числа с частотой дискретизацией Fd . Эти числа передаются в буферы, которые после накопления заданного количества отсчётов передаются в функцию быстрого преобразования Фурье -БПФ - {4} (рис.2).

Далее рассмотрим процедуру построения спектра сигнала из квадратурных составляющих с помощью комплексного преобразования

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} (I(t) + jQ(t)) \exp(-j\omega t) dt \quad (6)$$

С учётом того что

$$I(t) = a(t) \cos((\omega_0 - \omega_c)t) \quad (7)$$

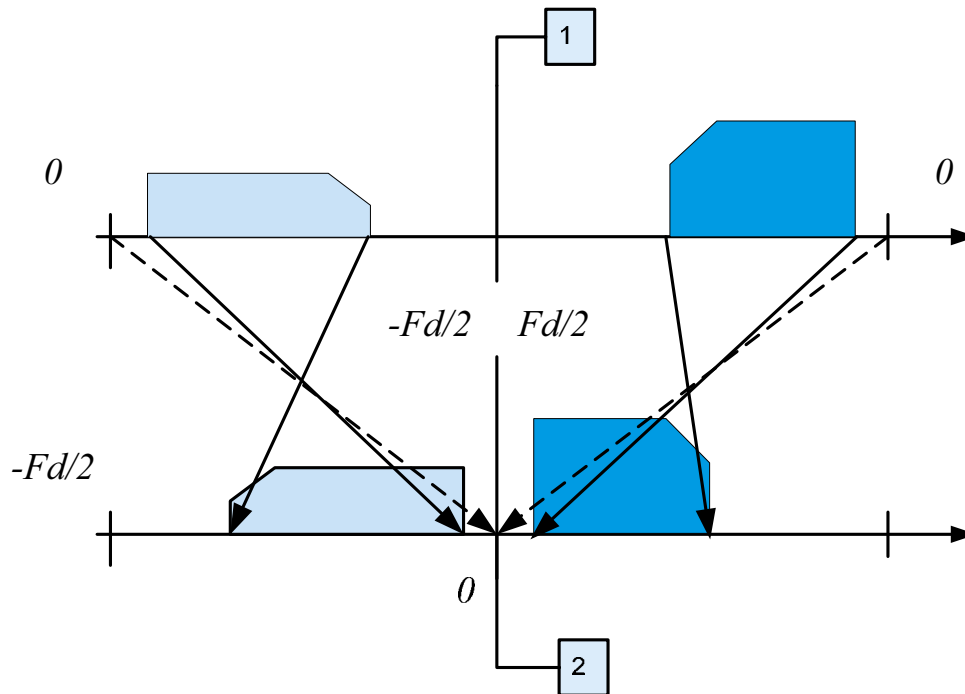


Рис. 6. Восстановление спектра исходного сигнала
1-инвертированный спектра; 2- спектр исходного сигнала.

$$Q(t) = -a(t) * \sin((\omega_0 - \omega)t)$$

Следовательно:

$$I(t) + jQ(t) = a(t) \cos((\omega_0 - \omega)t) - ja(t) \sin((\omega_0 - \omega)t) = a(t) \quad (8)$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp^{(-j(\omega_0 - \omega)t)} \exp^{(-j\omega t)} dt = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp^{(-j(\omega_0 - \omega_2 + \omega)t)} dt \quad (9)$$

Спектр $S(\omega)$ представляет собой спектр медленно меняющейся $a(t)$ на частоте

$$\omega_0 - \omega_2 \quad \omega = 0 \rightarrow \omega = \omega_2 - \omega_0 \quad (10)$$

Таким образом, если $\omega_0 < \omega_2$ (сигнал слева от частоты гетеродина), тогда $\omega = \omega_2 - \omega_0 > 0$, то есть спектр расположен справа от 0.

Если $\omega_0 > \omega_2$ (сигнал справа от гетеродина), тогда $\omega = \omega_2 - \omega_0 < 0$, то есть спектр расположен слева от 0.

Это показывает, что при вычислении преобразования Фурье спектр комплексного сигнала инвертируется относительно 0, по сравнению с исходным {2} (рис.4):

БПФ работает с дискретными сигналами, в этом случае прямая частот вырождается в окружность рис. 5.

Внизу окружности частота = 0. От 0 по часовой стрелке — отрицательные частоты, против часовой стрелки положительные. Если смотреть по часовой стрелке, то половина окружности соответствует половине частоты дискретизации в отрицательную область частот, если смотреть против часовой стрелки, то половина окружности соответствует половине частоты дискретизации в положительную область частот. На рис. 5 в точке {1} встречаются частоты $-Fd/2$ и $Fd/2$. При расчёте Фурье круг разрезается в точке {2} и растягивается в разные стороны. Таким образом частота равная 0 разрезается на края, а в центре остаются $-Fd/2$ и $Fd/2$, как это показано на рис. 4 - {3}.

Таким образом, после квадратурной обработки и последующего комплексного преобразования Фурье спектр сигнала оказывается инвертированным относительно исходного {1} (рис.6), что должно быть учтено при отображении спектра сигнала {2}.

В итоге используя аналоговые квадратурные сигналы на ПЧ с номиналом частоты 0 Гц, пару синхронных АЦП с частотой дискретизации Fd и один ФНЧ, мы можем оцифровать сигнал в полосе Fd , что в два раза

больше чем при классическом аналого-цифровом преобразовании сигнала с использованием АЦП с частотой дискретизации F_d .

Следует отметить, что квадратурная обработка сигналов с преобразованием на ПЧ 0 Гц имеет и ряд «подводных камней», которые на первый взгляд не очевидны.

Квадратурная обработка предъявляет высокие требования к идентичности I и Q каналов, что при работе с двумя физически различными аналоговыми сигналами обеспечить не всегда возможно. Даже незначительные расфазировки каналов приводят к появлению в левой части спектра составляющих из правой и наоборот (квадратурный разбаланс). При грамотном схемотехническом построении удаётся подавить эти составляющие более чем на 40 дБ.

В этой связи перед построением спектра сигнала существует необходимость предварительной цифровой коррекции данных. Существующие алгоритмы программной компенсации квадратурного разбаланса вводят в сигнал изначальные обратные искажения, которые в сумме с искажениями, полученными в связи с недостатками аналоговых трактов, позволяют компенсировать эти недостатки и снизить уровень паразитных составляющих до уровня шумов РПУ.

Поскольку преобразование производится на 0 Гц, по центру оцифрованного сигнала неизбежно появляется постоянная составляющая, которая представляет собой один отсчёт с амплитудой, соответствующей этой составляющей. Причём, если тракт ПЧ выполнен без учёта этого фактора, постоянная составляющая может менять амплитуду по случайному закону, что не позволяет её компенсировать в цифровом виде.

Современные аналоговые фильтры имеют функцию компенсации постоянной составляющей,

которая снижает её случайные колебания.

Флуктуация постоянной составляющей, которая возникает в АЦП, минимизируется использованием единого источника опорного напряжения АЦП, после чего она может быть эффективно скомпенсирована в цифровом виде.

Выводы

Квадратурное преобразование сигналов на нулевой промежуточной частоте является перспективным направлением развития цифровой обработки сигналов в радиоприёмных устройствах.

Эта технология позволяет расширить полосу параллельного анализа радиоприёмных устройств в два раза без необходимости соразмерного увеличения частоты дискретизации АЦП. Кроме того, значительно упрощается фильтрация сигнала на промежуточной частоте за счёт использования одного ФНЧ вместо пары ФНЧ-ФВЧ.

Поскольку технология имеет ряд недостатков, которые связаны с эффектами преобразования сигнала на нулевой ПЧ и работой с квадратурными сигналами в аналоговом виде, сигналы требуют дополнительной программной обработки для компенсации возникающих искажений, после чего эти недостатки не влияют на качество построения спектра сигнала.

www.rusmonitor.ru

SDR400.IQ

Модуль цифровой обработки сигналов ПЧ

- ▶ 4 независимых дифференциальных входа АЦП
- ▶ синхронная работа с двумя ВЧ тюнерами
- ▶ гибкое программное конфигурирование режимов работы
- ▶ полоса параллельного анализа до 100 МГц на канал
- ▶ полоса демодуляции сигналов до 50 МГц
- ▶ параллельная запись до 70 каналов в полосе 100 МГц
- ▶ интерфейсы: USB 2.0 и PCIe

РИКОМ

радиоприёмное оборудование | мониторинг беспроводных сетей | навигация GPS/ГЛОНАСС

Литература

1. *Analog devices technical reference handbook*. – Analog Devices Inc., 2002.
2. *Теория и практика цифровой обработки сигналов [Электронный ресурс]*. – Режим доступа <http://www.dsplib.ru/index.html>