

УВЕЛИЧЕНИЕ SFDR В ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ АЦП

В ближайшие годы технологии аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифро-аналогового преобразования (ЦАП) с высокой частотой дискретизации положат начало эволюции архитектуры широкополосных цифровых приемников.

ВВЕДЕНИЕ

Приемники систем радиоэлектронной борьбы (РЭБ) должны перехватывать и идентифицировать неизвестные сигналы противника в перегруженном широкополосном спектре различных накладываемых сигналов без использования методов расширения динамического диапазона и повышения чувствительности, которые применяются в приемниках систем связи и радаров. Ограничение полосы частот падающего излучения, используемое в приемниках систем связи, является нежелательным фактором для приемников систем РЭБ, которые должны обрабатывать сигналы как можно более широкой мгновенной полосы пропускания за как можно меньшее время. В радиолокационном оборудовании на динамический диапазон приемника оказывает положительное влияние согласованная фильтрация, благодаря которой принятый ответный сигнал радара коррелируется с копией переданного сигнала. К сожалению, приемник РЭБ не имеет заблаговременных сведений о перехватываемом сигнале и, следовательно, его не с чем коррелировать. Это напоминает поиск незнакомца в многолюдной толпе, и вашу задачу осложняет то, что он прячется от вас, а может быть, его и вовсе нет среди этих людей.

Но есть и хорошие новости: в ближайшие годы технологии аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифро-аналогового преобразования (ЦАП) с высокой частотой дискретизации положат начало эволюции архитектуры широкополосных цифровых приемников. При этом наиболее важным моментом является то, что преобразователи компании Analog Devices будут также обладать высокой линейностью, превосходными шумовыми характеристиками и широким динамическим диапазоном, свойственными имеющимся цифровым преобразователям с более низкой скоростью. Супергетеродинный тюнер, который в данном случае играет роль рабочей лошади, станет основой архитектур прямой дискретизации и прямого преобразования [1]. Благодаря адаптивному спектральному изменению частот радиосистемы будут переходить от принципов работы непосредственно с ВЧ-сигналами к принципам цифровой обработки сигналов.

Это кардинальное изменение в вопросе приема ВЧ-сигналов в широкополосном диапазоне позволит уменьшить размер, вес, энергопотребление и стоимость системы: большее количество каналов приема и передачи при более низкой стоимости на канал при таких же, как сегодня, или даже меньших факторах.

В предвкушении эпохи цифровых приемников систем РЭБ с многооктавной полосой пропускания в этой статье рассматриваются новые задачи и соображения при проектировании систем с лучшим в своем классе динамическим диапазоном. В данной статье под динамическим диапазоном подразумевается мгновенный динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих и служащий основным показателем добротности приемников, которые должны обнаруживать сла-

бые сигналы среди переполненного спектра более крупных блокирующих сигналов.

ХАРАКТЕРИСТИКИ АЦП СЛЕДУЮЩЕГО ПОКОЛЕНИЯ

Большинство современных приемников систем РЭБ имеет субоктавную мгновенную полосу пропускания, ограниченную характеристиками преобразователя данных предыдущего поколения. В ближайшем будущем эти преобразователи заменят многооктавные широкополосные цифровые приемники, охватывающие диапазон в несколько ГГц мгновенной полосы пропускания. Например, в ближайшие годы во все большем количестве сенсорных платформ будут использоваться микросхемы преобразователей ADI с АЦП и ЦАП с возможностью работы с частотами свыше 4 ГГц мгновенной полосы пропускания при сохранении динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих, более 70 дБ [2–4].

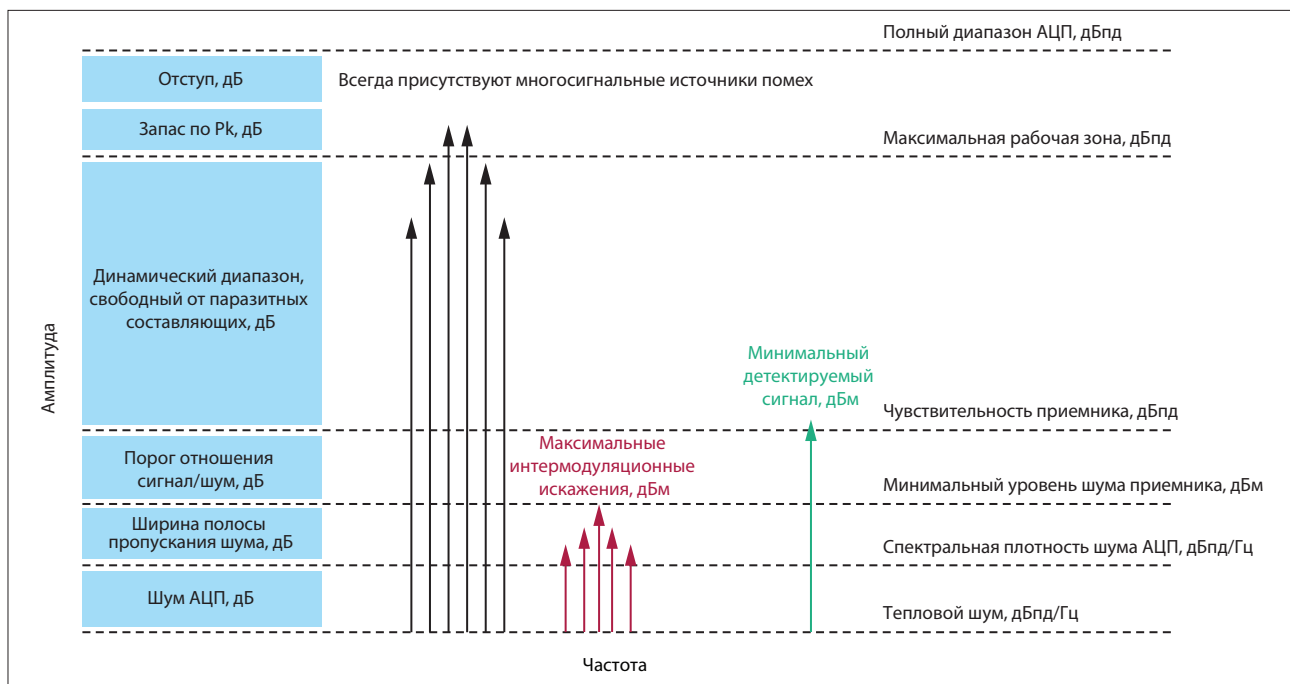
Популярный вариант использования АЦП для широкополосного цифрового приемника, обеспечивающего уменьшение размеров, веса, энергопотребления и стоимости, может предусматривать следующее:

- частота дискретизации АЦП около 15 GSPS;
- прямая дискретизация первой зоны Найквиста (то есть НЧ–6 ГГц);
- прямая дискретизация второй зоны Найквиста (то есть 8–14 ГГц);
- ВЧ-блок преобразовывает сигналы среднечастотного (6–8 ГГц) и высокочастотного (более 14 ГГц) диапазонов.

Приемники систем РЭБ должны охватывать все более широкие полосы спектра 18–50 ГГц и выше. Вторая зона Найквиста АЦП упрощает частотное планирование, что позволяет использовать простые преобразователи входных ВЧ-интерфейсов с простыми ВЧ-фильтрами, благодаря чему можно уменьшить размер, вес, энергопотребление и стоимость системы. В следующем разделе рассматривается ВЧ-интерфейс, соединенный каскадным образом с АЦП с высокой частотой дискретизации, и эта схема параметрически соответствует предыдущему примеру.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКАХ

Разработчики приемников, оптимизирующие динамический диапазон, должны обеспечить баланс между чувствительностью (минимальный уровень шума) и линейностью (точки пересечения IP2, IP3), поскольку эти параметры ВЧ-устройства обычно подавляют друг друга. На более низких уровнях ВЧ-диапазона динамический диапазон ограничен чувствительностью, а на более высоких уровнях — линейностью. Как правило, максимально допустимый рабочий уровень приемника устанавливается таким образом, чтобы уровни помех много-сигнальных интермодуляционных искажений (IMD) были равны мощности шума, как показано на рис. 1. В современных



▲ **Рис. 1.** Связь динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих, с рабочим диапазоном АЦП, шумом, паразитными интермодуляционными искажениями и порогом обнаружения

системах используется адаптивное разделение каналов мгновенной полосы пропускания и полосы обработки сигналов (B_V), что позволяет изменять минимальный уровень шума выше или ниже на $10 \lg(B_V)$. Тонкая тема полосы обработки очень важна и будет рассмотрена в данном материале позже.

СЛОЖНОСТИ, СВЯЗАННЫЕ С МНОГООКТАВНЫМИ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ ВТОРОГО ПОРЯДКА В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКАХ

В ходе эволюции широкополосных цифровых приемников появляются новые сложности, связанные с обработкой ВЧ-сигналов. Паразитные выбросы многосигнальных интермодуляционных искажений второго порядка (IMD2) ухудшают динамический диапазон в многооктавном широкополосном цифровом приемнике. Хотя точка пересечения интермодуляции третьего порядка по входу (ИПЗ) долгое время была ключевым показателем добротности (FOM) в технической документации на высокочастотные устройства, точку пересечения ИП2 труднее отследить, причем она может создавать больше проблем для разработчиков систем РЭБ. Сложность, связанная с паразитными составляющими IMD2, заключается в том, что они снижаются только на 1 дБн на каждый 1 дБ уменьшения мощности падающего двухтонального сигнала, при этом паразитные выбросы интермодуляционных искажений третьего порядка (IMD3) уменьшаются на 2 дБн.

Конечно, многооктавная прямая дискретизация ВЧ-сигналов в нижней части первой зоны Найквиста АЦП не является чем-то новым. Например, система предыдущего поколения вполне может дискретизировать сигналы со скоростью 500 MSPS и работать в диапазоне НЧ–200 МГц в первой зоне Найквиста без сложностей, вызванных IMD2. Это связано с тем, что на этих более низких частотах (то есть при скорости дискретизации менее нескольких сотен MSPS) характеристики АЦП в значительной степени линейны, а эффективные ИП2 и ИП3 АЦП очень высоки, в результате продукты IMD2 невидимы ниже минимального уровня шума. Однако, как и в случае с широкополосными высокочастотными устройствами, линейность многогигагерцевого многооктавного АЦП будет ухудшаться с увеличением частоты, и продукты IMD2 часто будут нахо-

диться выше минимального уровня шума на более высоких рабочих частотах. Позже мы подробнее разберемся с IMD2.

РАСШИРЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА, СВОБОДНОГО ОТ ПАЗИТИННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ, ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКОВ

В связи с тем, что интермодуляционные искажения второго порядка оказывают негативное влияние, для приемника следует пересмотреть определение мгновенного динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих. Динамический диапазон определяет, насколько эффективно приемник может обнаружить слабый сигнал в присутствии нескольких более крупных сигналов, создающих паразитные интермодуляционные искажения. Данный диапазон указывается в дБ относительно больших сигналов.

Традиционно динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR), определяется относительно продуктов IMD3 с учетом минимального уровня шума и полосы обработки сигналов. Этот динамический диапазон с привязкой к IMD3 используется во многих статьях и документах и иногда называется мгновенным SFDR, что и имеется в виду в данной статье [5, 6]. Мы будем называть его SFDR3.

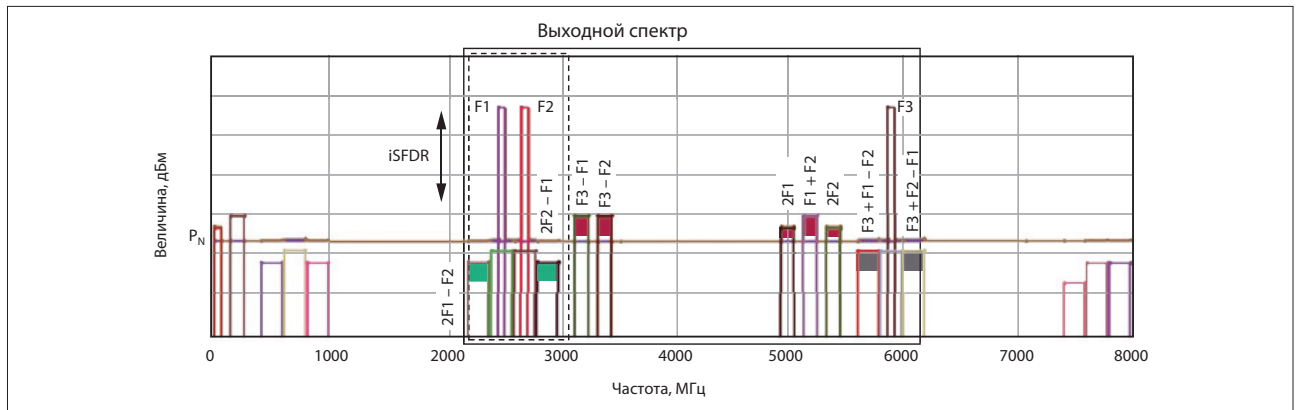
$$\text{SFDR3 (дБ)} = 2/3 [\text{ИПЗ (дБм)} - P_N (\text{дБм})] - [\text{порог отношения сигнал/шум (дБ)}]; \quad (1)$$

$$P_N = -174 (\text{дБм/Гц}) + \text{уровень шума (дБ)} + 10 \log_{10} [B_V (\text{Гц})] (\text{дБ});$$

B_V — полоса обработки (Гц).

Сегодня SFDR с привязкой к IMD2 привлекает меньше внимания, но уже начинает рассматриваться как серьезный параметр, который следует учитывать. Его можно получить так же, как и SFDR3. Назовем его SFDR2.

$$\text{SFDR2 (дБ)} = 1/2 [\text{ИП2 (дБм)} - P_N (\text{дБм})] - [\text{порог отношения сигнал/шум (дБ)}]. \quad (2)$$



▲ **Рис. 2.** Пример многосигнальной комбинации, состоящей из сигналов F1, F2 и F3 (60 МГц каждый), которые создают вторую гармонику, интермодуляционные искажения второго порядка (выделены красным цветом), интермодуляционные искажения третьего порядка (выделены зеленым цветом) и комбинированные интермодуляционные искажения (выделены серым цветом). Уровень шума (показан коричневым цветом) обозначен как P_N

На рис. 2 показан спектр внешнего ВЧ-интерфейса, в котором три одновременных сигнала (F1, F2 и F3) создают продукты интермодуляции, которые определяют нижнюю границу динамического диапазона. Ниже этого уровня широкополосный цифровой приемник не может легко определить цель — настоящая она, или это паразитная составляющая интермодуляционных искажений.

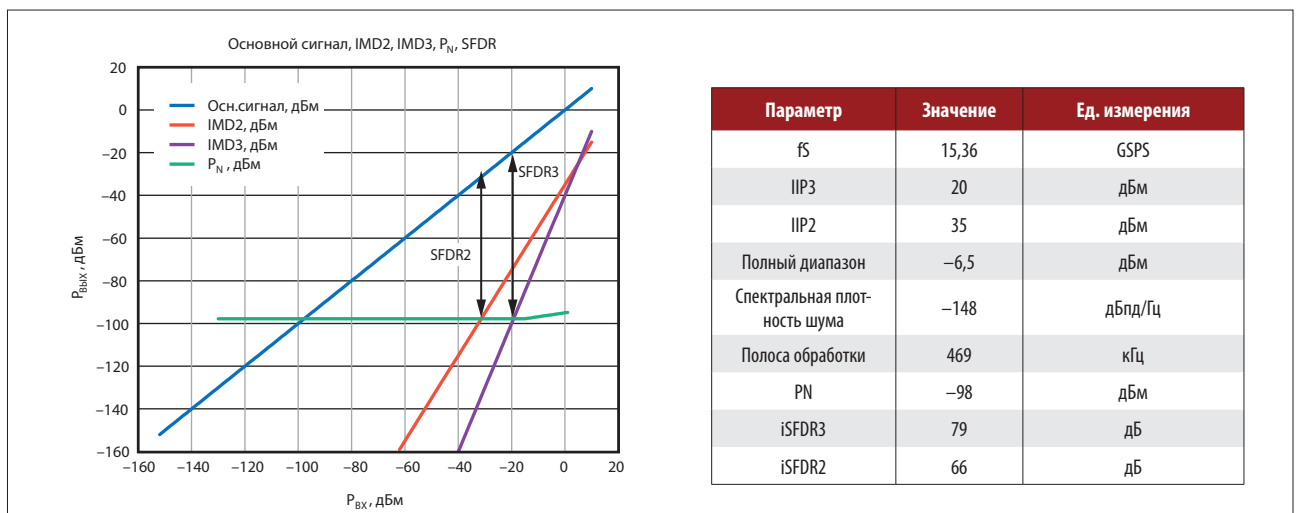
Рабочий спектр современного приемника с субоктавной мгновенной полосой пропускания, условно показанный пунктирной рамкой на рис. 2, учитывает только IMD3, поскольку он попадает в полосу и не может быть отфильтрован. В данном случае точка пересечения IP2 не вызывает беспокойства, поскольку частотный диапазон, в котором располагаются IMD2 и наводимые сигналы, легко фильтруется. Сигнал F3 легко устраняется благодаря применению на входе ВЧ-фильтров, при которых F3 — F1 и F3 — F2 становятся намного ниже минимального уровня шума. Подобно вторым гармоникам F1 и F2, интермодуляционные искажения второго порядка F1 + F2 просто минимизируются также с помощью выходных фильтров. Конечно, характеристики второго порядка АЦП следует рассматривать по отношению к наибольшим помехам зоны Найквиста, но с интермодуляционными искажениями второго порядка на входе можно справиться без проблем.

Если рассмотреть спектр приемника с многооктавной мгновенной полосой пропускания, условно показанный сплошной рамкой на рис. 2, то ситуация изменится прямо на противоположную. Здесь искажения IMD2 будут вызывать большую озабоченность по сравнению с IMD3. Паразитные

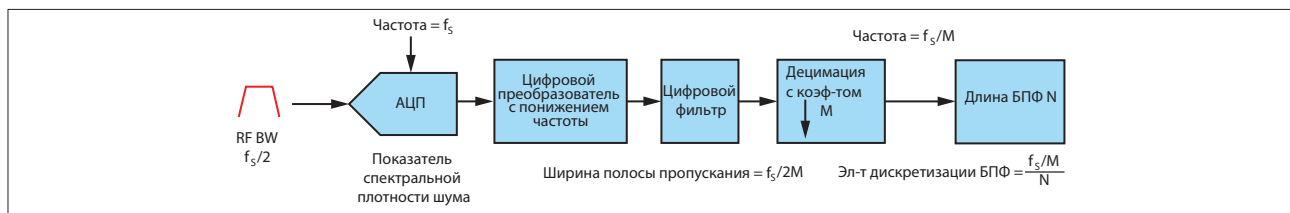
составляющие IMD2 и источники помех теперь внутри полосы. Полосовые фильтры в данном случае сводит на нет суть многооктавной мгновенной полосы пропускания. Вследствие этого, несмотря на свои ограничения, внимание привлекают узкополосные режекторные фильтры, которые могут выступать в качестве эффективного средства подавления помех на входе. Эти фильтры не отсекают огромные куски многооктавного спектра.

На рис. 3 показана взаимосвязь между основным многооктавным большим сигналом, уровнем IMD2 и IMD3, минимальным уровнем шума и результирующим динамическим диапазоном, свободным от паразитных составляющих, для многооктавного широкополосного цифрового приемника. В данном примере используются реальные показатели шума и линейности АЦП при дискретизации первой зоны Найквиста с мгновенной полосой пропускания 4 ГГц в диапазоне 2–6 ГГц. Предполагается, что ширина полосы обработки сигналов составляет 469 кГц.

Оптимальные значения SFDR2 и SFDR3 проявляются в разных рабочих точках $P_{вх}$, где соответствующий уровень интермодуляционных искажений пересекает мощность шума. Если мы на мгновение представим себе, что это субоктавный приемник с ограничением ВЧ-диапазона на входе, тогда SFDR3 будет определять полный динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих, и мы можем ожидать, что этот диапазон будет достигать максимум 79 дБ, что является очень хорошим показателем. Но поскольку для приемника системы РЭБ требуется многооктавная мгновенная полоса пропускания, то полный динамический диапазон,



▲ **Рис. 3.** SFDR2 и SFDR3 позволяют получить информацию о том, насколько ниже относительно самого большого сигнала (основного) вы можете легко обнаружить меньший сигнал. Поскольку он сильно варьируется, порог обнаружения в данном случае равен нулю. На практике следует вычесть порог обнаружения из SFDR



▲ Рис. 4. Простая блок-схема АЦП с блоками децимации и БПФ

свободный от паразитных составляющих, будет определять SFDR2. При наилучшем уровне мощности входного сигнала SFDR3 ($P_{вх} = -20$ дБм) паразитные составляющие IMD2 снижают SFDR на 24 дБ, в результате чего SFDR составляет 55 дБ. Это удовлетворительный, хотя и довольно посредственный результат.

Здесь эмпирическое правило заключается в том, что для определенного выходного уровня ВЧ-сигнала должно обеспечиваться равенство $P_{вч,о}$ с целью достижения эквивалентных уровней IMD2 и IMD3.

$$OIP2 \text{ (дБм)} = 2OIP3 \text{ (дБм)} - P_{вч,о} \text{ (дБм)}. \quad (3)$$

Другими словами, это условие заставит линии SFDR2 и SFDR3 пересекать минимальный уровень шума в одной и той же точке, в связи с чем SFDR2 не будет ограничивать рабочие характеристики.

В предыдущем примере с SFDR входной ВЧ-интерфейс выдает на АЦП сигнал мощностью -20 дБм и имеет точку пересечения интермодуляции третьего порядка по выходу (OIP3) 20 дБм. Требуемая точка пересечения интермодуляции второго порядка по выходу (OIP2), обеспечивающая получение того же уровня паразитных составляющих IMD2 и IMD3 и, таким образом, не ограничивающая рабочие характеристики, равна:

$$OIP2 \text{ (дБм)} = 2 [20 \text{ (дБм)}] - [-20 \text{ (дБм)}] = 60 \text{ (дБм)}. \quad (4)$$

Такого уровня OIP2 невозможно достигнуть в современных устройствах из-за соблюдения баланса с другими параметрами, такими как частота, полоса пропускания, шум и мощность постоянного сигнала. Это объясняет растущий интерес к технологиям адаптивного подавления входных помех нового поколения.

Для того чтобы уменьшить влияние IMD2, максимальный рабочий уровень входного сигнала приемника следует уменьшить с -20 дБм до -32 дБм, тогда можно будет достичь повышенного SFDR2, равного 66 дБ в лучшем случае. На рис. 3 этот оптимальный диапазон SFDR2 находится там, где кривая IMD2 пересекает минимальный уровень шума. Но, к сожалению, самый лучший показатель SFDR2 при $P_{вх} = -32$ дБм все еще на 13 дБ хуже по сравнению с самым лучшим показателем SFDR3 при -20 дБм. Поскольку теперь мы сместили максимальный рабочий уровень вниз, это позволяет сосредоточить внимание на ограничениях мощности шума (чувствительности), что будет подробнее рассмотрено в следующих разделах.

ЧТО ОПРЕДЕЛЯЕТ ПОЛОСУ ОБРАБОТКИ В ШИРОКОПОЛОСНОМ ЦИФРОВОМ ПРИЕМНИКЕ

Чувствительность или мощность шума приемника системы РЭБ повышается по мере сужения полосы обработки. Впрочем, как правило, здесь приходится идти на компромиссы: мы не можем просто уменьшить полосу пропускания до сколь угодно малой величины и на этом успокоиться. Тогда какие факторы, мешающие нам осуществить это, следует учитывать? Чтобы ответить на поставленный вопрос, нам нужно рассмотреть децимацию (прореживание), быстрое преобразование Фурье (БПФ) и их взаимосвязь. Для начала мы определим пару переменных:

M — коэффициент децимации цифрового потока данных АЦП;

N — длина БПФ, пропорциональная периоду времени выборки. (5)

В АЦП с высокой частотой дискретизации компании ADI имеются блоки цифровой обработки сигналов (ЦОС), которые обеспечивают фильтрацию и децимацию потока необработанных данных, что позволяет свести к минимуму объем необходимой информации, отправляемой в FPGA. Этот процесс подробно обсуждается в литературе ADI [3]. Очевидным преимуществом процесса децимации является уменьшение объема необходимой информации, которая должна передаваться посредством интерфейса JESD204B/JESD204C в FPGA. Другое преимущество — экономия энергии, достигаемая за счет использования встроенной схемы децимации (то есть ASIC), так как реализация этого процесса в FPGA была бы энергозатратнее. Но встроенная функция децимации помимо сокращения передаваемого потока данных и экономии энергии имеет еще одно преимущество, которое рассмотрим позже.

На рис. 4 показаны блоки, используемые в современном широкополосном цифровом преобразователе (согласно рассматриваемому в данной статье приемнику). Эта сигнальная цепь состоит из блока дискретизации, блока цифрового преобразования с понижением частоты, блока цифровой фильтрации, блока децимации и блока быстрого преобразования Фурье потока данных.

Во-первых, данные, дискретизированные с частотой f_s , преобразуются с понижением частоты до основной полосы частот с использованием точно настроенного генератора с цифровым управлением. Затем поток данных фильтруется с помощью программируемого цифрового фильтра нижних частот. Эта предшествующая децимации цифровая фильтрация определяет полосу ПЧ и является первой из двух операций по установке минимального уровня шума P_N приемника. По мере сокращения ширины полосы ПЧ мощность внутрисполосного шума уменьшается, поскольку благодаря фильтрации ослабляется широкополосный шум.

$$\text{Ширина полосы канала ПЧ (шума)} = f_s/2 M. \quad (6)$$

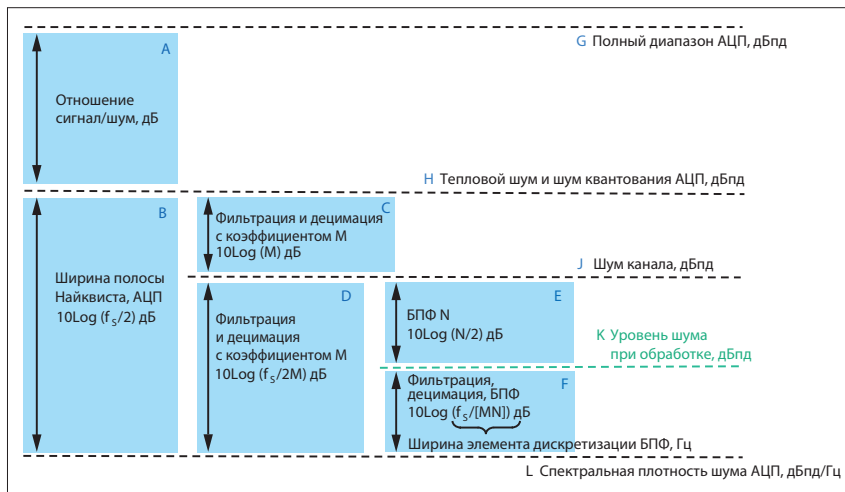
Затем децимация на M снижает эффективную частоту дискретизации до f_s/M , оставляя каждую M -ную выборку и отбрасывая выборки между ними.

Таким образом, после БПФ в нисходящем направлении по сигнальной цепи мы имеем поток данных со скоростью f_s/M и полосой пропускания $f_s/2M$. Наконец, длина БПФ N определяет ширину элемента дискретизации и время захвата, что является вторым шагом в установке минимального уровня шума.

$$\text{Элемент дискретизации БПФ} = [\text{ширина полосы канала ПЧ}]/[N/2] \text{ (Гц)} = f_s/[MN] \text{ (Гц)}. \quad (7)$$

ВЛИЯНИЕ ДЕЦИМАЦИИ И БПФ НА МИНИМАЛЬНЫЙ УРОВЕНЬ ШУМА ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА

На рис. 5 показана связь минимального уровня шума полосы обработки широкополосного цифрового приемника



▲ Рис. 5. Использование децимации и БПФ при различных уровнях шума

(К) со спектральной плотностью шума АЦП (L), которая довольно часто приводится в технической документации в качестве показателя, определяющего аддитивный шум АЦП. В одной из статей ADI подробно рассматриваются такие параметры, как выигрыш в отношении сигнал/шум при обработке сигналов, спектральная плотность шума, отношение сигнал/шум и шум квантования [7].

Наиболее полезным соотношением, следующим из рис. 5, является:

$$K = L + F, \text{ или другими словами:}$$

$$\text{Мин. уровень шума при обработке (дБд)} = \text{спектр. плотность шума (дБд/Гц)} + 10 \log_{10} [f_s / (MN) / \text{Гц}] \text{ (дБ)}. \quad (8)$$

Минимальный уровень шума полосы обработки (рис. 5К) такой же, как и P_N , и его можно вставить в уравнение (1) и уравнение (2). Здесь следует обратить внимание на то, что разработчик должен ответственно подходить к выбору M и N, учитывая все компромиссы, о чем более подробно будет рассказано в следующем разделе.

Несмотря на то что увеличение коэффициента децимации M имеет такой же пропорциональный эффект в снижении минимального уровня шума (рис. 5 С), что и увеличение длины БПФ N (рис. 5 Е), важно отметить, что механизмы этих процессов совершенно разные. На этапе децимации осуществляется ограничение полосы частот канала посредством цифровой фильтрации. Это позволяет установить эффективную ширину полосы шума, которая определяет полный интегрированный шум в канале (рис. 5D). Благодаря этому также устанавливается максимальная мгновенная спектральная полоса пропускания обнаруживаемого сигнала. Сравните это с этапом БПФ, в рамках которого не выполняется фильтрация как таковая, а прово-

дится распределение полного интегрированного шума в канале по N/2 элементам дискретизации и определяется разрешение спектральной линии. Чем выше N, тем больше элементов разрешения и тем ниже содержание шума на элемент [8]. Коэффициент децимации M и коэффициент БПФ N совместно определяют ширину элемента дискретизации БПФ, и зачастую их используют вместе при подавлении шума полосы обработки (рис. 5F), но их значения должны быть сбалансированы на основе их соответствующих особенностей воздействия на полосу пропускания сигнала, спектральное разрешение, чувствительность и задержку, как будет описано в следующем разделе.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ БАЛАНСА МЕЖДУ ШИРИНОЙ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СИСТЕМЫ

Коэффициент децимации M и длина БПФ N влияют на следующие высокоприоритетные рабочие характеристики.

Задержка — время для приема и обработки последовательных интервалов дискретизации спектра, и на это требуется затратить как можно меньше времени. Многие системы должны работать в режиме реального времени. Для этого требуется, чтобы произведение $M \times N$ было как можно меньше. По мере увеличения размера БПФ спектральное разрешение повышается, а минимальный уровень шума уменьшается, поскольку интегрированный шум распространяется на большее количество элементов разрешения. Компромиссным параметром здесь является время захвата, которое имеет большое значение и определяется довольно просто:

$$\text{Время} = N \times M \times t_s \text{ (с)}. \quad (9)$$

Минимальная обнаруживаемая ширина импульса (PW) определя-

ет минимально допустимую полосу пропускания канала ПЧ, поскольку спектральная составляющая более короткого временного импульса распространяется на относительно более широкую полосу частот. Если полоса пропускания канала ПЧ будет слишком узкая, то спектральная составляющая сигнала будет обрезана и кратковременный импульс не будет обнаружен должным образом. Минимальная ширина полосы ПЧ, которая определяет максимально допустимый коэффициент M, должна соответствовать следующему условию:

$$f_s / [2M] > [1/PW] \text{ (Гц)}. \quad (10)$$

Спектральное разрешение и чувствительность повышаются по мере сужения элемента дискретизации БПФ, для чего требуется увеличивать N. Для обеспечения большей длины импульсов и более длинных периодов повторения импульсов требуется более высокое разрешение, чтобы можно было распознавать близко расположенные спектральные линии, а для этого необходимо увеличить N. Увеличение N повышает разрешение спектральной линии, но только в пределах полосы ПЧ, определяемой M. Если используется слишком большой коэффициент децимации, то увеличение N позволяет повысить спектральное разрешение в пределах полосы ПЧ, определенной M, но не позволит восстановить полосу пропускания пропущенного сигнала. Например, последовательность импульсов с шириной импульса меньше минимальной ширины импульса приемника будет характеризоваться функцией sinc в частотной области, главный лепесток которой больше ширины полосы децимации. С увеличением N можно точнее определять частоту следования импульсов в последовательности, но в плане определения ширины импульсов в данном случае не будет никаких изменений, соответственно, информация будет потеряна. Единственным решением является уменьшение коэффициента децимации M с целью увеличения ширины полосы ПЧ.

ДЕЦИМАЦИЯ, БПФ И ОБНАРУЖЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСОВ

В широкополосных цифровых приемниках систем РЭБ много операций тратится на распределение, идентификацию и отслеживание одновременно принимаемых последовательностей радиолокационных импульсов. Несущая частота, ширина импульса и период сле-

Таблица 1. Сравнение характеристик импульсного доплеровского радара и импульсного радара

Параметр	Импульсный доплеровский радар		Импульсный радар	
Ширина импульса	Короткая	100 нс	Длинная	10 мкс
Период следования импульсов	Короткий	1 мкс	Длинный	1 мс
Частота следования импульсов	Высокая	1 МГц	Низкая	1 кГц
Коэффициент заполнения	Средний/высокий	10%	Средний/высокий	1%
Коэффициент децимации М	Малый	256	Большой	1536
Длина БПФ N	Малая	128–512	Большая	16384–65536
Время	Быстрое	2–9 мкс	Медленное	2–7 мс
Чувствительность	Низкая	–91 дБд	Высокая	–120 дБд

дования импульсов являются характеристиками радара, которые имеют решающее значение для определения того, кто есть кто. В схемах обнаружения используются как временная, так и частотная области [9]. Основная цель состоит в том, чтобы обнаруживать, обрабатывать и реагировать на последовательности импульсов как можно быстрее. Динамический диапазон в данном случае имеет решающее значение, поскольку приемник системы РЭБ должен одновременно отслеживать несколько удаленных целей, подвергаясь бомбардировке высокоэнергетическими импульсами глушения.

ПРИМЕРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСОВ БПФ

Далее будут представлены два примера последовательностей импульсов. В первом примере предполагается использование импульсного доплеровского радара с очень короткой шириной импульса (100 нс) при коэффициенте заполнения 10%, из-за чего обеспечивается очень высокая частота следования импульсов. Во втором примере представлен импульсный радар, характеризующийся более длинной шириной импульсов и более длинным периодом следования импульсов (более низкий коэффициент заполнения и более низкая частота следования импульсов). На приведенных далее графиках и таблицах показано влияние коэффициента децимации М и длины БПФ N на время, чувствительность (минимальный уровень шума) и спектральное разрешение. Для облегчения сравнения в таблице 1 приведены параметры. Эти условные значения не принадлежат какому-то конкретному радару, но они, тем не менее, максимально приближены к реальным параметрам [10].

Дело в том, что М и N не являются единичными для всех случаев, и в сложных алгоритмах обнаружения и схемах параллельного разделения каналов в любом реальном приемнике системы РЭБ

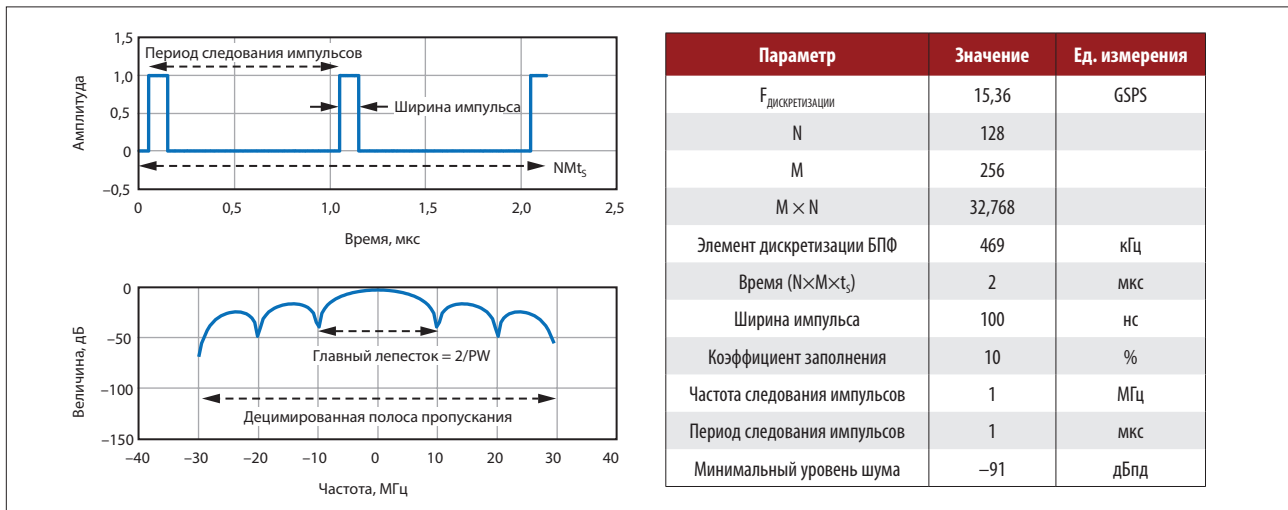
может использоваться широкий диапазон значений для каждого из этих параметров. Приемник системы РЭБ должен уметь обнаруживать оба сигнала, которые с большой долей вероятности будут приниматься в одно и то же время (в данном случае не показано), поэтому здесь важна возможность быстрой адаптируемой настройки. Динамический диапазон и чувствительность напрямую зависят от параметров импульса, которые необходимо определить.

ПРИМЕР: ИМПУЛЬСНЫЙ ДОПЛЕРОВСКИЙ РАДАР С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЦИФРОВЫМ ПРИЕМНИКОМ

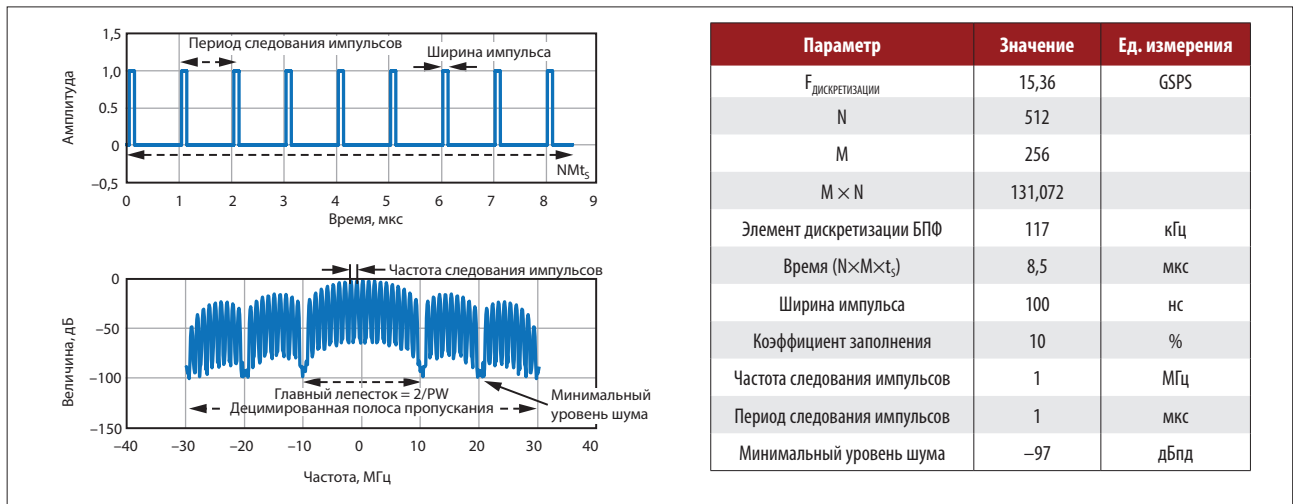
Следующие два примера БПФ представлены для импульсного доплеровского радара.

Для первого БПФ, который представлен на рис. 6, требуется немногим более 2 периодов импульса, чтобы определить ширину импульса сигнала по ширине главного лепестка БПФ. Коэффициент децимации М устанавливается для ширины полосы ПЧ, достаточно широкой для охвата главного лепестка, а также некоторых боковых лепестков. Время отклика в данном случае очень мало. Но это приводит к большему уровню шума и меньшему спектральному разрешению. Здесь следует обратить внимание на то, что из-за недостаточного спектрального разрешения информация о периоде следования импульсов недоступна при БПФ.

На втором примере БПФ, представленном на рис. 7, минимальный уровень шума снижен, и по мере увеличения длины N (и времени) спектральное разрешение также увеличивается. М остается таким же. Примерно за девять периодов импульсов спектральное разрешение становится достаточным настолько, что позволяет определить величину периода следования импульсов (1/частоту следования импульсов) из БПФ. Уровень шума можно увидеть между боковыми лепестками.



▲ Рис. 6. Быстрый захват узкой ширины импульса, последовательность импульсов с высокой частотой следования импульсов является стандартным явлением в работе импульсных доплеровских радаров



▲ Рис. 7. Пример более длинного БПФ импульсного доплеровского радара позволяет распознать спектральные линии

ПРИМЕР: ИМПУЛЬСНЫЙ РАДАР С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЦИФРОВЫМ ПРИЕМНИКОМ

Следующие два примера БПФ представлены для импульсно-радар с более широким периодом следования импульсов.

Для обеспечения более широкого периода следования импульсов или более низкой плотности импульсов в примере с импульсным радаром, представленном на рис. 8, требуется гораздо большая величина N. Установка значения M полностью зависит от системы. Если короткий импульс должен быть обнаружен одновременно с длинным импульсом в том же канале ПЧ, тогда коэффициент M необходимо установить так, чтобы он соответствовал ширине спектральной полосы короткого импульса и не мог быть увеличен. Для длинного импульса требуется меньшая ширина полосы ПЧ, поэтому M можно установить выше, что позволит уменьшить шум канала и повысить результирующую чувствительность. Однако необходимое время захвата или длина БПФ N намного больше. Таким образом, вполне вероятно то, что алгоритм обнаружения будет воспринимать промежуточные значения как в случае с короткими импульсами, хотя система будет иметь достаточно высокое значение N, чтобы обнаруживать длинные импульсы.

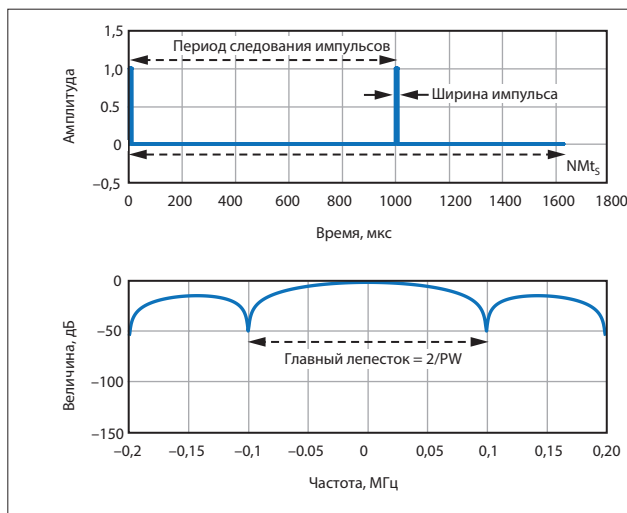
На втором примере БПФ с длинными импульсами, представленном на рис. 9, показано, как длинный период следования импульсов (низкая частота следования импульсов) приводит к очень близкому расположению спектральных линий, что требует очень малого размера элементов дискретизации

БПФ или узкой полосы разрешения. Но здесь приходится идти на компромисс в плане увеличения времени (длины БПФ N), а преимуществом в данном случае является повышенная чувствительность.

ВЧ-ИНТЕРФЕЙС ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КАСКАДИРУЕМОГО АЦП

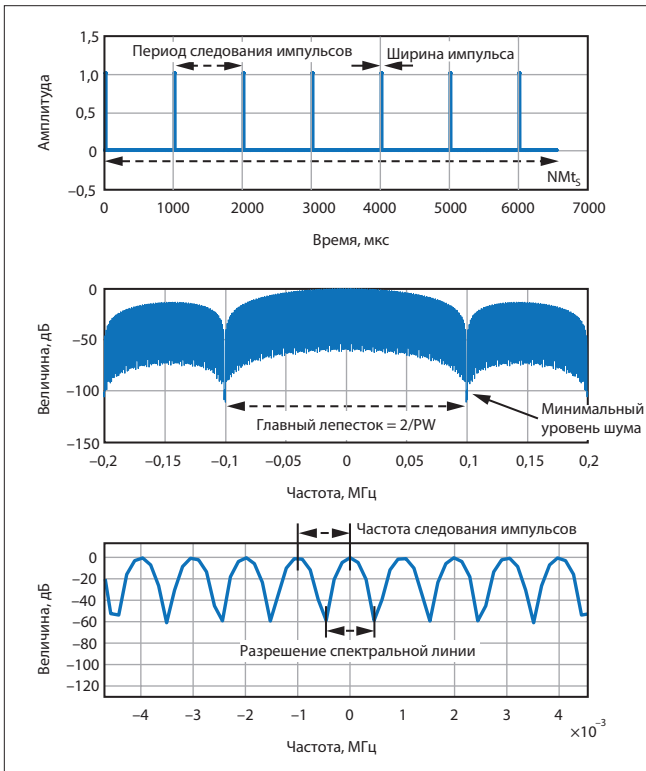
После задания целевых значений динамического диапазона и чувствительности входной ВЧ-интерфейс следует соединить с цифровым преобразователем данных. Оптимальный ВЧ-интерфейс позволяет установить необходимую чувствительность (минимальный уровень шума) приемника и осуществить требуемую спектральную обработку сигнала с достаточно высокой линейностью, чтобы дать возможность АЦП установить точки IP3 и IP2. Усиление ВЧ-интерфейса устанавливается достаточно высоким, чтобы обеспечить требуемый уровень шума каскада, при этом усиление выше этого достаточного значения, как правило, сужает динамический диапазон, а потому его стараются не поднимать слишком высоко. Если ВЧ-интерфейс ограничивает динамический диапазон, а возможности АЦП не учитываются, то это сродни преступному деянию!

В данном случае полезно будет преобразовать параметры АЦП в эквивалентные параметры ВЧ-каскада и рассматривать АЦП как черный ящик. Вот несколько формул для осуществления такого преобразования:



▲ Рис. 8. Быстрый захват более длинных импульсов, последовательность импульсов с низкой частотой следования импульсов является стандартным явлением в работе импульсных радаров

Параметр	Значение	Ед. измерения
$F_{\text{дискретизации}}$	15,36	GSPS
N	16,384	
M	1536	
$M \times N$	25,2M	
Элемент дискретизации БПФ	0,6	кГц
Время ($N \times M \times t_s$)	1,6	мкс
Ширина импульса	10	нс
Коэффициент заполнения	1	%
Частота следования импульсов	1	МГц
Период следования импульсов	1	мкс
Минимальный уровень шума	-120	дБд



Параметр	Значение	Ед. измерения
$F_{\text{дискретизации}}$	15,36	GSPS
N	65,536	
M	1536	
M×N	101M	
Элемент дискретизации БПФ	0,153	кГц
Время (N×M× t_s)	6,6	мкс
Ширина импульса	10	нс
Коэффициент заполнения	1	%
Частота следования импульсов	1	МГц
Период следования импульсов	1	мкс
Минимальный уровень шума	-126	дБд

▲ Рис. 9. Пример более длинного БПФ импульсного радара позволяет распознать спектральные линии

Мин. уровень шума АЦП (дБ) = спектр. плотность шума АЦП (дБм/Гц) + 174 (дБм/Гц);

$$IP2 \text{ АЦП (дБм)} = 2 P_{\text{вч}} \text{ (дБм)} - \text{IMD2 (дБм)};$$

$$IP3 \text{ АЦП (дБм)} = [3 P_{\text{вч}} \text{ (дБм)} - \text{IMD3 (дБм)}] / 2. \quad (11)$$

Здесь $P_{\text{вч}}$ (дБм) — уровень мощности ВЧ-сигнала на входе АЦП, при котором измеряются уровни IMD3 и IMD2.

Обратите внимание, что коэффициент шума каскадной системы, состоящей из входного ВЧ-интерфейса и АЦП, представляет собой широкополосный шум до настройки усиления.

ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНОЙ ЦЕПИ ВХОДНОГО КАСКАДА ВПЛОТЬ ДО АЦП

Далее приводится пример анализа каскада на основе ВЧ-интерфейса, показанного на рис. 10. В данной сигнальной цепи используются новые компоненты

АДИ из каталога ВЧ-продуктов, в том числе:

- ADMV8818 — широкополосный программируемый фильтр верхних/нижних частот;
- ADRF5730 — широкополосный цифровой ВЧ-аттенуатор на основе технологии «кремний на изоляторе»;
- ADRF5020 — широкополосный ВЧ-ключ на два полюса и два направления на основе технологии «кремний на изоляторе»;
- ADL8104 — широкополосный ВЧ-усилитель с очень высокой IP2;
- AD9082 — интерфейс смешанных сигналов, состоящий из 4×ЦАП (12 GSPS) + 2×АЦП (6 GSPS).

Помимо этого, в данной сигнальной цепи также имеется широкополосный ВЧ-ограничитель мощности на 200 Вт и каскад фильтрации с высокой добротностью, разработанный в АДИ.

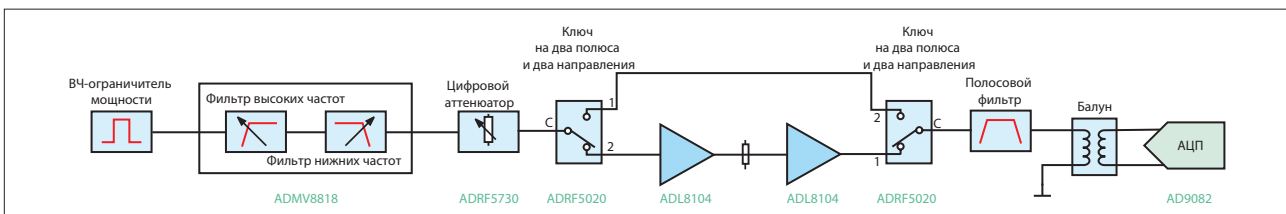
Старый метод сохранения динамического диапазона состоит в переключении между режимом с высокой чувствительностью для работы с более низкими входными сигналами и байпасным (обходным) режимом для работы с более высокими входными сигналами. Как показано в таблице 2, высокочувствительный режим позволяет повысить коэффициент шума, а байпасный тракт хоть и не обеспечивает такой высокий коэффициент шума, но существенно повышает линейность (IP2 и IP3). Глядя на таблицы характеристик, можно заметить данный эффект.

В таблице 3 сравниваются параметры внешнего интерфейса и черного ящика АЦП, а также приведены суммарные параметры каскада.

В режиме с высокой чувствительностью фактором, ограничивающим динамический диапазон, является

Таблица 2. Параметры черного ящика ВЧ-интерфейса для двух режимов работы

Режим	Усиление (дБ)	Коэффициент шума (дБ)	IP2 (дБм)	IP3 (дБм)	IP1dB (дБм)
Высокочувствительный	10	15	31	17	5
Байпасный	-14	14	75	40	25



▲ Рис. 10. Пример ВЧ-интерфейса с возможностью переключения между режимом с высокой чувствительностью и байпасным режимом

Таблица 3. Характеристики каскада в режиме с высокой чувствительностью (верхняя таблица) и в байпасном режиме (нижняя таблица). В колонке «Суммарные характеристики» приведены общие характеристики сигнальной цепи, содержащей ВЧ-интерфейс и АЦП

	ВЧ-интерфейс	АЦП	Суммарные характеристики	Единица измерения
Полный диапазон		-6,5		дБм
Спектральная плотность шума		-148		дБпд/Гц
		-154,5		дБпд/Гц
Усиление	10	0		дБ
Коэффициент шума	15	19,5	16,1	дБ
IP2	31	35	21,5	дБм
IP3	17	20	9,2	дБм
Pi	-40	-30		дБм
PN			-91,2	дБм
	ВЧ-интерфейс	АЦП	Суммарные характеристики	Единица измерения
Полный диапазон		-6,5		дБм
Спектральная плотность шума		-148		дБпд/Гц
		-154,5		дБпд/Гц
Усиление	-14	0		дБ
Коэффициент шума	14	19,5	33,5	дБ
IP2	75	35	48,6	дБм
IP3	40	20	33,0	дБм
Pi	-15	-29		дБм
PN			-97,8	дБм

минимальный уровень шума, поэтому в данном случае приоритет имеет коэффициент шума каскада. Коэффициент шума ВЧ-интерфейса в основном зависит от потерь, вносимых фильтрами, которые необходимы для уменьшения помех (в данном примере бюджет потерь составляет 6 дБ). Эти фильтры предварительной фильтрации, предшествующие усилителю, должны эффективно подавлять помехи, поскольку усилитель будет создавать многосигнальные продукты интермодуляционных искажений.

В байпасном режиме мы получаем очень высокую линейность благодаря технологии «кремний на изоляторе». Здесь нет никаких чудес, поскольку усилитель с ограниченной линейностью просто отключается, что обеспечивает более высокую линейность, меньшее усиление и более высокий коэффициент шума.

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА И ОПТИМИЗАЦИЯ ЕГО РАБОТЫ

На приведенных далее тепловых картах представлен анализ чувствительности, где показан мгновенный динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (ДД, дБ) при изменении:

- полосы обработки и уровня входного ВЧ-сигнала;

- точки IP2 ВЧ-интерфейса и уровня входного ВЧ-сигнала;
- коэффициента шума ВЧ-интерфейса и уровня входного ВЧ-сигнала.

Анализ был проведен как при работе схемы в режиме высокой чувствительности, так и при ее работе в байпасном режиме. Рамками отмечены оптимальные рабочие зоны. Из этих таблиц можно получить сведения о динамическом диапазоне, свободном от паразитных составля-

ющих, или расстоянии до минимального уровня шума или самого высокого пика интермодуляционных искажений для заданного максимального уровня входного сигнала при $P_{вх}$. Во всех таблицах статические переменные устанавливаются в соответствии с предыдущими параметрами сигнальной цепи.

Как обсуждалось в предыдущих разделах, ширина полосы обработки B_v , выбранная на рис. 11, зависит от целевых параметров обнаружения сигнала. При более низком значении B_v минимальный уровень шума снижается, при этом расширяется динамический диапазон при низком значении $P_{вх}$, но все это достигается за счет увеличения времени БПФ. И наоборот, при более высоком значении B_v минимальный уровень шума увеличивается, при этом из-за низкой чувствительности динамический диапазон ограничивается. Оптимальная рабочая зона находится в сбалансированной точке между этими крайними значениями.

На рис. 12 показано, что при низких уровнях $P_{вх}$ точка IP2 не играет никакой роли, так как в данном случае чувствительность определяет динамический диапазон. Наиболее чувствительными к IP2 являются характеристики в среднем диапазоне. В большинстве случаев приходится работать со средними уровнями мощности входного сигнала, и по мере того, как $P_{вх}$ увеличивается к точке переключения байпасного режима, линейность усилителя, и особенно IP2, становится критически важной. На этом среднем уровне особо выделяется высокое значение IP2 ВЧ-усилителя ADL8104, благодаря которому поддерживается широкий динамический диапазон.

ДД, дБ	61	$P_{вх}, дБм$										
		-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
$B_v, Гц$	1.00E+02	58	68	78	71	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+03	48	58	68	71	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+04	38	48	58	68	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+05	28	38	48	58	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+06	18	28	38	48	58	56	51	46	41	36	31
	1.00E+07	8	18	28	38	48	53	51	46	41	36	31
	1.00E+08	-2	8	18	28	38	43	48	46	41	36	31

ДД, дБ	64	$P_{вх}, дБм$										
		-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
$B_v, Гц$	1.00E+02	41	51	61	71	81	84	79	74	69	64	59
	1.00E+03	31	41	51	61	71	76	79	74	69	64	59
	1.00E+04	21	31	41	51	61	66	71	74	69	64	59
	1.00E+05	11	21	31	41	51	56	61	66	69	64	59
	1.00E+06	1	11	21	31	41	46	51	56	61	64	59
	1.00E+07	-10	1	11	21	31	36	41	46	51	56	59
	1.00E+08	-20	-10	1	11	21	26	31	36	41	46	51

▲ Рис. 11. Зависимость мгновенного динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих (ДД), от уровня входного ВЧ-сигнала ($P_{вх}$) и ширины полосы обработки (B_v). Режим с высокой чувствительностью (сверху) и байпасный режим (снизу)

ДД, дБ		P _{вх} , дБм										
		-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
ИР2 (ВЧ-интерфейса, дБм)	61	-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
	20	21	31	41	51	56	51	46	41	36	31	26
	30	21	31	41	51	61	56	51	46	41	36	31
	40	21	31	41	51	61	59	54	49	44	39	34
	50	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35
	60	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35
	70	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35
80	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35	

ДД, дБ		P _{вх} , дБм										
		-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
ИР2 (ВЧ-интерфейса, дБм)	64	-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
	20	4	14	24	34	44	49	50	45	40	35	30
	30	4	14	24	34	44	49	54	54	49	44	39
	40	4	14	24	34	44	49	54	59	57	52	47
	50	4	14	24	34	44	49	54	59	63	58	53
	60	4	14	24	34	44	49	54	59	64	62	57
	70	4	14	24	34	44	49	54	59	64	63	58
80	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59	

▲ Рис. 12. Зависимость мгновенного динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих (ДД), от уровня входного ВЧ-сигнала (РВХ) и точки ИР2 ВЧ-интерфейса. Режим с высокой чувствительностью (сверху) и байпасный режим (снизу)

ДД, дБ		P _{вх} , дБм										
		-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
КШ, дБ	61	-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
	5	27	37	47	57	61	56	51	46	41	36	31
	10	25	35	45	55	61	56	51	46	41	36	31
	15	21	31	41	51	61	56	51	46	41	36	31
	20	17	27	37	47	57	56	51	46	41	36	31
	25	12	22	32	42	52	56	51	46	41	36	31
	30	7	17	27	37	47	52	51	46	41	36	31
35	2	12	22	32	42	47	51	46	41	36	31	

ДД, дБ		P _{вх} , дБм										
		-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
КШ, дБ	64	-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
	5	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	10	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	15	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	20	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	25	3	13	23	33	43	48	53	58	63	64	59
	30	2	12	22	32	42	47	52	57	62	64	59
35	0	10	20	30	40	45	50	55	60	64	59	

▲ Рис. 13. Зависимость мгновенного динамического диапазона, свободного от паразитных составляющих (ДД), от уровня входного ВЧ-сигнала (РВХ) и коэффициента шума (КШ) ВЧ-интерфейса. Режим с высокой чувствительностью (сверху) и байпасный режим (снизу)

Байпасный режим с более высоким значением ИР2 позволяет сместить блок рабочей зоны вниз с целью поддержания более широкого динамического диапазона.

На рис. 13 показано, что при значительном уменьшении коэффициента шума, из-за чего могут существенно увеличиться размеры, вес, энергопотребление и стоимость системы, а также уменьшиться ее линейность, наблюдается снижающийся эффект расширения динамического диапазона в области средних значений V_{γ} . Чтобы был должный эффект от снижения коэффициента шума, значение V_{γ} должно уменьшаться вместе с ним. В режиме с высокой чувствительностью коэффициент шума будет оптимальным в диапазоне 10–15 дБ. В байпасном режиме высокий коэффи-

циент шума, показанный на нижнем рисунке, будет компромиссным вариантом с учетом высокой линейности. В идеале в этом режиме коэффициент шума можно поддерживать в диапазоне 20–25 дБ. Впрочем, дальнейшее уменьшение коэффициента шума в байпасном режиме не позволяет расширить динамический диапазон, так как в данном случае мы ограничены интермодуляционными искажениями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Неизбежная эволюция систем радиоэлектронной борьбы в сторону многооктавных ВЧ-тюнеров с мгновенной полосой пропускания в несколько ГГц и широкополосных цифровых приемников привела к тому, что влияние интермодуляционных искажений вто-

рого порядка затрудняет дальнейшее расширение динамического диапазона. Современные представления о динамическом диапазоне, свободном от паразитных составляющих, должны будут учитывать не только IMD3, но и IMD2, при этом разработчики будут использовать уравнения как для SFDR3, так и для SFDR2. Минимальный уровень шума системы является динамическим, поскольку полоса обработки изменяется мгновенно в зависимости от обнаружения сигналов и требований по времени. При поиске оптимального значения минимального уровня шума коэффициент децимации M и длина БПФ N определяют ширину элемента дискретизации БПФ, при этом каждый из этих параметров имеет свое влияние на другие характеристики, которое нужно учитывать. В данной статье также были приведены примеры БПФ последовательностей импульсов при различных M и N. Хотя характеристики АЦП постоянно улучшаются, работа ВЧ-интерфейса по-прежнему основывается на высоколинейных широкополосных ВЧ-компонентах с настраиваемыми параметрами и избирательностью по частоте. ВЧ-интерфейс должен быть спроектирован как каскад, подключаемый к АЦП, с учетом ВЧ-характеристик этого преобразователя. ●

КОД MATLAB®

```
clear all; clc; %close all;
% sampling parameters
fs = 15.36e9; %sampling frequency
ts = 1/fs; % time step
N = 2^9; %FFT bins
m = 2^8; %decimation 1536 max
MN=N*m;
fs_dec=fs/m;
bin = fs_dec/N;
capture_time = N*m*ts; % radar waveform
tau = 100e-9; % pulse width
duty = 0.1;
PRI = tau/duty;
PRF = 1/PRI; % Hz
NSD=-148; %dBFS/Hz
floor=NSD+10*log10(2*fs_dec/N);
mainlobe=2/tau;
line_spacing= PRF;
num_cycles = N*m*ts/PRI;
t = 0:ts:(N*m*ts - ts);
d = tau:PRI:(PRI*(num_cycles));
y = pulstran(t,d,@rectpuls,tau); %pulse train
y=awgn(y, 50);
%plot pulse train in time domain
subplot(2,1,1)
plot(t/1e-6,y)
xlabel('Time (us) '); ylabel(' Amplitude ')
ylim([-0.5,1.5]);
%filter and decimate data stream
ydec=decimate(y,m);
%window
win = blackman(length(ydec)); % blackman window..
use yup for zero pad
ywin=win'.*ydec;
% FFT
Y = abs(fft(ywin,N));
f = -fs_dec/2:fs_dec/N:(fs_dec/2-fs_dec/N);
%normalize and convert to dB
Y_db = meg2db(Y./max(Y));
%plot FFT
subplot(2,1,2)
plot(f/1e6,fftshift(Y_db));
xlabel(' Frequency (MHz) '); ylabel(' Magnitude (dB) ');
xlim([-4/tau/1e6 4/tau/1e6])
ylim([-150,0])
```

ЛИТЕРАТУРА

1. Delos P. A Review of Wideband RF Receiver Architecture Options. Analog Devices, Inc., February 2017.
2. Ali A., Dinc H., Bhoraskar P., Bardsley S., Dillon C., Kumar M., McShea M., Bunch R., Prabhakar J., Puckett S. A 12b 18GS/s RF Sampling ADC with an Integrated Wideband Track-and-Hold Amplifier and Background Calibration. IEEE International Solid-State Circuits Conference, February 2020.
3. AD9213 data sheet. Analog Devices, Inc., March 2020.
4. AD9174 data sheet. Analog Devices, Inc., July 2019.
5. Egan W. F. Practical RF System Design. John Wiley & Sons, April 2003.
6. Tsui J. B.-Y. Microwave Receivers and Related Components. Peninsula, 1983.
7. Beavers I. Noise Spectral Density: A New ADC Metric? Analog Devices, Inc., December 2017.
8. Collins T. F., Getz R., Pu D., Wyglinski A. M. Software-Defined Radio for Engineers. Artech House, 2018.
9. Tsui J., Cheng C-H. Digital Techniques for Wideband Receivers. SciTech, 2015.
10. Duty Cycle. Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. Naval Air Systems Command, April 1997.