

АЦП с чередованием во времени. Раскрывая тайны

Габриэле МАНГАРАО
(Gabriele MANGANARO)
Дэйв РОБЕРТСОН
(Dave ROBERTSON)

Чередование во времени — это метод, который позволяет использовать несколько идентичных аналого-цифровых преобразователей (АЦП)¹ для формирования регулярных дискретных сигналов с частотой дискретизации, превышающей рабочую частоту дискретизации каждого отдельно взятого преобразователя.

В очень упрощенном приближении чередование во времени заключается в мультиплексировании во времени выходов параллельного массива из M идентичных АЦП (как показано на рис. 1) для достижения более высокой суммарной частоты дискретизации f_s (интервал дискретизации $T_s = 1/f_s$). При этом каждый АЦП массива в действительности осуществляет выборку (и преобразование) сигнала на меньшей частоте, f_s/M . Так, путем чередования во времени четырех 10-разрядных АЦП с быстродействием 100 млн выб./с (MSPS) можно в принципе реализовать 10-разрядный АЦП с быстродействием 400 MSPS.

Для лучшего понимания принципа чередования во времени рассмотрим рис. 1. На нем аналоговый входной сигнал $V_{IN}(t)$ подвергается выборке в M АЦП, в результате чего формируется цифровая последовательность выходных данных D_{OUT} . Сначала АЦП₁ производит выборку напряжения $V_{IN}(t_0)$ и начинает его преобразование в n -разрядное цифровое представление. Спустя T_s секунд АЦП₂ производит выборку напряжения $V_{IN}(t_0+T_s)$ и начинает его преобразование в n -разрядное цифровое представление. Затем, спустя T_s секунд, АЦП₃ производит выборку напряжения $V_{IN}(t_0+2T_s)$, и так далее. После того как АЦП_M выполнит выборку напряжения $V_{IN}(t_0+(M-1) \times T_s)$, начинается следующий цикл, в котором АЦП₁ выполняет выборку $V_{IN}(t_0+M \times T_s)$, и этот процесс повторяется по кругу.

Поскольку n -разрядные результаты преобразования АЦП становятся доступны в той же последовательности, в какой производится выборка, соответствующие цифровые n -разрядные слова могут быть собраны демультимплексором, показанным в правой части рисунка, для получения совокупной последовательности выходных данных $D_{OUT}(t_0+L)$, $D_{OUT}(t_0+L+T_s)$, $D_{OUT}(t_0+L+2T_s)$. Здесь L соответствует фиксированному времени преобразования каждого отдельно взятого АЦП, и полученная таким образом последовательность данных имеет разрядность n бит и частоту дискретизации f_s . Поэтому, хотя отдельные АЦП (которые часто называют каналами) являются n -разрядными и выполняют выборку с частотой f_s/M , их совокупность эквивалентна одному n -разрядному АЦП с частотой дискретизации f_s , который мы будем называть «АЦП с чередованием во времени». По сути, входной сигнал «нарезается» и независимо обрабатывается входящими в состав массива АЦП, а затем собирается на выходе для получения высокоскоростного представления D_{OUT} входного сигнала V_{IN} .

Этот эффективный метод не лишен трудностей практической реализации. Ключевая проблема проявляется, когда M потоков данных от отдельных каналов собирается воедино для восстановления исход-

ного входного сигнала V_{IN} . Если мы посмотрим на спектр D_{OUT} , то, помимо цифрового представления сигнала V_{IN} и искажений, вносимых процессом аналого-цифрового преобразования, увидим дополнительные, и весьма существенные, побочные спектральные составляющие, которые называются «побочными составляющими чередования во времени» (или, для краткости, побочные составляющие ЧВ). Характер побочных составляющих ЧВ отличается от характера как искажений полиномиального типа, например гармоник сигнала высоких порядков (второго, третьего и т. д.), так и шума квантования или погрешностей динамической нелинейности. Они представляют собой особую форму шума с фиксированным шаблоном во временной области и являются следствием неидеальности аналоговых каналов, которая из-за процесса чередования во времени приводит к модуляции преобразованных сигналов и в конечном итоге проявляется в окончательной выходной цифровой последовательности D_{OUT} .

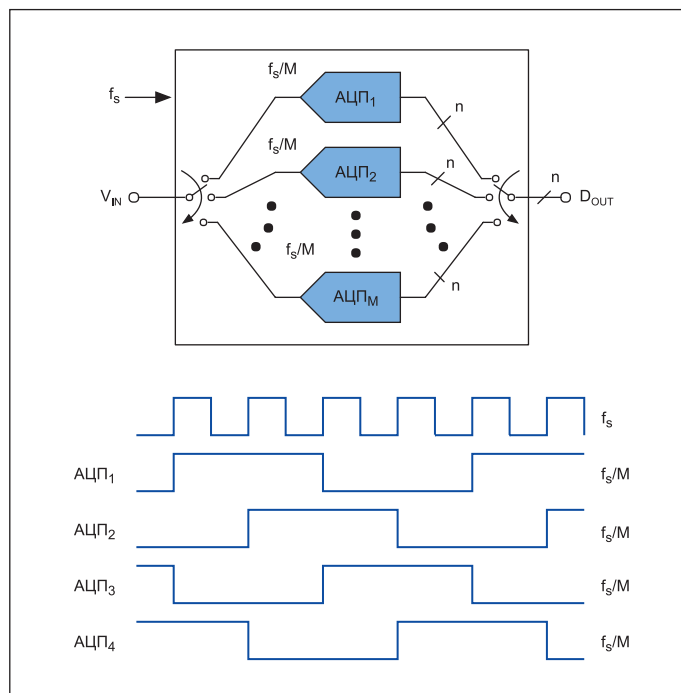


Рис. 1. Массив из M n -разрядных АЦП с чередованием во времени (частота дискретизации каждого АЦП равна f_s/M , а результирующая частота дискретизации — f_s). Пример временной диаграммы синхронизации для случая $M = 4$ изображен в нижней части рисунка)

¹ Хотя в данной статье обсуждаются аналого-цифровые преобразователи, те же принципы применимы и к чередованию во времени цифро-аналоговых преобразователей.

Для лучшего понимания возможных эффектов начнем с анализа простого примера. Рассмотрим случай двухканального АЦП с чередованием во времени, на который поступает синусоидальный входной сигнал V_{IN} с частотой f_{IN} . Предположим, что АЦП₁ имеет коэффициент усиления G_1 , а АЦП₂ имеет отличный от него коэффициент усиления G_2 . В таком двухэлементном АЦП каналы АЦП₁ и АЦП₂ будут выполнять выборку V_{IN} поочередно. Поэтому если АЦП₁ осуществляет преобразование четных отсчетов, а АЦП₂ реализует преобразование нечетных отсчетов, то все четные цифровые слова в D_{OUT} будут иметь коэффициент масштабирования G_1 , а все нечетные слова в D_{OUT} — коэффициент масштабирования G_2 . Таким образом, D_{OUT} не только будет содержать сам сигнал V_{IN} с некоторыми полиномиальными искажениями, но и будет промодулирован последовательностью из чередующихся коэффициентов G_1 и G_2 , что эквивалентно амплитудной модуляции V_{IN} прямоугольным колебанием с частотой $f_s/2$. Именно это приводит к появлению дополнительных побочных составляющих. В данном примере D_{OUT} будет содержать «побочную составляющую усиления» на частоте $f_s/2 - f_{IN}$, которая, к сожалению, зависит от частоты входного сигнала f_{IN} и попадает в первую зону Найквиста АЦП с чередованием во времени (то есть от нуля до $f_s/2$), а также за счет эффекта спектрального наложения — во все другие зоны Найквиста. Мощность/амплитуда этой побочной составляющей ЧВ зависит от разницы между двумя коэффициентами усиления, G_1 и G_2 . Другими словами, она зависит от рассогласования коэффициентов усиления². И наконец, она зависит от амплитуды самого входного сигнала V_{IN} .

Если входной сигнал отличается от простой синусоиды и, как в реальных задачах, представляет собой ограниченный по полосе сигнал сложной формы, то и «побочная составляющая усиления» — это уже не просто мешающая гармоника, а полноценная смасштабированная копия входного сигнала, которая попадает в зону Найквиста. Это в определенной мере компенсирует со знаком минус преимущества взрослой полосы, которые дает чередование во времени.

В приведенном примере мы рассмотрели только рассогласования коэффициентов усиления отдельных каналов, однако другие неидеальности тоже вызывают появление побочных составляющих

ЧВ. Рассогласование смещения (разница между напряжениями смещения каналов) приводит к появлению гармонических составляющих («побочные составляющие смещения») на фиксированной частоте с мощностью, пропорциональной рассогласованию смещений³. Расхождение времени выборки происходит, когда некоторые из каналов осуществляют выборку чуть раньше или чуть позже, чем нужно. Этот вид рассогласования вызывает появление «побочных составляющих синхронизации», которые имеют ту же частоту, что и побочные составляющие усиления (и складываются с ними по амплитуде)⁴, а их мощность растет с увеличением f_{IN} и амплитуды входного сигнала. Рассогласование полосы отдельных каналов вносит дополнительные побочные составляющие на частотах, зависящих от f_{IN} . Как и в случае с побочными составляющими синхронизации, их мощность растет с увеличением f_{IN} , а не только амплитуды входного сигнала. Опять же, во всех этих случаях степень ухудшения качества спектра зависит не от абсолютного значения характеристик каналов (смещение, коэффициент усиления, погрешность синхронизации, полоса), а от относительного рассогласования/разницы между ними.

Несмотря на то, что обобщенный метод чередования во времени известен уже несколько десятилетий, из-за жестких требований к минимальному уровню побочных составляющих ЧВ его применение ранее было ограничено преобразователями с низким разрешением. Однако недавние достижения в калибровке рассогласования каналов и подавления остаточных побочных составляющих ЧВ сделали возможной реализацию полностью интегрированных 12-, 14- и 16-разрядных АЦП с чередованием во времени, обладающих очень высоким быстродействием.

На данном этапе необходимо ввести некоторую классификацию архитектур с чередованием во времени. В случае двух каналов мы обычно используем для архитектуры с чередованием термин «пинг-понг». Далее можно ввести разделение на архитектуры с «чередованием низкого порядка» и «чередованием высокого порядка», то есть архитектуры с небольшим количеством каналов (например, три или четыре) и архитектуры с количеством каналов более четырех (часто — восемь).

«Пинг-понг» (двухканальное) чередование

Когда мы осуществляем чередование только двух каналов для удвоения суммарной частоты дискретизации, как показано на рис. 2а, мы называем такую архитектуру «пинг-понг». Эта упрощенная архитектура имеет некоторые интересные и привлекательные особенности. В данном случае побочные составляющие ЧВ расположены в первой зоне Найквиста составного АЦП на нулевой частоте, а также на частотах $f_s/2$ и $f_s/2 - f_{IN}$. Таким образом, если входной сигнал V_{IN} представляет собой узкополосный сигнал, центрированный относительно f_{IN} , как показано на графике спектра первой зоны Найквиста на рис. 2б, то побочные составляющие ЧВ будут включать в себя побочную составляющую смещения на нулевой частоте, еще одну побочную составляющую, вызванную рассогласованием смещения, на $f_s/2$, а также зеркальные побочные составляющие усиления и синхронизации, центрированные относительно $f_s/2 - f_{IN}$, которые выглядят как смасштабированная копия самого входного сигнала.

Если входной сигнал $V_{IN}(f)$ полностью ограничен интервалом частот от 0 до $f_s/4$, как на рис. 2в, то побочные составляющие ЧВ не перекрываются по частоте с оцифрованным входным сигналом. Плохой новостью в данном случае является то, что мы сможем оцифровывать сигнал только в половине зоны Найквиста, как если бы мы

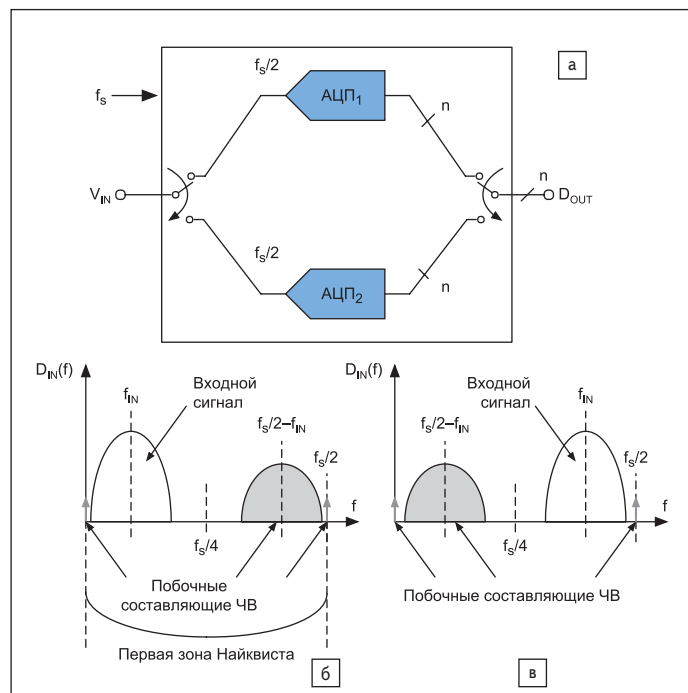


Рис. 2. а) Схема «пинг-понг»;

б) выходной спектр для узкополосного входного сигнала с частотой ниже $f_s/4$;

в) выходной спектр для узкополосного входного сигнала с частотой от $f_s/4$ до частоты Найквиста ($f_s/2$)

² Обратите внимание, что значение имеет рассогласование погрешностей усиления, а не их абсолютные величины. Если два канала имеют одинаковую погрешность усиления (коэффициент усиления $G_1 = G_2$), то они масштабируются одинаково, и амплитудная модуляция, а следовательно, и побочные составляющие усиления в объединенном цифровом потоке будут отсутствовать.

³ В общем случае при чередовании M каналов побочные составляющие смещения присутствуют на частотах $f_{OS} = (k/M)f_s$, где $k = 0, 1, 2, \dots$ [Manganaro, 2011].

⁴ В общем случае при чередовании M каналов зеркальные составляющие синхронизации присутствуют на частотах $f_{OS} = \pm f_{IN} + (k/M)f_s$, где $k = 1, 2, \dots$ [Manganaro, 2011].

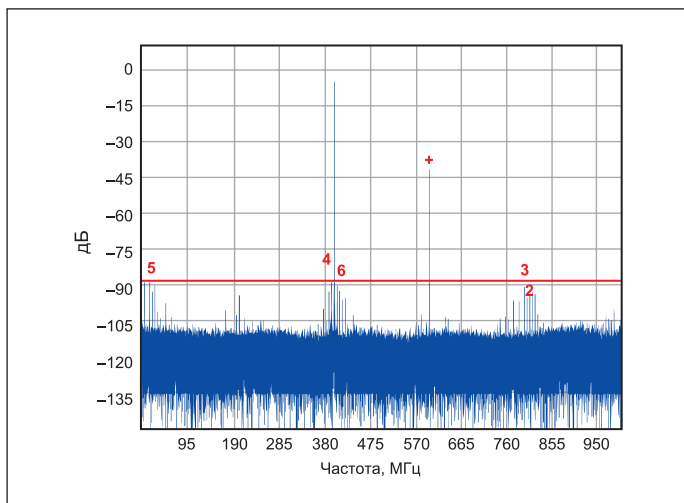


Рис. 3. Спектр выходного сигнала схемы «пинг-понг» с быстродействием 2 GSPPS, полученной путем тактирования двух каналов AD9680 сигналами с частотой 1 ГГц и разностью фаз 180°

имели только один канал, тактируемый с частотой $f_s/2$, потребляя при этом в два раза больше мощности по сравнению с одиночным каналом. Зеркальную побочную составляющую ЧВ на верхней границе полосы Найквиста можно подавить путем цифровой фильтрации после оцифровки без необходимости применять коррекцию аналоговых рассогласований.

В то же время хорошая новость состоит в том, что, поскольку архитектура «пинг-понг» тактируется с частотой f_s , оцифрованный выходной сигнал будет иметь выигрыш за счет обработки в 3 дБ по динамическому диапазону. Кроме того, требования к проектированию аналогового фильтра, предотвращающего спектральные наложения, при использовании схемы «пинг-понг» смягчаются по сравнению с одиночным АЦП, работающим с частотой дискретизации $f_s/2$.

Все те же рассуждения применимы, если узкополосный сигнал располагается в верхней половине первой зоны Найквиста, как показано на рис. 2в, поскольку зеркальная побочная составляющая ЧВ перемещается в нижнюю половину зоны Найквиста. Побочные составляющие усиления и синхронизации, опять же, можно подавить после оцифровки путем цифровой фильтрации.

И наконец, как только положение частоты входного сигнала пересечет линию $f_s/4$, произойдет перекрытие входного сигнала с побочными составляющими ЧВ, которое приведет к повреждению его спектра. В данном случае восстановление полезного входного сигнала невозможно и схема «пинг-понг» неприменима, если не обеспечить достаточно хорошее согласование каналов для поддержания уровня побочных спектральных составляющих на приемлемо низком уровне или не использовать калибровку для устранения причин, вызывающих их появление.

Подведем итог. Частотное планирование и цифровая фильтрация позволяют восстановить оцифрованный при помощи схемы «пинг-понг» узкополосный входной сигнал даже в присутствии рассогласования каналов. Несмотря на то, что потребляемая преобразователем мощность примерно удваивается по сравнению с одиночным АЦП, работающим с тактовой частотой $f_s/2$, схема «пинг-понг» обеспечивает выигрыш в динамическом диапазоне на 3 дБ за счет обработки и смягчает требования к аналоговому фильтру, предотвращающему спектральные наложения.

Пример работы схемы «пинг-понг» без какой-либо коррекции рассогласования каналов и результирующие побочные составляющие ЧВ показаны на рис. 3. В данном случае два АЦП, входящих в состав двухканального 14-разрядного АЦП с быстродействием 1 GSPPS AD9680, выполняют выборку с чередованием во времени простой синусоиды, формируя поток выходных данных с частотой дискретизации 2 GSPPS.

Если мы посмотрим на первую зону Найквиста в спектре выходного сигнала этой схемы (полоса частот от нуля до 1 ГГц), то можем увидеть входную гармонику (сильная гармоническая составляющая слева на частоте $f_{IN} = 400$ МГц) и сильные побочные составляющие усиления/синхронизации на частоте $f_s/2 - f_{IN} = 2$ ГГц/2 - 400 МГц = 600 МГц. Мы также видим ряд других гармонических составляющих, вызванных собственными искажениями двух каналов, а также другими неидеальностями, однако их уровень лежит ниже -90 дБ.

Чередование более высоких порядков

При использовании более двух каналов описанное выше частотное планирование становится не очень практичным и/или не очень привлекательным. Положение побочных составляющих ЧВ теперь невозможно ограничить определенным участком зоны Найквиста. Рассмотрим в качестве примера четырехканальный АЦП с чередованием во времени, показанный на рис. 4а. В данном случае рассогласования смещения приведут к появлению гармонических составляющих на нулевой частоте, $f_s/4$ и $f_s/2$. В то же время зеркальные побочные составляющие усиления и синхронизации располагаются на частотах $f_s/4 - f_{IN}$, $f_s/4 + f_{IN}$ и $f_s/2 - f_{IN}$. Пример спектра выходного сигнала такого АЦП показан на рис. 4б. Его анализ ясно свидетельствует о том, что при полосе входного сигнала более $f_s/8$, независимо от конкретного положения f_{IN} , он будет перекрываться с некоторыми из побочных составляющих ЧВ. С другой стороны, если входной сигнал имеет очень узкую полосу, нет смысла пытаться оцифровать его при помощи широкополосного АЦП с чередованием во времени.

В подобной ситуации для работы во всей зоне Найквиста и получения чистого спектра нам необходимо минимизировать мощность побочных составляющих ЧВ. Чтобы достичь этого, применяются методы калибровки, позволяющие компенсировать рассогласования между каналами. Как только эффект рассогласований скорректирован, мощность результирующих побочных составляющих ЧВ уменьшается. Сокращение мощности этих побочных составляющих благоприятно сказывается на отношении сигнал-шум и свободном от побочных составляющих динамическом диапазоне.

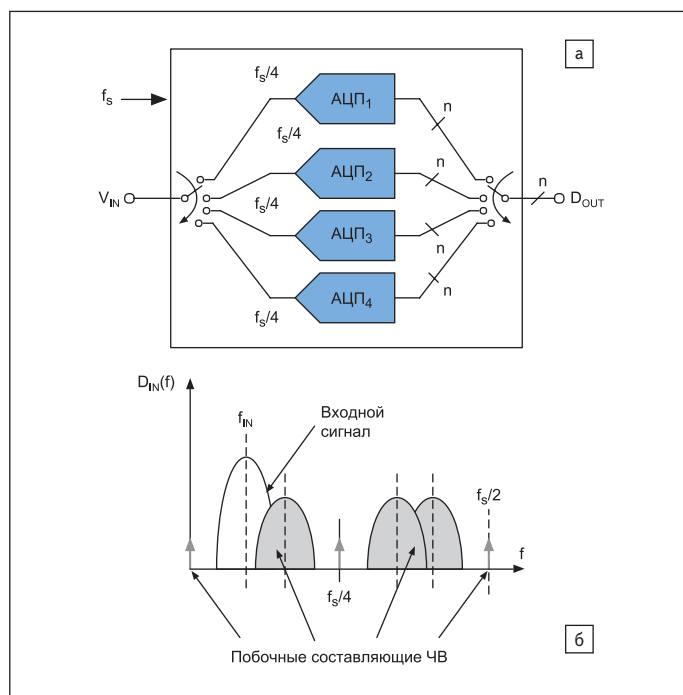


Рис. 4. а) Четырехканальный АЦП с чередованием во времени; б) соответствующий спектр выходного сигнала в первой зоне Найквиста, иллюстрирующий побочные составляющие ЧВ

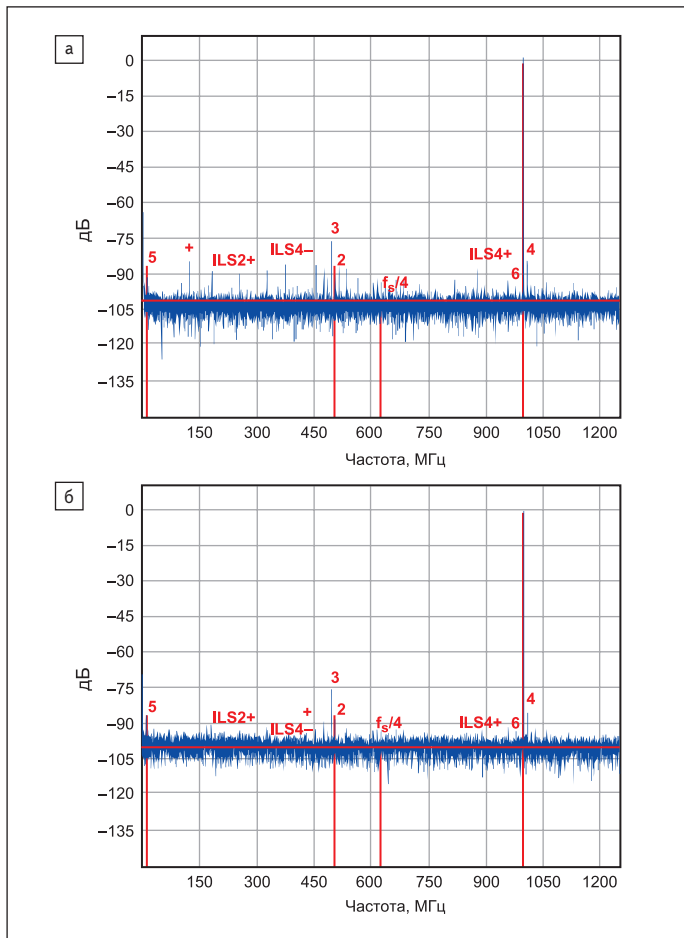


Рис. 5. Спектр выходного сигнала АЦП AD9625, тактируемого с частотой 2,5 ГГц, при частоте входного гармонического сигнала, близкой к 1 ГГц:
 а) последовательное чередование трех каналов: отношение сигнал-шум (SNR) = 60 дБ к полной шкале (dBFS), свободный от побочных составляющих динамический диапазон (SFDR) = 72 дБн и ограничен третьей гармоникой;
 б) чередование трех каналов со случайной подменой: SNR = 58 дБ к FS, SFDR = 72 дБн

Выигрыш от методов компенсации ограничивается точностью, с которой рассогласования можно измерить и скорректировать. Для дальнейшего подавления остаточных побочных составляющих ниже уровня, достижимого при калибровке, можно периодически в случайном порядке изменять порядок выборки входного сигнала каналами. За счет этого обсуждавшиеся ранее эффекты модуляции преобразованного входного сигнала, вызванные некалиброванными рассогласованиями, превращаются из шума с детерминированным характером в псевдослучайный шум. Это приводит к исчезновению или по меньшей мере к распределению мощности мешающих зеркальных и гармонических побочных составляющих по всему спектру. В данном случае мощность спектрального содержимого, вызванного рассогласованиями при чередовании во времени, прибавляется к мощности шумового порога квантования преобразователя. Таким образом, несмотря на улучшение уровня искажений, отношение сигнал-шум может ухудшаться. Величина отношения сигнала к шуму и искажениям остается, по существу, неизменной, поскольку она включает в себя эффекты как шумов и рандомизации, так и искажений. В данном случае вклад чередования во времени просто переходит из одного компонента (искажения) в другой (шум).

Рассмотрим некоторые примеры АЦП с чередованием во времени. AD9625 — это трехканальный 12-разрядный АЦП, обладающий быстродействием 2,5 GSPS. Рассогласования между тремя каналами откалиброваны для минимизации побочных составляющих ЧВ. Пример спектра его выходного сигнала при частоте входного сиг-

нала, близкой к 1 ГГц, изображен на рис. 5а. В спектре виден набор побочных составляющих ЧВ. Помимо гармонического входного сигнала, можно видеть гармонические искажения отдельных каналов второго и третьего порядка вблизи частоты 500 МГц, а также гармонику четвертого порядка вблизи основной гармоники. Калибровка рассогласований каналов существенно сокращает мощность побочных составляющих ЧВ, большой набор которых можно наблюдать во всей полосе спектра.

Для дальнейшего уменьшения этого спектрального содержимого применяется рандомизация каналов. Она заключается в добавлении четвертого откалиброванного канала и случайного изменения порядка преобразования путем замены одного из трех активных каналов на четвертый. Здесь можно провести аналогию с жонглером, который жонглирует в воздухе тремя кеглями и периодически подменяет одну из них четвертой кеглей. За счет этого мощность остаточных спектральных составляющих ЧВ делается случайной и распределяется по спектру поверх шумового порога. Как показано на рис. 5б, после рандомизации каналов побочные составляющие ЧВ практически исчезают, а мощность шума претерпевает минимальное увеличение (отношение сигнал-шум ухудшается всего на 2 дБ). Спектр ограничен третьей гармоникой; все побочные составляющие ЧВ устранены путем распределения их мощности поверх шумового порога. Следует отметить, что, несмотря на существенно меньший уровень искажений во втором спектре, показанном на рис. 5б, рандомизация не может повлиять на вторую, третью и четвертую гармоники, поскольку они вызваны не чередованием во времени, а другими эффектами.

Пример спектра еще одного АЦП с чередованием во времени, использующего рандомизацию каналов, показан на рис. 6. Он соответствует четырехканальному 16-разрядному АЦП AD9652 с быстродействием 310 MSPS. В случае, проиллюстрированном на рис. 6, четыре канала поочередно выполняют преобразование в фиксированной последовательности, и никаких попыток откалибровать их для уменьшения межканальных рассогласований не предпринимается. В спектре четко видны побочные составляющие ЧВ на ожидаемых частотах, а их мощность значительно превышает мощности второй и третьей гармоник, ограничивая свободный от побочных составляющих динамический диапазон значением всего 57 дБн. Калибровка и рандомизация каналов не применяются. Вторая (HD2) и третья (HD3) гармоники видны на частотах примерно 140 и 100 МГц соответственно. Также видны побочные составляющие ЧВ. Побочные составляющие смещения находятся на нулевой частоте, $f_s/2$ (OS2) и $f_s/4$ (OS4). Побочные составляющие усиления/синхронизации находятся на $f_s/2 - f_{IN}$ (GS2), $f_s/4 + f_{IN}$ (GS4+) и $f_s/4 - f_{IN}$ (GS4-). Значение SNR, указанное на рисунке, неестественно

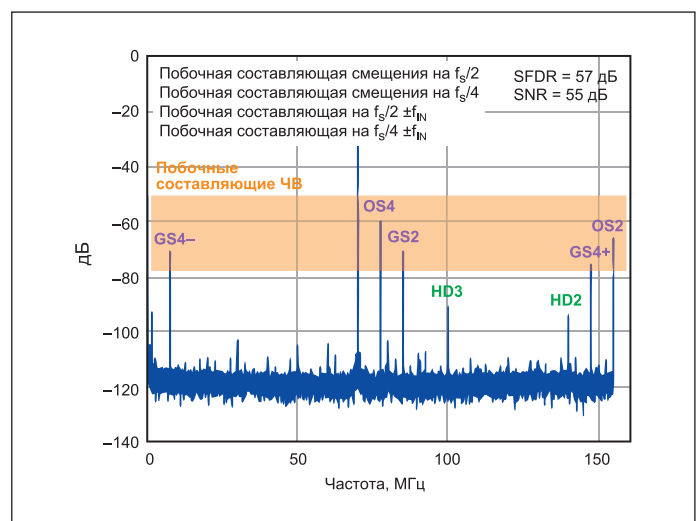


Рис. 6. Спектр выходного сигнала АЦП AD9652, тактируемого с $f_s = 310$ МГц, при частоте синусоидального входного сигнала $f_{IN} \approx 70$ МГц

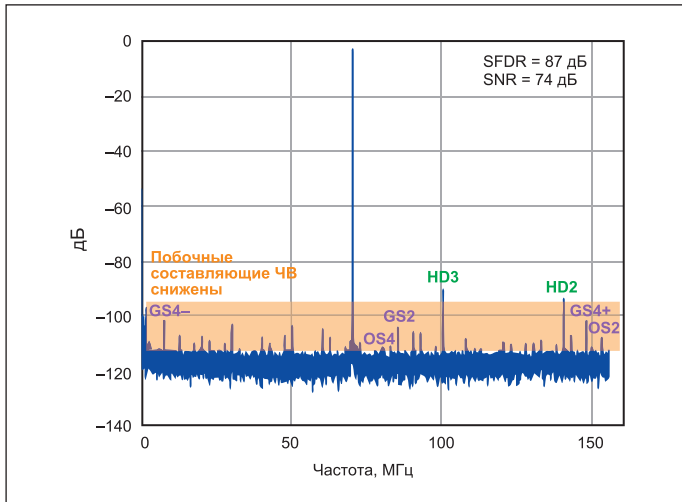


Рис. 7. Спектр выходного сигнала того же АЦП при том же входном сигнале, но при откалиброванных рассогласованиях каналов

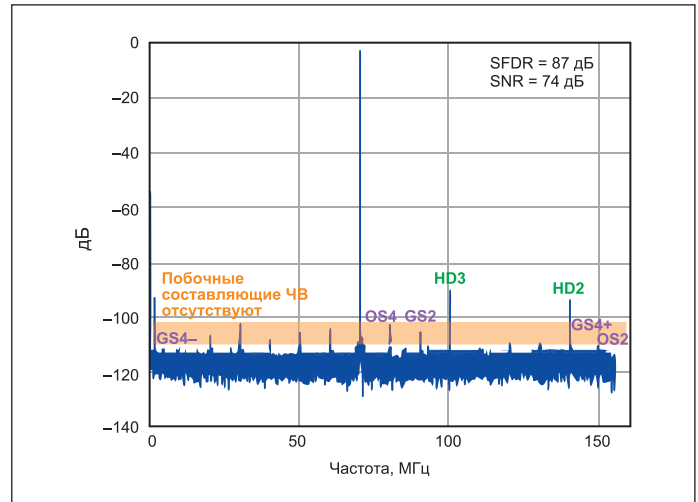


Рис. 8. Выходной спектр для случая с откалиброванными каналами при включенной рандомизации порядка чередования

мало, поскольку часть мощности побочных составляющих просуммирована с мощностью шума.

Однако если тот же самый АЦП предварительно откалиброван для уменьшения рассогласования каналов, то мощность побочных составляющих ЧВ существенно сокращается, как показано на рис. 7. Аналогично случаю, рассмотренному ранее, калибровка влияет не на гармонические искажения каналов, а только на побочные составляющие ЧВ. По сравнению с рис. 6 уровень второй и третьей гармоник остался неизменным, а мощность побочных составляющих ЧВ существенно снизилась. SFDR улучшился на 30 дБ (87 вместо 57 дБн).

И наконец, чистоту спектра можно дополнительно улучшить по сравнению с рис. 7, применив рандомизацию порядка каналов, как показано на рис. 8. В данном случае для рандомизации используется инновационный метод, который позволяет периодически изменять порядок преобразования в каналах без добавления лишнего (пятого) канала, тем самым экономя потребляемую мощность. Как видно на рис. 8, после рандомизации в результирующем спектре остаются только регулярные гармонические искажения. Рандомизация приводит к распределению мощности остаточных побочных составляющих ЧВ. Видны только регулярные гармонические искажения. SNR практически не меняется, поскольку после калибровки рассогласований мощность распределяемых побочных составляющих пренебрежимо мала.

Заключение

Чередование во времени — это эффективный метод увеличения быстродействия преобразователей данных. Последние достижения в области компенсации рассогласований, а также подавления остаточных

побочных составляющих путем рандомизации сделали возможным создание 12-, 14- и 16-разрядных АЦП с очень высокой скоростью преобразования.

При работе с ограниченными по полосе входными сигналами, как, например, в некоторых системах связи, применение архитектуры «пинг-понг» с двумя каналами позволяет поместить мешающие побочные составляющие ЧВ в стороне от представляющей интерес полосы путем грамотного частотного планирования. Побочные спектральные составляющие затем могут быть устранены при помощи цифровой фильтрации. Данная архитектура потребляет примерно в два раза больше мощности по сравнению с обычным АЦП, имеющим в два раза меньшую частоту дискретизации при одинаковой, свободной от побочных составляющих полосе, однако она позволяет достичь увеличения динамического диапазона на 3 дБ за счет обработки, а также смягчить требования к аналоговым фильтрам, предшествующим АЦП.

Когда от преобразователя с чередованием во времени требуется работа во всей доступной полосе для преобразования широко-

полосного входного сигнала, необходимо использовать архитектуры с чередованием более высоких порядков. В данном случае для компенсации и подавления побочных составляющих ЧВ могут применяться калибровка и рандомизация каналов.

Литература

1. Beavers I. Gigasample ADCs Run Fast to Solve New Challenges. Analog Devices, 2014.
2. Black W., Hodges D. Time Interleaved Converter Arrays // IEEE Journal of Solid-State Circuit. 1980. Vol. SC-15, No. 6.
3. Bosworth D. GPS Data Converters to the Rescue for Electronics Surveillance and Warfare Systems. Analog Devices, 2014.
4. Elbornsson J., Gustafsson F., Eklund J.-E. Analysis of Mismatch Effects in a Randomly Interleaved A/D Converter System. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 52, No. 3. 2005.
5. Harris J. Further into the Alphabet with Interleaved ADCs. EDN Network, 2013.
6. Harris J. The ABCs of Interleaved ADCs. EDN Network, 2013.
7. Manganaro G. Advanced Data Converters. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2011.