

# Тактовая синхронизация широкополосных быстродействующих АЦП с интерфейсом JESD204B

Иэн БИВЕРС (Ian BEAVERS)  
Мэтт ФЕЛМЛИ (Matt FELMLEE)  
Перевод: Александр СОТНИКОВ  
alexander.sotnikov@analog.com.ru

С развитием аналого-цифровых преобразователей (АЦП) в сторону увеличения быстродействия особую важность приобретают вопросы синхронизации и тактирования АЦП. Во избежание ограничения динамического диапазона АЦП необходимо грамотно выбрать сопутствующую схему синхронизации. Ниже будет рассмотрено влияние джиттера на характеристики АЦП, а также несколько вариантов синхронизации и тактирования быстродействующих (порядка 1 GSPS) преобразователей, в том числе с последовательным интерфейсом JESD204B.

С увеличением сложности высокоскоростных многоканальных систем обработки сигналов средства формирования тактовых сигналов каждого из используемых в них аналого-цифрового преобразователя (АЦП) начинают оказывать существенное влияние на динамический диапазон и потенциально достижимые характеристики системы. По мере роста частоты дискретизации и полосы входного каскада современных АЦП с быстродействием 1 млрд выб/с (GSPS, Giga-Sample per Second) и более качество распределенного тактового сигнала системы становится критически важным. Системы, предназначенные для измерения/сбора сигналов на высоких частотах, например ВЧ измерительные приборы или многоканальные антенные решетки, требуют применения передовых средств синхронизации.

Во избежание ограничения динамического диапазона АЦП требуется грамотно выбрать сопутствующую схему синхронизации. В противном случае, в зависимости от полосы входного каскада и частоты сигнала, дрожание фазы тактового сигнала может негативно сказываться на характеристиках АЦП. Такие атрибуты подсистемы синхронизации, как малое дрожание фазы, низкий фазовый шум, компенсация рассогласования временных характеристик и возможности выравнивания фазы сигналов в высокоскоростном последовательном интерфейсе JESD204B современных преобразователей, приобретают исключительное значение для поддержания оптимального качества преобразования.

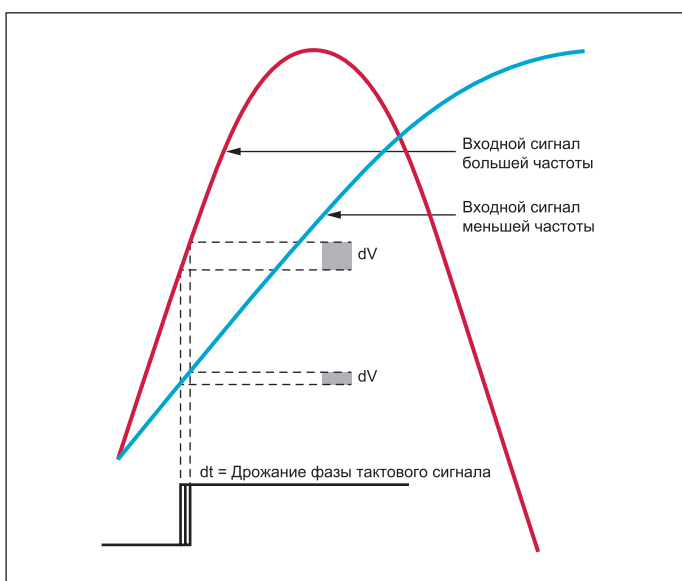
Многоканальные решения с малым дрожанием фазы для формирования и распределения тактовых сигналов, поддерживающие работу с АЦП с интерфейсом JESD204B, получают все более широкое распространение, и инженеры-разработчики спрашивают нас о том, как выбрать подходящее решение для синхронизации их высокоскоростных АЦП. Ниже мы дадим ответы на некоторые типовые вопросы, связанные с влиянием схемы синхронизации на характеристики АЦП.

Для преобразования высокочастотного входного сигнала во второй или третьей зоне Найквиста широкополосного АЦП необходимы высокочастотные тактовые сигналы с малым дрожанием фазы.

## Каким образом дрожание фазы тактового сигнала влияет на характеристики моего АЦП?

С ростом частоты входного сигнала в системах с быстродействующими АЦП и непосредственной дискретизацией на ПЧ влияние дрожания фазы тактового сигнала на характеристики системы становится все более критичным. На низких частотах ограниченная величина дрожания фазы может вообще не сказываться на характеристиках системы. По мере увеличения частоты входного сигнала АЦП такое же количество дрожания фазы в конечном итоге начнет влиять на отношение сигнал/шум (ОСШ) системы. ОСШ АЦП определяется через логарифм отношения мощности сигнала к полной мощности шума, приведенного к входу АЦП.

При фиксированной величине дрожания фазы увеличение частоты сигнала, подвергаемого преобразованию в АЦП, приводит к увеличению погрешности оцифрованного сигнала (отклонения от аналогового значения напряжения). Это вызвано большей скоростью изменения высокочастотных сигналов по сравнению с низкочастотными, как можно видеть из примера на рис. 1.



**Рис. 1.** При фиксированной величине дрожания фазы (dt) тактового сигнала преобразования АЦП погрешность выборки напряжения (dV) высокочастотного сигнала будет больше по сравнению с сигналом меньшей частоты. Этот факт непосредственно влияет на достижимый динамический диапазон АЦП

### В чем разница между полным размахом и среднеквадратическим дрожанием фазы?

Дрожание фазы тактового сигнала можно разделить на две категории: случайное дрожание фазы (RJ, random jitter) и детерминированное дрожание фазы (DJ, deterministic jitter). Детерминированное дрожание фазы обусловлено известным сигналом помехи, и его амплитуда ограничена. Источниками данного типа дрожания фазы могут являться, например, перекрестные помехи, электромагнитные излучения, шум цепи питания и периодические модулирующие воздействия, вызванные коммутацией электронных схем. Детерминированное дрожание фазы проявляется в виде дискретных побочных составляющих в спектре тактового сигнала. Эти мешающие сигналы также проявятся в виде побочных составляющих в спектре оцифрованного выходного сигнала АЦП.

Случайное дрожание фазы имеет неограниченную амплитуду с гауссовым распределением. Оно порождается менее предсказуемыми эффектами, например температурным эффектом и небольшими отклонениями параметров полупроводниковых элементов. Существенный уровень случайного дрожания фазы может приводить к увеличению спектральной плотности шума преобразователя данных. Полное влияние дрожания фазы на тактовый сигнал дискретизации преобразователя определяется путем взятия корня из суммы квадратов величин случайного и детерминированного дрожания фазы.

Гистограмма случайного дрожания фазы для типичного тактового сигнала будет иметь нормальное гауссово распределение. Добавление любой детерминированной составляющей к дрожанию фазы превратит это распределение в бимодальное. Полный размах дрожания фазы измеряется путем взятия длинной выборки измерений во временной области и определения абсолютных минимального и максимального отклонений дрожания фазы. По мере увеличения длины реализации разница между минимальной и максимальной величинами дрожания будет в конечном итоге стремиться к абсолютному значению размаха дрожания фазы. На практике длину наблюдаемой выборки необходимо ограничить некоторым конечным значением (ограниченное количество измерений). Абсолютная величина полного размаха дрожания фазы не представляет особого интереса, если его распределение имеет гауссову характеристику с известным стандартным отклонением.

Среднеквадратическое дрожание фазы — это значение стандартного отклонения для гауссова распределения. Оно будет оставаться относительно стабильным даже при увеличении длины наблюдаемой реализации. Величина среднеквадратического дрожания фазы несет в себе больше смысла по сравнению с полным размахом дрожания фазы, и ее также проще измерить. Для того чтобы среднеквадратическое значение позволяло достоверно оценить уровень дрожания фазы, его распределение должно быть гауссовым. Отличие формы распределения от гауссовой будет свидетельствовать о наличии детерминированной составляющей дрожания фазы. По возможности основную причину появления детерминированного дрожания фазы следует выявить и ослабить либо полностью устранить.

Тактовый сигнал, в котором присутствует только случайное дрожание фазы, обладает гауссовым распределением. Любое детерминированное дрожание фазы приводит к искажению идеальной гауссовой формы. Мощность фазового шума в любой точке кривой ( $F_0 + F_m$ ) может быть измерена относительно пикового значения на частоте  $F_0$ .

### Каким образом дрожание фазы входного тактового сигнала может повлиять на отношение сигнал/шум и спектральную плотность шума АЦП?

Спектральная плотность шума АЦП — это одна из основных метрик качества преобразователя. Она описывает полную мощность шума, приходящуюся на единицу полосы, при его выборке с частотой дискретизации АЦП ( $F_s$ ). Спектральная плотность шума зависит от отношения сигнал/шум АЦП при сигнале полной шкалы, включая любые искажения вследствие дрожания фазы, а также от полосы Найквиста ( $F_s/2$ ), внутри которой шум распределен в спектральной

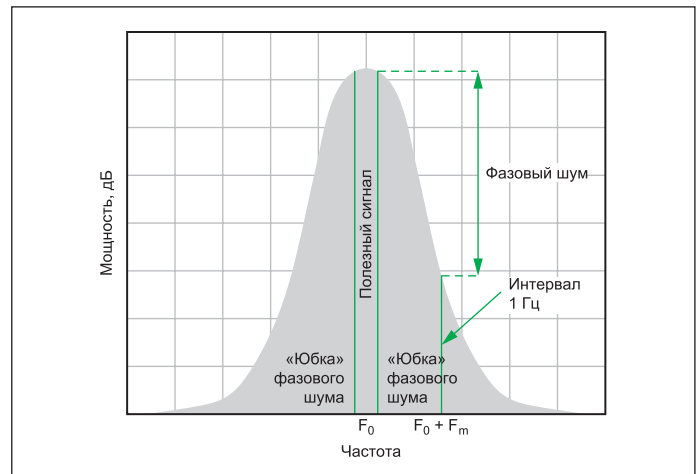


Рис. 2. Мощность полезного сигнала располагается в частотной области, образуя «юбку» фазового шума

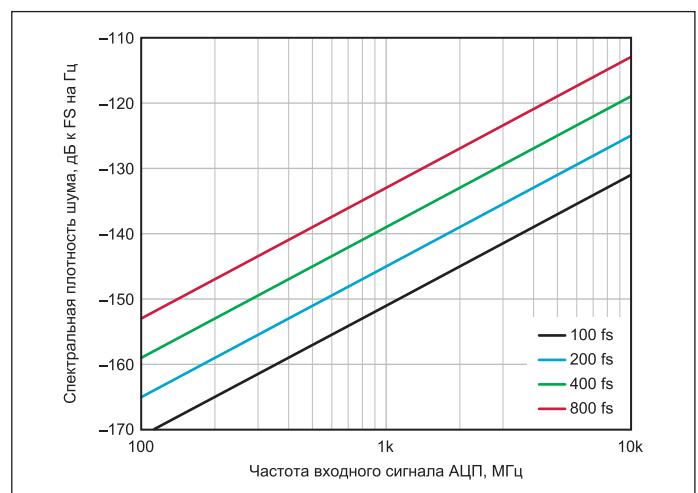


Рис. 3. Ограничение идеальной спектральной плотности шума АЦП, работающего с частотой дискретизации 1 GSPS, вследствие дрожания фазы тактового сигнала. При высоких частотах входного сигнала среднеквадратическое дрожание фазы тактового сигнала может ограничивать динамический диапазон АЦП

области. Любая погрешность момента взятия выборки приведет к преобразованию некоторой части мощности сигнала в шум.

С увеличением дрожания фазы тактового сигнала часть мощности преобразуемого сигнала выходит за пределы дискретного частотного интервала в преобразовании Фурье и становится частью шума. Причиной этого является отличие момента взятия выборки сигнала от идеального вследствие фазового шума тактового сигнала. На рис. 2 дан пример, иллюстрирующий, как мощность полезного сигнала расплывается в частотной области, образуя «юбку» фазового шума (рис. 3).

Мощность идеального тактового сигнала должна быть сосредоточена на одной частоте в спектральной области, однако реальные решения для синхронизации будут также иметь «юбку» из фазового шума.

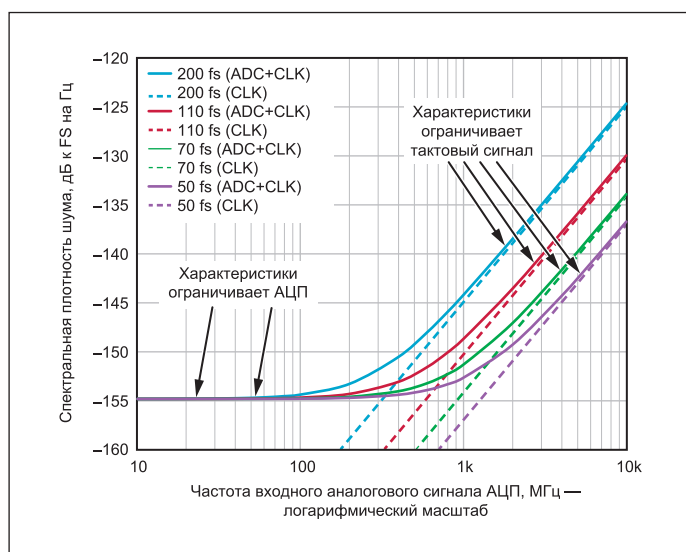
Для того чтобы рассчитать полную величину отношения сигнал/шум схемы преобразования, необходимо взять корень квадратный из суммы квадратов величины шума дрожания фазы и значения отношения сигнал/шум из технического описания АЦП на интересующей частоте. При достаточно низком дрожании фазы тактового сигнала полное ОСШ равно собственному ОСШ АЦП, поскольку оно будет ограничиваться внутренним дрожанием апертуры и нелинейностями преобразователя. По мере роста дрожания фазы тактового сигнала дискретизации в конечном счете станет фактором, ограни-

чивающим отношение сигнал/шум АЦП. Этот эффект становится более очевидным при высоких частотах преобразуемого сигнала. Выходной шум любого реализуемого на практике АЦП ограничен его отношением сигнал/шум. По мере увеличения или уменьшения уровня входного сигнала составляющая шума, обусловленная дрожанием фазы, изменяется аналогичным образом.

Значение спектральной плотности шума АЦП (NSD) можно определить, вычтя из мощности сигнала полной шкалы (FS) на входе АЦП значение полного отношения сигнал/шум, приведенного к 1 Гц в половине полосы Найквиста:

$$\text{NSD}_{\text{АЦП}} = \text{Мощность АЦП (FS)} - \text{Полное ОСШ (дБ)} - 10\log(\text{Fs}/2).$$

Пример на рис. 4 иллюстрирует влияние различных уровней дрожания фазы тактового сигнала на спектральную плотность шума 14-разрядного АЦП с быстродействием 1 GSPS в широком диапазоне частот входного сигнала. При дискретизации сигналов в диапазоне частот от 10 до 100 МГц даже сравнительно большое дрожание фазы тактового сигнала, вплоть до 200 фс, не оказывает существенного влияния на спектральную плотность шума, которая равна  $-155$  дБ/ФС (дБ к полной шкале) на Гц. Однако при дискретизации входного сигнала, имеющего частоту 1 или 2 ГГц, то же самое среднеквадратическое значение дрожания фазы тактового сигнала в 200 фс приводит к значительному ограничению качества преобразования. При оцифровке сигнала с частотой 2 ГГц среднеквадратическое дрожание фазы 200 фс вызовет увеличение шума АЦП на 12 дБ по сравнению со случаем, когда среднеквадратическое дрожание фазы равно 50 фс. При более высоких частотах аналогового входного сигнала ( $>100$  МГц) уровень спектральной плотности шума будет определяться среднеквадратическим дрожанием фазы.



**Рис. 4.** Спектральная плотность шума широкополосного 14-разрядного преобразователя, которая ограничена значением  $-155$  дБ/ФС/Гц при низких частотах аналогового входного сигнала ( $<100$  МГц) внутренним шумом квантования и нелинейностями АЦП, независимо от среднеквадратического дрожания фазы тактового сигнала, составляющего до 200 фс

**Некоторые АЦП могут работать с входным тактовым сигналом высокой частоты, которая подвергается внутреннему делению для получения реальной частоты дискретизации.**

**Какие преимущества и недостатки имеет такой подход?**

Некоторые АЦП помимо работы с частотой тактового сигнала, равной частоте дискретизации, поддерживают работу с более высокими кратными частотами, например в 2, 4 или 8 раз выше частоты дискретизации. В таком случае АЦП может быть сконфигурирован

для внутреннего формирования тактового сигнала выборки из высокочастотного входного тактового сигнала путем деления частоты. Данная конфигурация имеет ряд достоинств.

Первое достоинство заключается в том, что системная плата может в этом случае поддерживать несколько частот дискретизации в рамках одного аппаратного решения. Все, что нужно для увеличения или уменьшения частоты дискретизации, — это небольшое программное изменение регистров АЦП. Так, в электронном контрольно-измерительном оборудовании, например цифровом запоминающем осциллографе, можно реализовать опцию выбора пользователем из нескольких частот дискретизации по нажатию кнопки в графическом интерфейсе пользователя. Это также позволяет выпускать несколько вариантов одной платы для разных сегментов рынка, различие между которыми будет только в программном обеспечении. Примерами АЦП с подобной функцией являются преобразователи AD9680 и AD9234 с быстродействием 1 GSPS, имеющие разрешение 14 и 12 бит.

Второе достоинство состоит в том, что характеристики АЦП при работе с высокой тактовой частотой могут быть лучше по сравнению с характеристиками, которые он обеспечивает при тактовой частоте, равной частоте дискретизации. Более высокочастотный тактовый сигнал имеет более точные фронты, что приводит к сокращению дрожания апертуры. Как уже отмечалось, применение тактового сигнала с меньшим уровнем дрожания фазы позволяет уменьшить спектральную плотность шума и повысить отношение сигнал/шум при условии, что качество преобразования не ограничено дрожанием апертуры АЦП.

Третье достоинство заключается в уменьшении на единицу количества тактовых частот, генерируемых схемой синхронизации, и соответствующего количества проводников, которые необходимо разводятся на плате. Это позволяет сократить общее количество тактовых частот в системе и в общем случае упростить схему синхронизации. В качестве входного тактового сигнала для некоторых АЦП, поддерживающих внутреннее деление частоты, может использоваться сигнал генератора ВЧ.

Потенциальная сложность реализации подобной конфигурации заключается в выборе компонента синхронизации, который способен поддерживать малое дрожание фазы на высоких кратных частотах. Появление высококачественных высокочастотных решений с большим количеством каналов в некоторой мере смягчает эту проблему.

**Как определить среднеквадратическое дрожание фазы во временной области для конкретной частоты дискретизации АЦП на основании графика фазового шума в частотной области?**

Хотя обе характеристики описывают одно и то же явление, не всегда интуитивно понятно, как фазовый шум тактового сигнала и конкретное значение дрожания фазы соотносятся между собой. Несмотря на их взаимосвязь, для определения соответствия между двумя параметрами инженерам необходимо перейти границу между частотной и временной областями. График фазового шума описывает поведение в частотной области, в то время как среднеквадратическое дрожание фазы тактового сигнала — это характеристика, относящаяся к временной области.

Умножению во временной области соответствует свертка в частотной области. Таким образом, любой фазовый шум с непрерывным частотным распределением или дискретные побочные составляющие шума с фазовой модуляцией, присутствующие в тактовом сигнале, будут подвергаться свертке с оцифрованным в АЦП сигналом.

Пример частотной характеристики фазового шума тактового сигнала изображен на рис. 5. По оси X на нем указаны значения смещения по частоте относительно несущей, которой в данном случае является частота тактового сигнала, равная 983 МГц. По оси Y указаны значения плотности фазового шума в единицах дБн/Гц (мощность в дБ относительно мощности несущей в пересчете на 1 Гц). Из этого графика явно следует, что по мере отстройки от частоты тактового сигнала фазовый

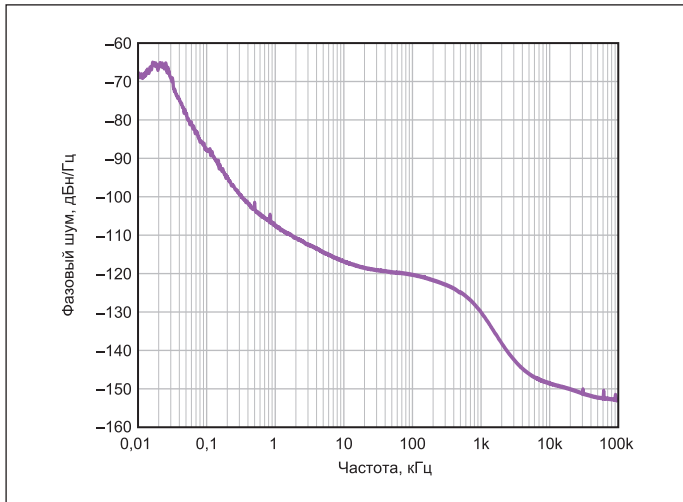


Рис. 5. График зависимости фазового шума в единицах дБн/Гц от отстройки по частоте относительно частоты тактового сигнала 983 МГц, позволяющий определить значение дрожания фазы тактового сигнала

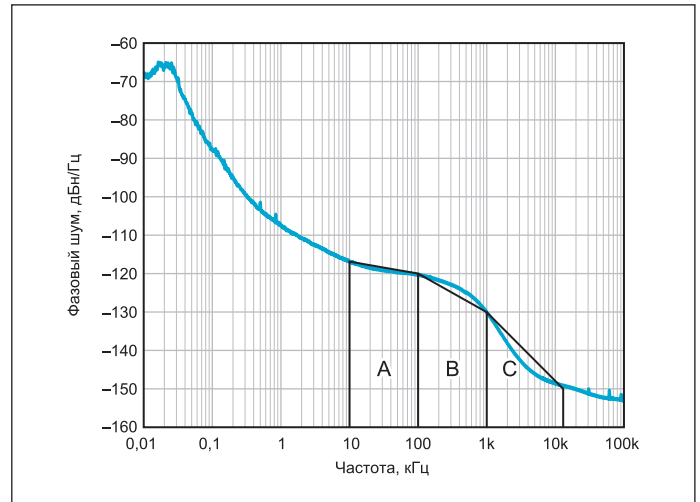


Рис. 6. Кусочно-линейное представление характеристики фазового шума (рис. 5) тремя сегментами для вычисления среднеквадратического дрожания фазы в интервале отстройки по частоте от 10 кГц до 20 МГц относительно частоты несущей 983 МГц

шум принимает некоторое близкое к постоянному пороговое значение, и темп роста кумулятивного фазового шума замедляется.

Среднеквадратическое дрожание фазы тактового сигнала можно определить при помощи частотной характеристики фазового шума путем интегрирования подынтегральной площади ее кусочно-линейной аппроксимации по декадам частоты. Существуют онлайн-программы, позволяющие определить дрожание фазы по характеристике фазового шума, однако это можно сделать и вручную, используя несложные математические вычисления.

На практике нецелесообразно пытаться вычислить точное значение дрожания фазы, суммируя мощности в каждом частотном интервале шириной 1 Гц. Очень близкую аппроксимацию среднеквадратического дрожания фазы можно получить, используя значения наклона характеристики фазового шума для каждой частотной декады в единицах дБ на декаду. В идеале широкополосный фазовый шум следует проинтегрировать на участке до довольно большой величины смещения, равной частоте дискретизации. Однако чтобы ограничить объем вычислений, в целях демонстрации мы рассмотрим расчет среднеквадратического дрожания фазы для типичной проводной системы. Возьмем график фазового шума, приведенный на рис. 6, и найдем дрожание фазы в интервале отстройки по частоте от 10 кГц до 20 МГц относительно частоты несущей 983 МГц.

Полное среднеквадратическое дрожание фазы равно сумме площадей под кривой между двумя интересующими значениями частоты. В данном случае аппроксимируемая площадь показана при помощи трех сегментированных участков, отмеченных буквами А, В и С. Наклон кривой фазового шума между конечными точками каждого сегмента аппроксимируется линейными функциями, которые мы будем использовать для расчета. Дрожание периода ( $J_{PER}$ ) во всем спектре фазового шума ( $L(f)$ ) может быть описано выражением:

$$RMS J_{PER} = 1/(2\pi f_c) \sqrt{\langle \Theta^2(t) \rangle} = 1/(2\pi f_c) \sqrt{2 \int_0^{\infty} 10^{L(f)/10} \times df}. \quad (1)$$

Среднеквадратическое значение  $J_{PER}$  в отдельно взятой полосе частот шириной  $(f_2 - f_1)$  можно вычислить по формуле:

$$RMS J_{PER} |_{f_1, f_2} = 1/(2\pi f_c) \sqrt{2 \int_{f_1}^{f_2} 10^{L(f)/10} \times df}. \quad (2)$$

Фазовый шум можно аппроксимировать кусочно-линейной функцией, если ось частот  $L(f)$  имеет логарифмический масштаб. Поэтому запишем  $L(f)$  в виде:

$$L(f) = \sum_{i=1}^{K-1} [a_i(\log(f) - \log(f_i)) + b_i][U(f - f_i) - U(f - f_{i+1})], \quad (3)$$

где  $K-1$  — это количество сегментов в кусочно-линейном представлении,  $b$  — величина фазового шума на начальной частоте декады,  $a$  — аппроксимированный наклон характеристики в единицах дБ на декаду и  $U(f)$  — единичная ступенчатая функция.

Подставив выражение для  $L(f)$  из уравнения 3 в уравнение 2, мы получим:

$$RMS J_{PER} = 1/(2\pi f_c) \sqrt{2 \sum_{i=1}^{K-1} 10^{b_i/10} f_i^{-a_i/10} \int_{f_i}^{f_{i+1}} f^{a_i/10} df} = 1/(2\pi f_c) \sqrt{2 \sum_{i=1}^{K-1} 10^{b_i/10} f_i^{-a_i/10} (a_i/10 + 1)^{-1} [f_{i+1}^{a_i/10 + 1} - f_i^{a_i/10 + 1}]}. \quad (4)$$

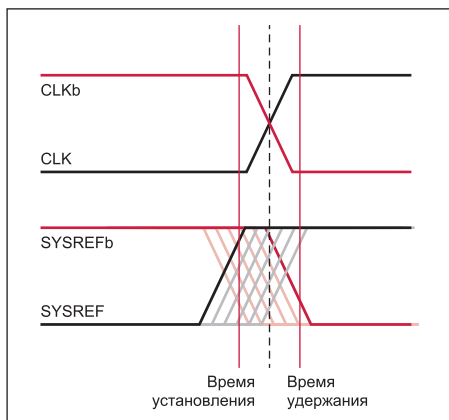
Затем мы можем определить среднеквадратическое дрожание фазы, используя значения для каждого участка графика на рис. 6 при  $f_c = 983$  МГц:

- А:  $a = -3,44$  дБ на декаду, начиная с  $f = 10$  кГц,  $b = -116,91$  дБн/Гц;
- В:  $a = -9,75$  дБ на декаду, начиная с  $f = 100$  кГц,  $b = -120,35$  дБн/Гц;
- С:  $a = -18,58$  дБ на декаду, начиная с  $f = 1$  МГц и заканчивая 20 МГц,  $b = -130,1$  дБн/Гц;
- $J_{PER}$  ср.кв. = 151 фс.

В современных быстродействующих ( $\geq 1$  GSPS) АЦП вместо мультиплексированных банков LVDS-выходов используется последовательный порт вывода JESD204B.

### Каким образом решение для подсистемы синхронизации может помочь выровнять моменты выборки нескольких АЦП в системе с интерфейсом JESD204B?

Многоканальный высокочастотный компонент синхронизации с малым дрожанием фазы может осуществлять привязку каждого из своих выходных тактовых сигналов к опорному сигналу тактовой синхронизации системы, который в спецификации JESD204B носит название SYSREF и является источником абсолютной временной синхронизации для каналов передачи данных. В некоторых измерительных, радиолокационных системах и системах с массивом датчиков необходимо синхронизировать работу нескольких АЦП (от 2, 4, 8, 16 до сотен) с расхождением во времени в пределах как можно меньшего количества отсчетов. Для подобных задач неопределимо наличие в компоненте синхронизации дополнительных возможностей, позволяющих компенсировать рассогласование во времени, и вы-



**Рис. 7.** Отдельные пары выходных тактовых сигналов могут иметь расхождение по фазе друг относительно друга, а также соответствующих сигналов SYSREF. Грубая и плавная подстройка во времени позволяет синхронизировать сигнал SYSREF и отдельные тактовые сигналы в массиве АЦП

ровнять по фазе сигнал SYSREF с тактовым сигналом каждого из АЦП (рис. 7).

Например, для построения системы с 16 АЦП могут потребоваться четыре отдельные платы, по четыре АЦП на каждой, которые объединяются между собой на общей соединительной плате. В зависимости от взаимного расположения АЦП в пространстве и рассогласования длин проводников моменты поступления тактовых сигналов на отдельные АЦП могут расходиться во времени.

В некоторых системах моменты прихода тактовых сигналов и соответствующего сигнала SYSREF должны быть точно совмещены во времени на входе каждого АЦП. В других случаях требуется внести преднамеренное рассогласование фаз тактовых сигналов, чтобы учесть разности фаз сигнала на входах отдельных АЦП. При чередовании во времени двух или четырех АЦП может потребоваться инвестировать тактовые сигналы или сместить их по фазе на 90° друг относительно друга соответственно. В любом случае, схема синхронизации для интерфейса

JESD204B способна обеспечить независимое смещение фазы между тактовым сигналом каждого АЦП и сигналом SYSREF в соответствии с требованиями конкретной системы (рис. 8). Новые компоненты для синхронизации АЦП и ЦАП с интерфейсом JESD204B способны выравнивать фазы нескольких выходных сигналов по одиночному импульсу или периодическому сигналу SYSREF. Эта возможность позволяет компенсировать разницу во времени между фронтом тактового сигнала источника и моментом выборки в АЦП, вызванную отличиями в длинах проводников.

### Какие существуют готовые решения для синхронизации быстродействующих АЦП?

Фазовый шум, или дрожание фазы во временной области, высокочастотного компонента синхронизации является первичным критерием качества при выборе источника тактового сигнала быстродействующего АЦП. Для систем сбора данных с большим количеством АЦП наилучшим решением для синхронизации будет решение с многоканальным выходом. Вторичным критерием при выборе будет способность использования системного опорного сигнала канала JESD204B для дальнейшего расширения возможностей подсистемы синхронизации.

Микросхема AD9525 формирует семь пар выходных тактовых сигналов с частотой до 3,3 ГГц и среднеквадратическим дрожанием фазы всего 50 фс, а также имеет отдельный выходной сигнал SYNC, который может быть использован в качестве сигнала SYSREF в рамках интерфейса JESD204B. Микросхема AD9528 формирует семь выходных тактовых сигналов с частотой до 1 ГГц и сопутствующие сигналы SYSREF для синхронизации соответствующих АЦП по фазе в пределах одного интервала выборки. Микросхема HMC7044 представляет собой высококачественную схему подавления дрожания фазы с 14 выходами, рабочей частотой до 3 ГГц и поддержкой сигнала SYSREF интерфейса JESD204B.

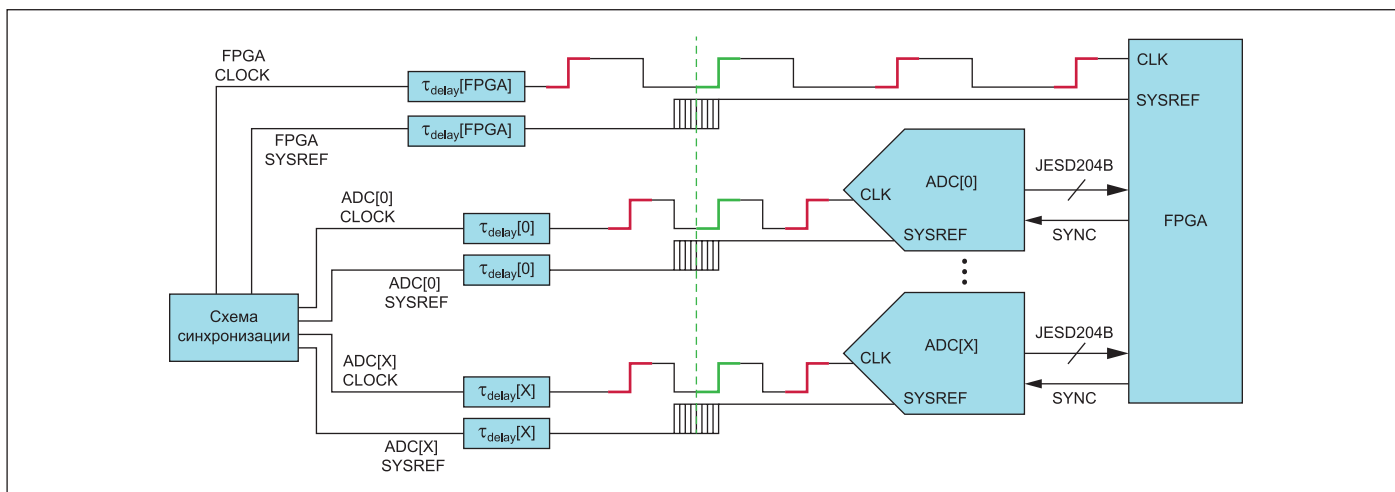
### Заключение

Новейшие широкополосные АЦП с высоким быстродействием требуют постоянного уменьшения фазового шума и дрожания фазы тактового сигнала выборки. Существует множество решений, подходящих для совместного использования с этими высокочастотными АЦП, однако наилучшими из них являются те, которые обеспечивают достаточно низкий уровень фазового шума в представляющей интерес полосе и возможность синхронизации работы нескольких АЦП.

Для определения среднеквадратического дрожания фазы типичной схемы синхронизации и оценки его влияния на динамический диапазон АЦП может быть использован график частотной характеристики фазового шума. Дополнительным преимуществом при выборе компонентов синхронизации является возможность выравнивания по фазе сигнала SYSREF и тактового сигнала в рамках интерфейса JESD204B. При выборе компонента синхронизации с малым запасом по характеристикам качество преобразования быстродействующего АЦП, в зависимости от конкретной частоты преобразуемого сигнала, может остаться приемлемым или ухудшиться.

### Литература

1. Brannon B. AN-756. Sampled Systems and the Effects of Clock Phase Noise and Jitter. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/5847948184484445938457260443675626756108420567021238941550065879349464383423509029308534504114752208671024345AN\\_756\\_0.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/5847948184484445938457260443675626756108420567021238941550065879349464383423509029308534504114752208671024345AN_756_0.pdf)
2. Brannon B., Barlow A. AN-501. Aperture Uncertainty and ADC System Performance. [www.analog.com/media/ru/technical-documentation/application-notes/59756494064912342505447175991257024546937062255921511183854180687755AN501\\_a.pdf](http://www.analog.com/media/ru/technical-documentation/application-notes/59756494064912342505447175991257024546937062255921511183854180687755AN501_a.pdf)



**Рис. 8.** Выравнивание фазы нескольких выходных сигналов по одиночному импульсу или периодическому сигналу SYSREF