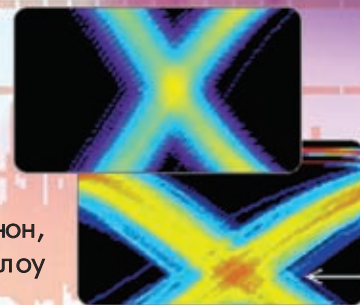


# АПЕРТУРНАЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ И РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АЦП \*

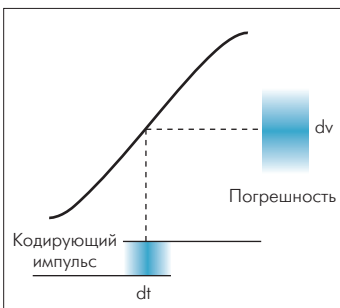


Брэд Браннон,  
Ален Барлоу

Сегодня непрерывно ужесточаются требования, предъявляемые производителями разнообразного оборудования как гражданского, так и военного назначения к улучшению характеристик компонентов без внесения в систему новых источников шума. Эти требования не могут не касаться и поставщиков аналого-цифровых преобразователей (АЦП). И здесь одна из основных проблем, возникающих при оцифровывании аналоговых, и особенно высокочастотных сигналов – апертурная неопределенность, приводящая к ухудшению отношения сигнал/шум системы. Вот почему редакция журнала посчитала целесообразным познакомить читателей с взглядом на эту проблему специалистов компании Analog Devices – ведущего изготовителя этих микросхем.

## АПЕРТУРНАЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ

Апертурная неопределенность представляет собой разброс значений выборок в процессе кодирования. Этот эффект оказывает влияние на три различные характеристики системы. Во-первых, он может привести к увеличению шума системы. Во-вторых, вызвать неопределенность фазы оцифрованного сигнала, приводя к увеличению значения вектора ошибки. И наконец, в-третьих, стать причиной увеличения межсимвольных помех (intersymbol interference, ISI). Правда, в типичных связанных системах если шум, вызываемый апертурной неопределенностью, значительно меньше установленных его предельных значений, то воздействием неопределенности на дрожание фазы и ISI можно пренебречь. Рассмотрим, например, случай дискретизации сигнала промежуточной частоты, равной 250 МГц. На такой частоте дрожание апертуры, величиной даже 1 пс, ограничит отношение сигнал/шум (SNR, или С/Ш) АЦП лишь до 56 дБ и для тех же условий среднее квадратичное значение погрешности фазы составит всего 0,09°, исходя из периода в 4 нс. Это вполне приемлемо, даже для выполнения столь жестких техни-



**Рис. 1. Зависимость среднее квадратичного значения изменения оцифрованного напряжения от среднее квадратичного значения шума**

ческих условий, как спецификации на системы связи GSM-стандарта. Цель данного анализа – рассмотрение различных аспектов влияния шума, вызываемого апертурной неопределенностью.

На рис.1 показано, как сбой в момент выборки влияет на значение оцифрованного напряжения. Математически погрешность дискретизации можно определить из производной сигнальной функции по времени. Рассмотрим входной синусоидальный сигнал

$$v(t) = A \cdot \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

Его производная

$$\frac{dv(t)}{dt} = A \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi ft) \quad (2)$$

Максимальная погрешность наблюдается в момент, когда  $\cos(2 \cdot \pi ft) = 1$ , т.е. при  $t = 0$ :

$$\left. \frac{dv(t)}{dt} \right|_{\max} = A \cdot 2\pi f \quad (3)$$

Из рис.1 видно, что  $dv$  – погрешность оцифрованного напряжения, соответствующая изменению момента выборки  $dt$ . Для концептуального понимания заменим  $dv$  на  $V_{\text{err}}$ , а  $dt$  на  $t_a$  (погрешность апертуры) и подставим эти значения в уравнение (2), тогда

$$V_{\text{err}} = A \cdot 2\pi f \cdot t_a \quad (4)$$

Если в уравнении (4)  $t_a$  имеет среднее квадратичное значение, то и значение  $V_{\text{err}}$  будет среднее квадратичным. Хотя значение  $V_{\text{err}}$  получено для максимального изменения входного сигнала и определяет верхнюю, а не номинальную границу погрешности, предложенная модель оценки ухудшения С/Ш оказалась удивительно точной и полезной для определения зависимости этого параметра от дрожания тактовых сигналов дискретизации.

## ДРОЖАНИЕ И ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ

Из уравнения (4) следует, что погрешность оцифрованного напряжения линейно возрастает с увеличением частоты входного сигнала, и на высоких частотах, например при дискретизации ПЧ сигнала приемника, особое значение приобретает "чистота" тактовых импульсов. Дискретизация – операция смешения сигналов: входной сигнал умножается на сигнал гетеродина или, как в рассматриваемом случае, на последовательность тактовых импульсов дискретизации. Поскольку умножение во времени равнозначно свертке в частотной области, спектр тактового сигнала дискретизации свертывается со спектром входного сигнала. Приняв, что апертурная неопределенность – это широкополосный шум генератора, получим, что она проявляется в виде периодически повторяющегося широкополосного шума спектра оцифрованного сигнала.

\* Материал опубликован в рамках совместного проекта журнала "ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ" и компании AUTEX ltd. ([www.autex.ru](http://www.autex.ru)).



Поскольку ширина полосы входных кодовых сигналов большая, воздействие шума может привести к значительному превышению частотой входного тактового сигнала частоты выборки и к эффекту наложения спектра. Таким образом, широкополосный шум ухудшает минимальный уровень шума АЦП. Предположим, что на вход АЦП поступает синусоидальный сигнал с амплитудой  $A$ . Из уравнения (4) получим значение  $C/\text{Ш}$  преобразователя с учетом апертурной неопределенности:

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log \frac{A}{V_{\text{err}}} = -20 \log(A \cdot 2\pi f \cdot t_a) \quad (5)$$

Из уравнения (5) понятно, почему системы с большим динамическим диапазоном, работающие с входными аналоговыми сигналами высокой частоты, должны иметь источник сигнала дискретизации с малой апертурной неопределенностью. При частоте аналогового сигнала 200 МГц и среднеквадратичном значении дрожания тактовой частоты, равном всего 300 фс,  $C/\text{Ш}$  не может превысить 68,5 дБ, что значительно меньше этого отношения, получаемого для 12-бит преобразователей при меньших скоростях оцифровывания. Из уравнения (5) следует, что уменьшение  $C/\text{Ш}$  вследствие дрожания не зависит от разрешения преобразователя. Для рассматриваемого случая характеристики 14-бит преобразователя будут не лучше.

Дрожание апертурной не единственная причина ухудшения характеристик системы. Взаимодействие этого фактора с шумами других источников можно получить из уравнения:

$$\text{SNR} = -20 \log \left( \sqrt{(2\pi f \cdot t_a)^2 + \left(\frac{1+\varepsilon}{2^N}\right)^2} \right) \quad (6)$$

где  $f$  – частота аналогового входного сигнала,  $t_a$  – апертурная неопределенность (дрожание),  $\varepsilon$  – "среднеквадратичное значение составной дифференциальной нелинейности", включая тепловой шум, выражаемое значением младшего разряда,  $N$  – разрядность. Первое слагаемое в квадратных скобках – дрожание, рассчитанное по уравнению (5). К нему следует добавить значения шума квантования, дифференциальной нелинейности и теплового шума. При других условиях анализа значения этих параметров могут приводиться отдельно, но здесь, чтобы выделить эффект дрожания, они объединены в одно дополнительное, второе, слагаемое.

Это простое уравнение позволяет достаточно легко определить шумовые характеристики преобразователя данных.

### ИЗМЕРЕНИЕ СУБПИКОСЕКУНДНОГО ДРОЖАНИЯ

Значение апертурной неопределенности легко вычислить из зависимости  $C/\text{Ш}$  без гармоник от частоты входного аналогового сигнала. Для расчета необходимо провести два измерения отношения сигнал/шум. Первое измерение проводится на достаточно низкой частоте входного аналогового сигнала, при которой влиянием апертурной неопределенности можно пренебречь. В этом случае уравнение (6) можно упростить и переставить для получения значения  $\varepsilon$  – "среднеквадратичное значение составной дифференциальной нелинейности":

$$\varepsilon = 2^N \times 10^{\frac{-\text{SNR}}{20}} - 1 \quad (7)$$

Здесь  $\text{SNR}$  – значение, измеренное при низкой частоте входного сигнала.

Далее на высокой частоте выполняется БПФ. Частоту следует выбирать как можно выше. И вновь измеряется значение  $C/\text{Ш}$  в отсутствие гармонических составляющих. В этом случае дрожание влияет на шум, и из уравнения (6) получим

$$t_a = \frac{\sqrt{\left(10^{\frac{-\text{SNR}}{20}}\right)^2 - \left(\frac{1+\varepsilon}{2^N}\right)^2}}{2\pi f} \quad (8)$$

где  $\text{SNR}$  – отношение сигнал/шум, измеренное при высокой частоте входного сигнала,  $\varepsilon$  – значение, полученное при измерении на низкой частоте входного сигнала.

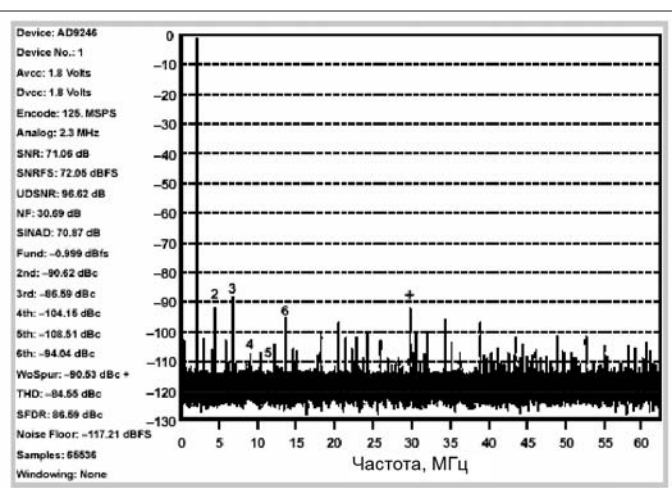


Рис.3. Результаты БПФ дискретизации синусоидального сигнала с частотой 2,3 МГц

### АЦП МОДЕЛИ AD9246 И АПЕРТУРНОЕ ДРОЖАНИЕ

В предлагаемом примере используется оценочная плата AD9246 – 14-бит АЦП с производительностью 125 Мвыборок/с (рис.2). Приемлемым источником тактового сигнала может служить внешний генератор серии Sprinter со сверхнизким уровнем шума (ULN) фирмы Wenzel Associates, а источником аналогового сигнала – ВЧ-синтезатор компании Rohde & Schwarz или Agilent. Обычно фазовый шум этих генераторов не позволяет использовать их в качестве источника кодирующего сигнала. Дополнительную информацию относительно кон-

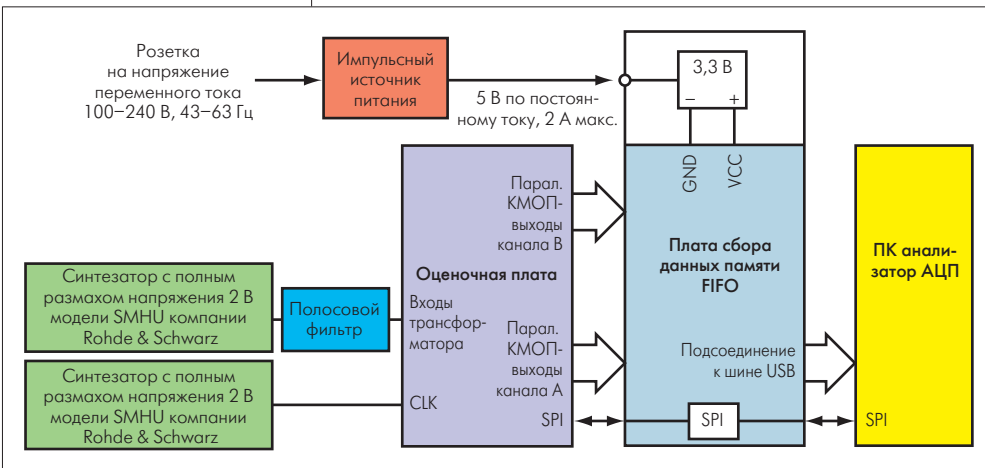
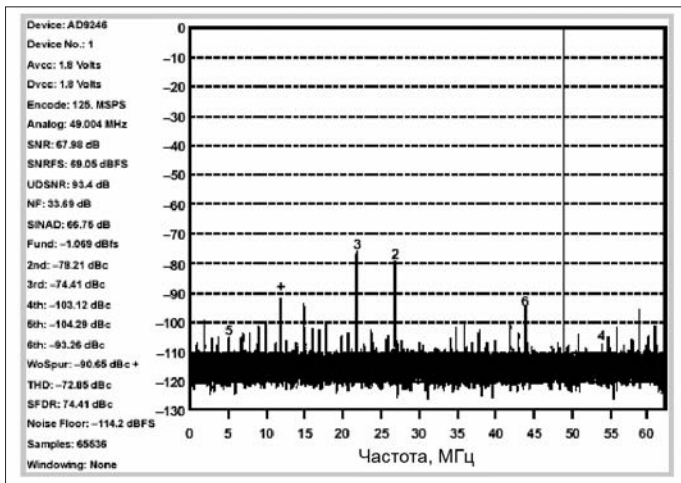


Рис.2. Измерение апертурной неопределенности с помощью оценочной платы с АЦП типа AD9246



**Рис.4. Результаты БПФ дискретизации синусоидального сигнала с частотой 201 МГц**

фигурирования плат для оценки изделий компании Analog Devices можно получить из спецификации на конкретное изделие.

На рис.3 показаны результаты усреднения по пяти реализациям БПФ – 64К точек при дискретизации АЦП типа AD9246 со скоростью 125 Мвыборок/с синусоидального сигнала с частотой 2,3 МГц. Программные средства ADC Analyzer Software (www.analog.com/fifo) компании Analog Devices собирают и обрабатывают данные с целью определения отношения С/Ш без гармонических составляющих. Из кривых получаем отношение С/Ш, равное 72,05 дБпш (децибел относительно полной шкалы).

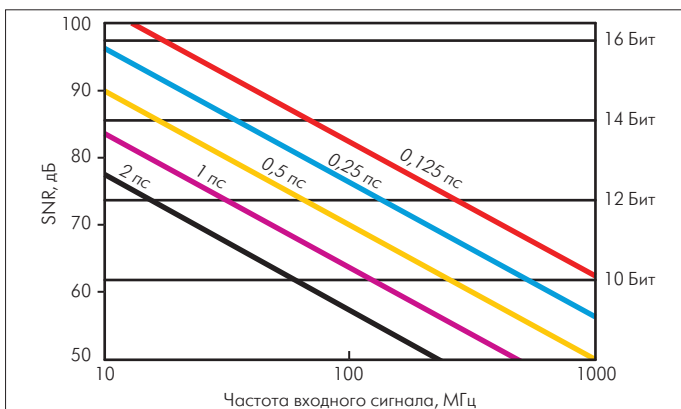
Подставив это значение С/Ш в уравнение (7), получим значение "составной дифференциальной нелинейности" ( $\epsilon$ ) преобразователя, равное 3,09 самого младшего разряда.

Далее находим ухудшение С/Ш в зависимости от частоты входного аналогового сигнала. На рис.4 показаны данные, полученные для той же оценочной платы и того же генератора, но для входного аналогового сигнала с частотой 201 МГц. В этом случае минимальный уровень шума выше и С/Ш равно 69,05 дБпш.

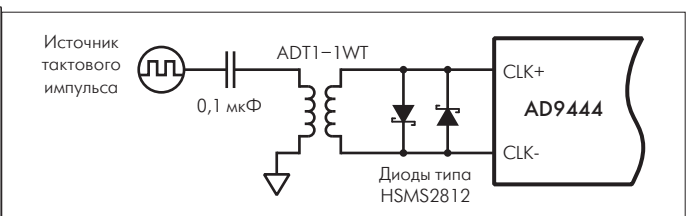
Подставив это значение С/Ш и полученное ранее значение  $\epsilon$  в уравнение (8), получим среднеквадратичное значение  $t_a$ :

$$t_a = \frac{\sqrt{\left(10^{\frac{69,05}{20}}\right)^2 - \left(\frac{1 + 3,092}{2^{14} f}\right)^2}}{2\pi \cdot 201 \times 10^6} = 197 \text{ фс}, \quad (9)$$

Значение 197 фс – это апертурная неопределенность АЦП AD9246 плюс генератора тактовых импульсов. Поскольку квадрат общего шума равен сумме квадратов отдельных его составляющих, дрожание



**Рис.5. Зависимость С/Ш от апертурной неопределенности**



**Рис.6. Схема распределения и кодирования дифференциального сигнала**

самого АЦП определить легко, если известно дрожание источника тактовых сигналов. Здесь используется тактовый ULN-генератор компании Wenzel, дрожание которого составляет ~50 фс, что дает дрожание АЦП ~190 фс. Эти простые измерения показывают возможность измерения очень малых значений апертурной неопределенности с помощью имеющихся аппаратных средств и простых числовых расчетов.

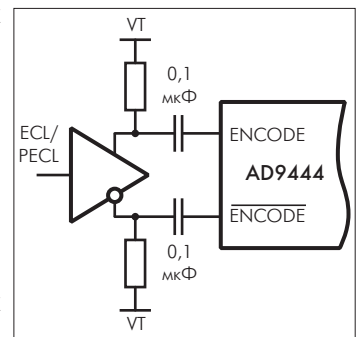
На рис.5 кривые, полученные из уравнения (5) для идеальных АЦП с динамическим диапазоном, ограниченным лишь шумом квантования, при различных значениях дрожания (наклонные прямые), наложены на характеристики разрешения (горизонтальные линии). Кривые на рис.5 служат полезным пособием для быстрого определения предельных значений дрожания, исходя из частоты входного аналогового сигнала и требований к С/Ш.

### РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТАКТОВОГО СИГНАЛА

Тактовые сигналы системы распределяются по многим преобразователям, а также ПЛИС типа FPGA, специализированным микросхемам ASIC-типа и сигнальным процессорам, входящим в цепь распространения сигналов. Существует несколько методов распределения тактовых импульсов с требуемым малым дрожанием.

Если генерируется синусоидальный тактовый сигнал дискретизации, его можно распределять с помощью делителей мощности и подавать на АЦП через трансформатор, как показано на рис.6. Это простое и эффективное для многих приложений решение, особенно для устройств преобразования несимметричных сигналов в дифференциальные.

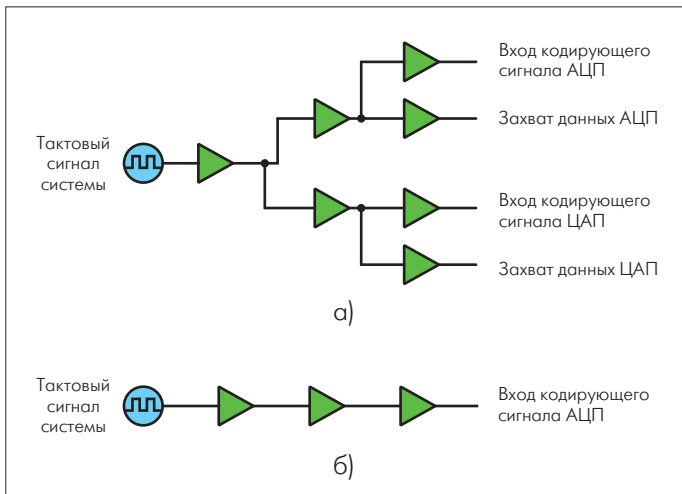
Однако большей частью тактовый импульс – это логический сигнал, подаваемый непосредственно блоком ФАПЧ, ГУН или кварцевым ГУН. В таких случаях желательно использовать логические вентили для вывода сигнала и возбуждения преобразователей. Для различных типов логических устройств получены следующие типичные значения дрожания:



**Рис.7. Схема управления дифференциальным сигналом**

Тип вентиля	Дрожание
FPGA	33–50 пс
ИС серии 74LS00	4,94 пс
ИС серии 74HC00	2,20 пс
ИС серии 74ACT00	0,99 пс
ИС серии MC100EL (PECL)	0,70 пс
Генератор на ИС AD9510 (синтез и распределение тактового импульса)	0,22 пс
ИС серии NBSG16 (ECL с уменьшенным размахом сигнала)	0,20 пс

*Примечание.* Дрожание, вносимое входной структурой или внутрисхемными вентилями маршрутизации, а также дрожание, вносимое внутрисхемными блоками автоматической подстройки по задержке/ФАПЧ, не учитывается. Полный размах дрожания, полученный на основе спецификации на изделие, составляет ±(100–300) пс, макс.

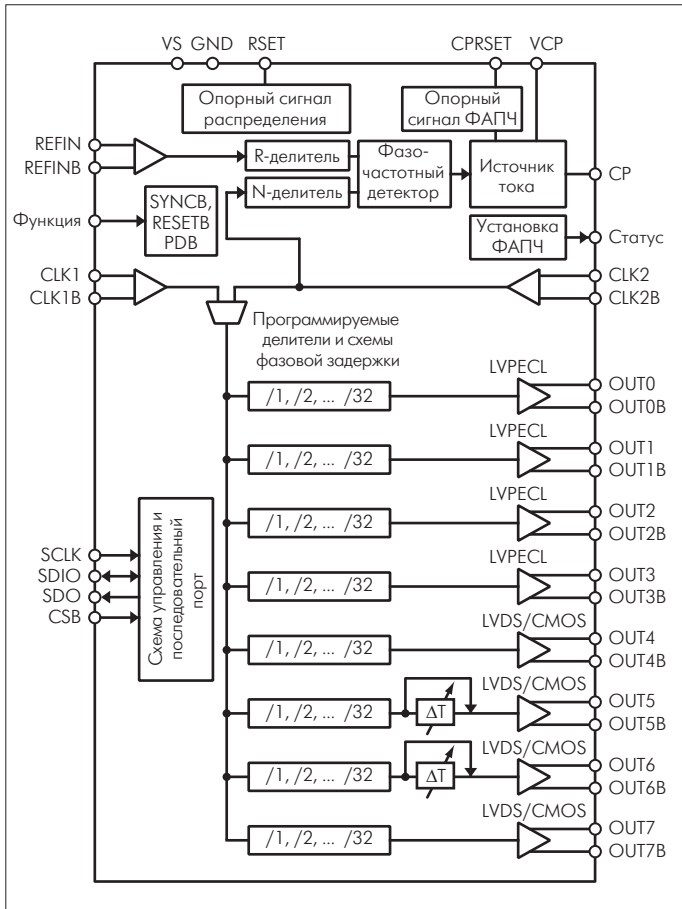


**Рис.8. Цепи распределения тактовых импульсов**

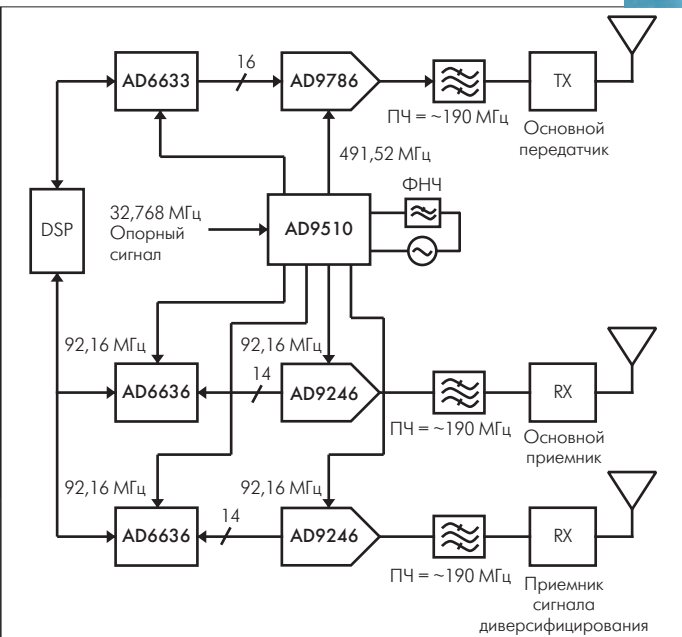
Следует отметить, что устройства более старых типов, и даже FPGA, не могут обеспечить приемлемые значения дрожания. С помощью некоторых новых быстродействующих устройств можно получить приемлемое значение дрожания и преобразовывать несимметричный сигнал в дифференциальный (рис.7).

В цифровых схемах обычно используются деревья синхронизации, содержащие каскадно-включенные вентили (рис.8), но по мере прохождения тактового импульса по дереву дрожание накапливается.

При каскадном включении трех вентилей на основе микросхемы NBSG16 (одной из лучших микросхем этого класса) суммарное среднеквадратичное значение дрожания возрастает до 350 фс, что оказы-



**Рис.9. Блок-схема микросхемы синтеза и распределения тактовых импульсов**



**Рис.10. Типичная конфигурация схемы распределения тактового импульса**

вает существенное влияние на характеристики системы дискретизации ПЧ-сигнала. Целесообразнее исключить обычные деревья синхронизации и рассматривать задачу генерации и распределения тактовых импульсов как задачу системного уровня.

Для минимизации общего среднеквадратичного значения дрожания в таких приборах, как AD9510, путь распространения тактового импульса оптимизирован. Из сравнения рис.8 и 9 ясно видно, что микросхема AD9510 выполняет ту же функцию распределения тактового импульса, что и устройство, приведенное на рис.8, но при этом суммарное дрожание составляет всего 220 фс. Кроме того, в микросхеме входит блок ФАПЧ с ультранизкими шумами, подобный микросхеме синтезатора частоты ADF4106 и объединяющий в одном корпусе функции полной "очистки" тактового импульса, его синтез и распределение.

К тому же, микросхема AD9510 имеет и многие другие достоинства, не присущие дискретной логике, такие как возможность выбора протокола вывода данных (LVDS, PECL или CMOS) и программирования малых задержек. На рис. 10 приведена схема распределения тактовых сигналов с малым дрожанием на базе AD9510.

Эффективное использование высокоточных и быстродействующих АЦП, понимание особенностей схем включения, влияния параметров АЦП на качественные показатели систем, правильное измерение динамических характеристик – это комплекс сложных проблем, из которых лишь малая часть затронута в данной статье. Решение подобных задач требует знаний, опыта и технических средств. Компания Analog Devices предлагает разработчикам быстродействующих систем микросхемы АЦП, генераторов и синтезаторов сигналов, распределителей синхроимпульсов, усилителей со сверхмалыми искажениями на высоких частотах – входных буферов АЦП, а также аппаратные и программные инструменты проектирования: платы для тестирования АЦП, программы их математического моделирования (ADIsimADC) и распределители синхроимпульсов (ADIsimCLK).

Дополнительную техническую информацию по теме статьи и документацию по продукции компании Analog Devices можно получить в компании AUTEX Ltd: info@autex.ru.