

## Несколько серьезных слов о джиттере

«Метрология и измерительная техника в отрасли связь» №2, 2005 г.

Бакланов И.Г., Генеральный директор компании PR-GROUP

Лебедев А.Г., Ведущий инженер PR-GROUP

Сондак С.Ю., Директор по развитию PR-GROUP

До последнего времени измерения джиттера окружал довольно существенный ореол тайны. Даже серьезные специалисты старались не касаться этой «проклятой» темы. Сам джиттер как эксплуатационный параметр всегда был сложным, а отношение инженеров к нему можно рассматривать с точки зрения психологии, мистики и верований, но никак не с точки зрения продуманного технического знания.

В этой статье мы рассмотрим современные методы измерения джиттера. Существенно, что даже серьезные ученые в нашей отрасли не интересуются внутренней механикой измерения джиттера. Для большинства российских инженеров измерения джиттера – это черный ящик. В то же время исследование внутренней методики измерения джиттера дает повод для существенных прорывов в области современной разработки приборов.

### Аналоговый метод измерения параметров джиттера

В настоящее время в технологии измерений джиттера существует две основных методики: классическая методика, основанная на принципе аналоговых измерений сигнала и более современная цифровая методика измерения джиттера.

Рассмотрим сначала аналоговую методику измерения джиттера (рис.1). Целью ее является измерение джиттера сигнала с линейным кодированием (NRZ). Для этого сначала синхросигнал восстанавливается из сигнала NRZ. Обычно это делается посредством ФАПЧ, обладающей ограниченной полосой пропускания. Петля ФАПЧ, выделяющая синхроимпульсы, имеет очень узкую полосу пропускания – всего несколько десятков герц. Далее необходим фильтр низкой частоты (ФНЧ), компенсирующий влияние ФАПЧ с ограниченной полосой. Для придания фазовому детектору большего динамического диапазона восстановленная частота делится на 4 (за счет этого получается разрешение на одно измерение в  $4 U_{\text{Ipp}}$ ).

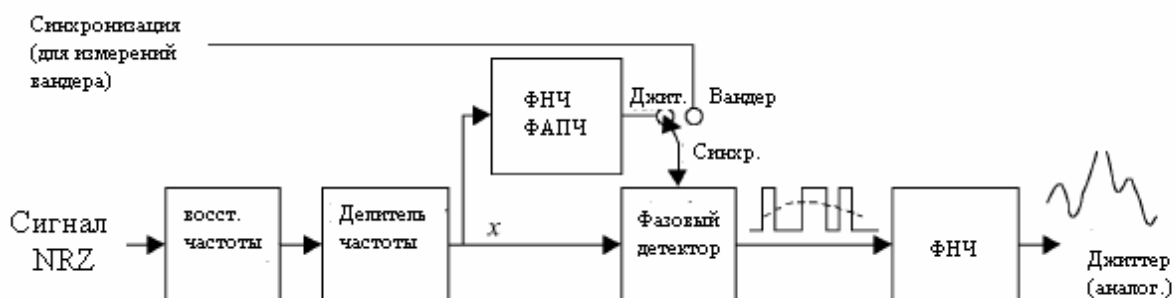


Рис.1 Типовая схема аналогового измерителя.

Таким образом, из тестового сигнала  $x$ , в котором проводятся измерения джиттера, выделяется частота синхронизации. Эта частота будет использоваться для сравнения с прошедшим через цепи ФАПЧ-ФНЧ цифровым сигналом  $x$ , содержащим джиттер. Сигнал  $x$  и синхросигнал подаются на фазовый детектор, который выполняет сравнение фаз. На выходе фазового детектора появляется напряжение, величина и полярность которого зависят от разности фаз сигнала  $x$  и синхросигнала.

Фактически, это серия импульсов, ширина которых пропорциональна разности фаз. Составляющая этих импульсов (пунктирная линия на рис.1) и есть напряжение, пропорциональное изменению фазы. ФНЧ выделяет это напряжение, одновременно сужая частотный диапазон для измерений джиттера. Характеристики этого фильтра документированы (это могут быть фильтры НР1 или НР2).

Рассмотренный аналоговый метод измерения джиттера имеет характерные недостатки:

- Восстановление синхроимпульсов ограничивает диапазон измерений джиттера. В результате весь возможный диапазон изменений должен быть разделен на несколько рабочих интервалов, где измерения выполняются независимо, а затем результаты должны «срачиваться»
- Система восстановления синхронизации вносит шумы. В результате это сказывается на точности измерения джиттера
- Широкий динамический диапазон требует широкополосного делителя частоты, в то время как фазовый детектор ограничивает диапазон измерений.
- Слаботочный аналоговый сигнал, используемый в методике, подвержен влияниям внешних наводок и паразитных емкостей
- Амплитуда аналогового сигнала конечна и ограничена напряжением питания.
- Слишком медленное восстановление синхроимпульсов для обеспечения захвата частоты из-за узкой полосы пропускания
- Метод оказывается настолько неустойчивым к различным внешним воздействиям, что приборы, использующие его, должны калиброваться перед каждым измерением. Даже при условии реализации функций автокалибровки время каждого измерения существенно увеличивается.

## Новая методика измерения джиттера. Цифровые принципы измерения.

Долгое время принципы аналоговых измерений джиттера доминировали в мировой технологии. Однако в последние несколько лет с ростом вычислительной мощности и быстродействия процессоров оказалось возможным создать альтернативную методику измерений джиттера, которая существенно изменила соотношение сил в технологии. Основным отличием новой методики стало широкое использование цифровой обработки информации, отказ от аналоговых методов измерения и замена их математической обработкой сигнала.

Схема цифрового измерителя джиттера показана на рис.2. В основе лежит использование такого же, как и в предыдущем разделе, сигнала с кодом NRZ. Каждой границе NRZ присваивается бинарный код, каждый бит (он называется LSB - least significant bit) определяет разрешение (похожей функцией обладают анализаторы временных интервалов, но не на каждой границе и непродолжительное время). Иными словами, входной сигнал полностью оцифровывается, включая и относительные изменения времени появления фронтов. При этом дискретизация сигнала требует увеличения частоты в  $2^n$  раз.

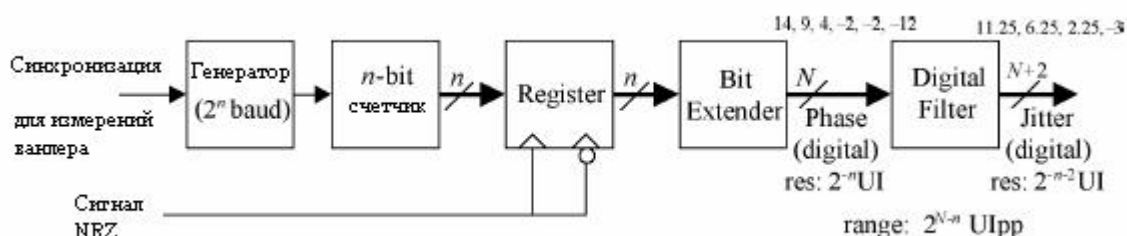


Рис.2. Цифровой метод измерения джиттера

С генератора синхроимпульсов сигнал с частотой  $2^n$  поступает на счетчик. Счетчик проходит через начало отсчета каждый раз через UI. При переходе через каждый фронт NRZ сигнала текущее значение счетчика отправляется на регистр. Это значение отображает фазу фронта сигнала в пределах UI. Значение LSB при этом  $2^{-n}$  UI. Отсчет значений фазы n-bit продолжается до значений N-bit, исключая тем самым переполнение счетчика при сдвиге фазы от одного UI к другому. Далее цифровой фильтр производит отсечку по ВЧ и НЧ с учетом стандартов измерения джиттера, происходит цифровая имитация работы фильтров для точного соответствия классической методике. В процессе фильтрации используется два бита разрешения. Затем полученные значения джиттера используется для определения пикового значения, среднеквадратического, или другой информации, например, спектрального состава.

К преимуществам цифрового измерения джиттера можно отнести следующее:

- Широкая полоса пропускания и низкий уровень шума из-за отсутствия процедуры восстановления синхроимпульсов
- Цифровой фазовый детектор делит каждый фронт NRZ на составляющие, что также приводит к расширению полосы пропускания и более равномерной АЧХ
- Снижение шума, т.к. цифровой делитель невосприимчив к влиянию шумов
- Погрешность усиления составляет 0,01 %
- Динамический диапазон измерений в соответствии с цифровой методикой составляет более 4000 UI при разрешении 0,01 UI. Такой динамический диапазон и разрешение невозможны при использовании аналоговой методики.
- Как следствие, исчезает необходимость разделения всего диапазона значений джиттера на несколько интервалов и последующего срачивания результатов. В целом методика становится более экономной.
- Отсутствие задержки при измерениях из-за отсутствия ФАПЧ и необходимости recalibration прибора перед каждым измерением

За счет перечисленных преимуществ современные анализаторы джиттера, использующие цифровые методики анализа оказались в существенном маркетинговом преимуществе перед анализаторами предыдущего поколения. Стоимость анализаторов на основе новых методик значительно уменьшилась. Точность возросла. При использовании цифровых методов анализа джиттера прибор не должен калиброваться перед каждым измерением, достаточно одной калибровки в день, перед началом работы. Это повышает оперативность работы инженера. Нельзя также забывать о технических характеристиках приборов. Использование аналоговых элементов в измерительной цепи требовало сравнительно больших габаритов анализаторов. Только цифровая методика позволила создавать довольно небольшие анализаторы джиттера<sup>1</sup> и при этом полностью соответствовать и даже превосходить по параметрам приборы предыдущего поколения.

### **Основные элементы методики цифрового измерения джиттера**

Цифровая методика измерений джиттера поистине совершила революцию в современной измерительной технике. По этой причине целесообразно детально изучить схему рис.1 и отдельные элементы, входящие в нее. Но для простоты сначала рассмотрим работу методики на конкретном примере.

В качестве примера на рис.3 показан пример измерения джиттера для сигнала 2,5 Гбит/с (уровень STM-16 в SDH). Соответственно, частота синхросигнала  $2^5 \times 2,5$  ГГц = 80 ГГц. (Такая частота на практике не используется, однако, в качестве примера хорошо показывает сущность процесса). Счетчик проходит отсчет от 0 до 31 каждые 400 пс (каждый UI сигнала 2,5 ГГц). Фронты NRZ сигнала раскладываются на составляющие, одно значение помещается в регистр, где значение LSB составляет  $1 / 80$  ГГц = 1,25 пс,

или  $1/32$  UI. Бит - экстендер устанавливает длительность ряда чисел до 17 бит, что обеспечивает диапазон  $2^{17} \times 1 / 32$  UI = 4096 UI pp. Цифровой ФНЧ производит усреднение, что обеспечивает дополнительные 5 бит разрешения. В итоге, 22-битное значение отображает джиттер с разрешением  $1 / 1024$  UI в диапазоне 4096 UIpp.

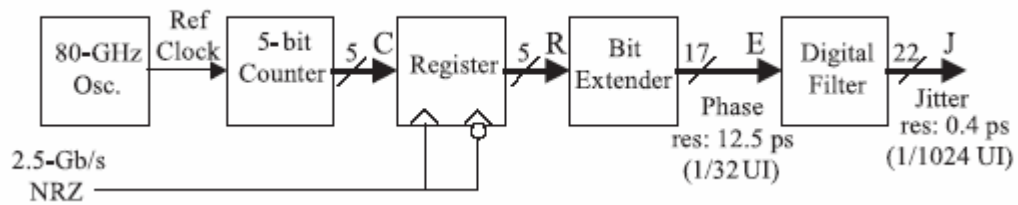


Рис.3 Пример измерения джиттера в сигнале 2,5 ГГц.

Вид сигнала для рис.3 и соответствующие ему цифровые значения представлены на рис.4. Частота синхронизации – 80 ГГц ( $\pm 20$  ppm). Счетчик C производит отсчет от 0 до 31 каждые 400 пс. В данном примере последовательность информационного сигнала следующая: 0, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, ... UI немного меньше номинального значения в 400 пс. Поэтому каждый последующий фронт в цикле отсчета начинается немного ранее, и установочное значение R постепенно уменьшается: 18, 14, 9, 4, 30, 20. Увеличение значения от 4 до 30 обусловлено переполнением 4 бит R и переходом к началу отсчета. Следует заметить, что в 5 счетном цикле нет фронта NRZ. В этом случае было использовано предыдущее значение 30.

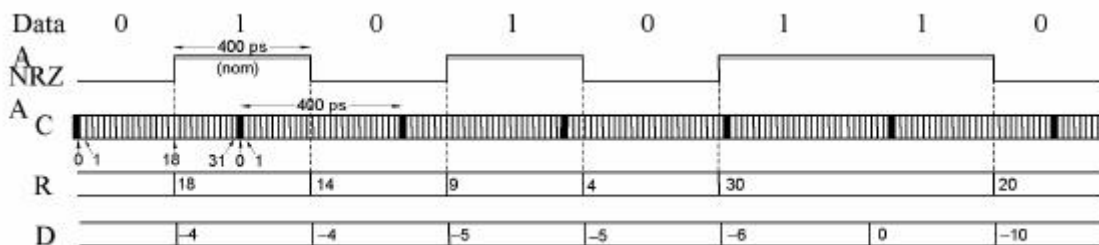


Рис.4. Вид сигнала для и соответствующие ему цифровые значения

### Бит – экстендер.

Рассмотрим теперь назначение бит-экстендера в схеме рис.1. Поскольку значение R 5 (рис.4) – битовое, его диапазон всего лишь  $2^5 \times 1 / 32$  UI = 1 UIpp. Бит – экстендер увеличивает значение фазы до 17 бит, одновременно устраняя переполнения значения R. Схема устройства бит – экстендера показана на рис. 5. Компаратор производит вычитание предыдущего значения R из текущего, выделяя разностное значение D. Знаковый бит(MSB) также «растягивается» до 17 – битового значения. Эти значения поступают в 17 – битовый накопитель, на выходе которого формируется последовательность E. Другими словами, накопитель имеет функцию, обратную функции компаратора и работает с 17 – битовыми значениями вместо 5 –битовых.

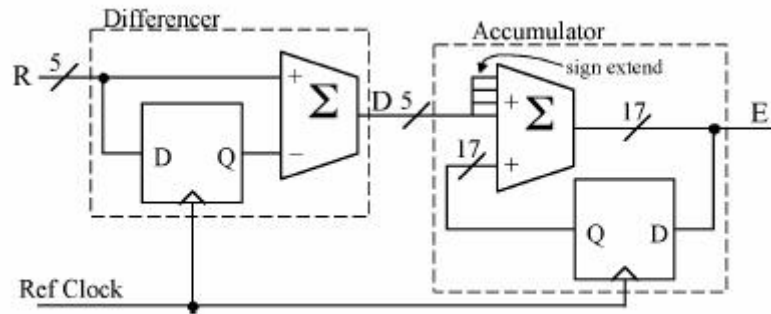


Рис.5 Устройство бит - экстендера

Отметим, что значение разницы на выходе должно быть 5 – битовым. Далее будет показано, что значение D является корректным, даже при переполнении 5 –битового значения R. Предположим, что текущее значение  $R_i = 4$ , а предыдущее  $R_{i-1}$  было равно 9. На выходе компаратора появится значение  $D_i = R_i - R_{i-1} = 4 - 9 = -5$  (см первый пример на рис. 6). В бинарном виде:  $D_i = 00100 - 01001 = 11011$  (MSB = 1, что означает отрицательное число). Лишний бит не показан. В следующем случае текущее значение 30, предыдущее – 4, на выходе компаратора появляется значение  $D_i = 30 - 4 = -6$ , которое неверно в десятичном исчислении (см. пример 2 на рис. 6). Но при переводе в бинарный вид  $D_i = 11110 - 00101 = 11010$ , (- 6, единица показывает отрицательное значение числа). Вычисления в бинарном виде имеют результатом число D, чье значение всегда меньше  $2^{n-1} = 2^{5-1} = 16$ . Поскольку 16 составляет 0,5 UI, это означает, что последующее значение фазы не должно измениться более, чем на 0,5 UI.

	Decimal	Binary	Decimal	Binary
$R_i$	4	00100	30	11110
$-R_{i-1}$	<u>-9</u>	<u>-01001</u>	<u>-4</u>	<u>-00100</u>
D	-5	11011	-6	11010

↑ sign bit, D only ↑

Require |change| < 16 (or 0,5 UI)

Рис.6. Вычисления, производимые в компараторе

Для примера на рис 4, последовательность R следующая: 18, 14, 9, 4, 30, 30, 20. (Значение 30 повторяется, т.к. оно дважды поступает при восстановлении синхроимпульсов). Соответствующая последовательность D при этом имеет вид: -4, -5, -5, -6, 0, -10. Если накопитель начинает работу с  $E = 18$ , соответствующая последовательность E будет: 18, 14, 9, 4, -2, -2, -12. Эти числа могут достигать значений  $\pm 64000$  без переполнения, записанные номера могут быть растянуты до 17 бит. На рис. 7 проведено сравнение последовательности R с растянутой последовательностью E. Когда значение R изменяется от 4 до 30 (на значение более 16), E меняется с 4 до - 2. (на значение менее 16).

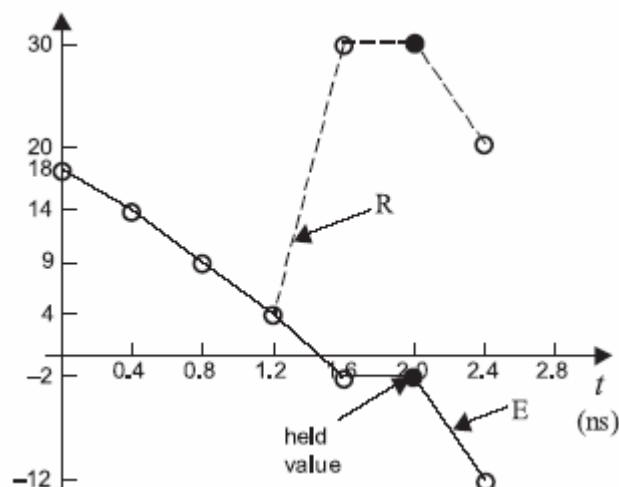


Рис 7. Сравнительная характеристика входного сигнала R с выходным E

Фаза NRZ сигнала определяется положением его фронтов. В том случае, если в данный момент нет фронтов, нет и значения, определяющего фазу. В этом случае могут возникнуть вопросы, так как принято считать, что значение фазы является непрерывной функцией во времени. Однако это не совсем так. Здесь важно одно допущение. При отсутствии фронта фаза нулевая или такая же, как и при предыдущем фронте.

Можно провести аналогию с поездом, ежедневно пребывающим на станцию в одно и то же время. Представим, что по расписанию время прибытия 8:15, но обычно поезд приходит чуть ранее или позже. Опережение расписания обозначается отрицательным значением минут, опоздание – положительным. В этом случае отчет за неделю будет выглядеть, например, так: +3, -5, -15, -2, +7, +11, +9. Эти данные можно записать напротив времени по расписанию и соединить прямой линией. Теперь представим, что поезд ходит ежедневно, кроме вторника и четверга. В таком случае запись примет вид: +3, -5, \_\_, -2, \_\_, +11, +9. Глядя на отсутствующие записи может возникнуть бессмысленный вопрос: на сколько опоздал поезд в тот день, когда его не было?

Аналогичная ситуация и на рис.4. Между последующими единицами в потоке данных (на пятом цикле счетчика), не было фронта, соответственно, не была определена и фаза. Последний фронт, для которого была определена фаза со значением 30, это значение было запомнено в регистре как R. Поскольку для работы цифрового фильтра требуется регулярная передача значений фазы (через определенный интервал), необходимо в моменты отсутствия фронта искусственно добавлять эти значения. Для этих целей используется предыдущее значение (см. рис. 7). Аналогичным образом работает система синхронизации при вводе фазовой поправки в выходной сигнал во время отсутствия данных на входе. Поэтому горизонтальная линия на графике рис.7 (когда значение E находится некоторое время на отметке -2) не является ошибкой.

### Устройство цифрового ФНЧ

Рассмотрим особенности устройства цифрового фильтра ФНЧ в схеме рис.2.46. Разрешающая способность E (или вес LSB) составляет 12,5 пс, или 1/32 UI. На самом деле, цифровой ФНЧ (рис. 2) позволяет получить большее разрешение. На рис. 8 показан пример, где превышение над 32 значениями использовано для ФНЧ. Первое значение выходного сигнала J фильтра есть превышение над 32 значениями входного сигнала E.

$$J = (18 + 14 + 9 + \dots + 4) / 32 = 11,03125$$

Следующее значение J = 6,12500 есть превышение 32 значений сигнала E, наложенных на предыдущее превышение. Это позволяет получить 5 дополнительных бит разрешения.

Таким образом, разрешение сигнала E составляет 12,5 пс, или 1/32 UI, а разрешение сигнала J – 0,4 пс, или 1/1024 UI.

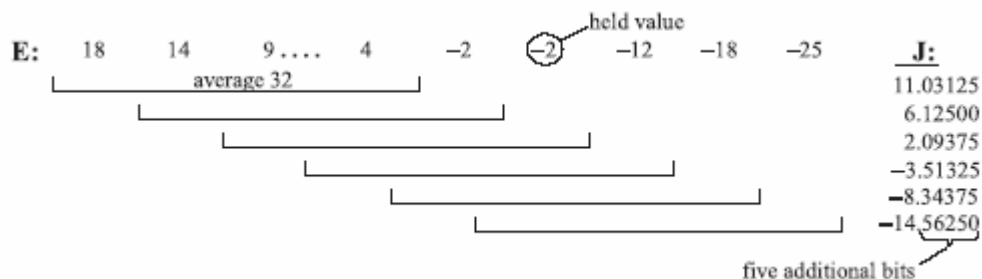


Рис.8 Пример работы ФНЧ. Наложение превышений.

Виды входного сигнала E и выходного J показаны на рис.9. После ФНЧ сигнал J имеет спрямленную форму. Частота среза для сигнала J была равна 1/64 от всего диапазона. Цифровой процесс фильтрации аналогичен работе ФАПЧ с вводом значений E при отсутствии сигнала и ФНЧ.

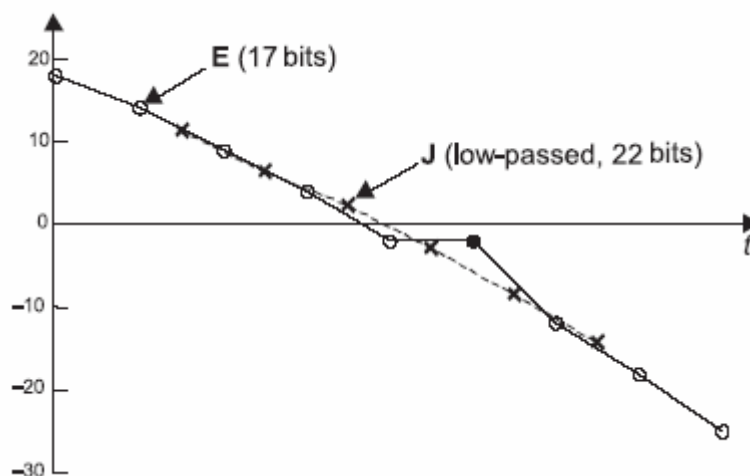


Рис.9 Фазовая характеристика на входе и выходе ФНЧ

Следует отметить, что для получения дополнительных 5 бит разрешения ФНЧ совсем не обязательно должен работать по принципу наложения превышений. Любой другой ФНЧ с полосой среза в 1/64 диапазона или менее также пригоден для получения 5 или более дополнительных бит разрешения. Однако, эти дополнительные биты имеют значение только в том случае, если входные цепи фильтра могут работать на частоте, большей частоте среза фильтра. Это обеспечивается введением высокочастотного «дрожания» (джиттера) в фазу NRZ сигнала или в фазу синхросигнала.

### Решение проблемы сверхвысокой частоты дискретизации

Специалисты, думается, уже поняли, что ахилесовой пятой рассмотренного выше алгоритма цифрового анализа джиттера является требование высокой частоты дискретизации. В самом деле, о какой экономии средств может идти речь, если для реализации алгоритма необходим генератор в 80 ГГц? И что делать в случае необходимости измерений джиттера на скоростях уровня STM-64, для которых требует вообще генератор 280 ГГц? Ниже будет показано, как технически решается вопрос о частоте дискретизации.

Схема примера устройства для измерения джиттера, изображенная на рис.3, действительно требует для работы частоту синхронизации 80 ГГц для получения разрешающей способности 12,5 пс или  $(80 \text{ ГГц})^{-1}$ . Но на самом деле, используется всего

лишь частота 1,25 ГГц, как показано на рис. 10. Разрешение в 12,5 пс получено задержкой 32 синхроимпульсов с интервалом в 12,5 пс. NRZ сигнал заносит в регистр 32 состояния сигнала после задержки. Предположим, что после прохождения фронта в регистре оказались значения: 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0 ... 0, 0, 0, а после другого фронта – 1, 1, 1, 1, 1, 1, 0, ... 0, 0, 0. Это означает, что фаза сдвинулась на 12,5 пс. Для дальнейшей обработки цифровыми устройствами сигнал переводится в бинарный вид. 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0 ... 0, 0, 0 переходит в 000101 (или 5 в десятичном виде), 1, 1, 1, 1, 1, 1, 0 ... 0, 0, 0 переводится в 000110 (или 6 в десятичном виде). Аналогично, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1 ... 1, 1, 1 – это 100101 или 37 соответственно, а 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1 ... 1, 1, 1 – 100110 и 38 соответственно. Поэтому значения R на рис. 10 и рис. 3 одинаковы, но на схеме рис. 10 частота 80 ГГц не используется. Устройство бит-экстендера и фильтра аналогичны рассмотренным выше.

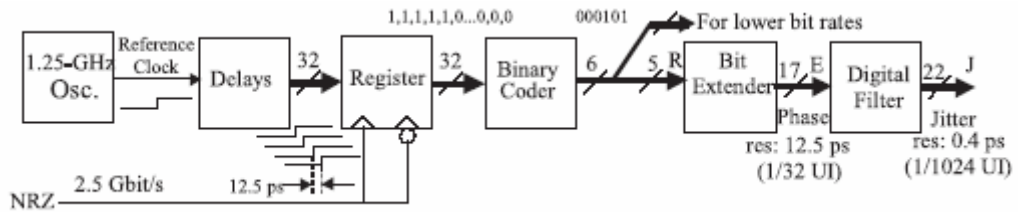


Рис. 10 Практическое применение измерителя джиттера.

### Использование цифрового фильтра для коррекции нелинейности

Неравномерное деление задержек 12,5 пс (рис.10) приводит к нелинейности в измерении фазы. Эту нелинейность можно измерить, задав некоторое смещение частоты синхроимпульсов относительно частоты NRZ сигнала. Полученное значение фазы не должно сильно отличаться от идеальной характеристики (см. рис. 11). Кривая реального измерения имеет небольшой шум квантования, который зависит от линейности (рис. 11). Отметим, что нелинейность периодическая, она повторяется каждые 800 пс, т. к. частота синхронизации  $1,25 \text{ ГГц} = (800 \text{ пс})^{-1}$ .

На рис. 12 показана разница между двумя кривыми рис. 11 относительно фазы (по модулю 800 пс). Поскольку цифровые системы являются повторяемыми, можно измерить нелинейность и скорректировать измерения E. Нелинейность имеет 4 значения с разрешением  $1/32 \text{ UI}$  поэтому скорректированное значение E` - 19 –битовое с разрешением  $1/128 \text{ UI}$  (3 пс).

Полная схема цифрового фильтра с системой коррекции показана на рис. 13 6 бит сигнала E показывают, какая задержка возможна для только что измеренного значения, а 8 – битное значение F корректирует ошибку в задержке.



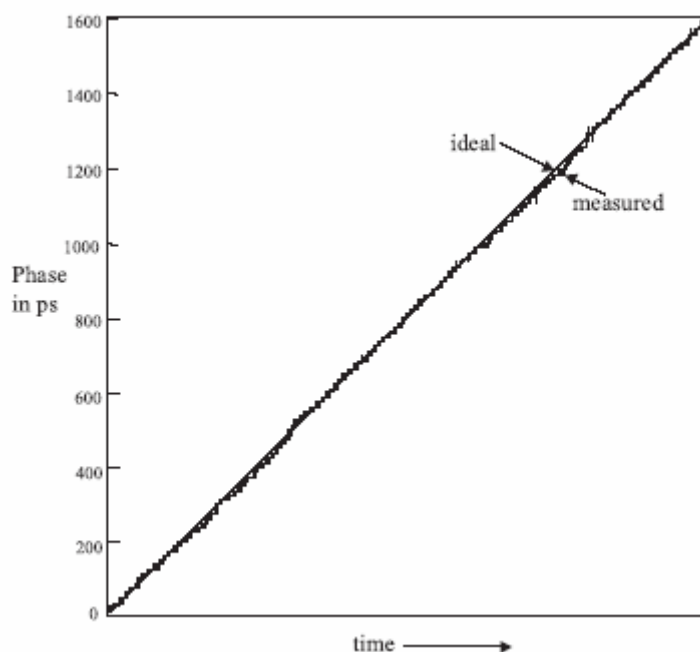


Рис.11 Измерение фазы

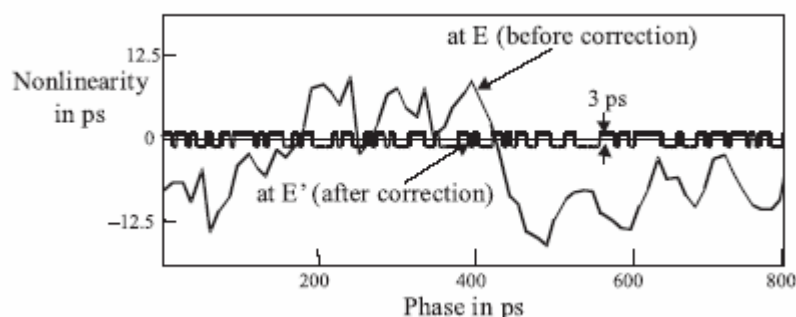


Рис. 12 Коррекция нелинейности

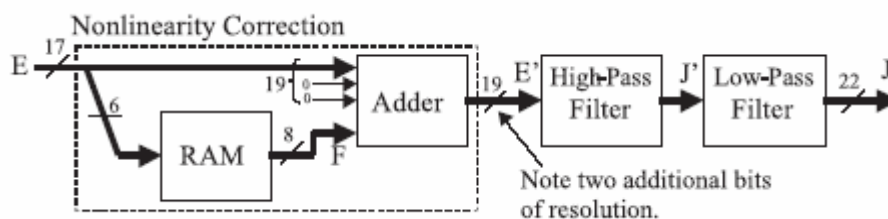


Рис. 13. Полная схема цифрового фильтра с цепью коррекции

## Цифровой ФВЧ

В стандартах измерения джиттера содержится требование к ФВЧ в фазовых цепях. Это обусловлено тем, что на измерения оказывает влияние фазовый шум частотой  $1/f$ . Однако, системы восстановления синхронизации нечувствительны к этому шуму и другим низкочастотным фазовым помехам из-за их широкополосности. ФВЧ позволяет пользоваться при измерениях джиттера внутренним источником синхронизации, частота которого не зависит от NRZ сигнала. При несовпадении средних значений частот внутреннего синхросигнала и синхросигнала, восстановленного из NRZ, можно измерить фазовое отклонение. Этот сигнал пригоден для дальнейших преобразований фазовым детектором. В аналоговой системе такого не происходит, поэтому там требуется

восстановление синхронизации из NRZ сигнала (см. рис. 1). Фазовое отклонение также вызовет переполнение измерительной системы, также с расширением до 19 бит. Выше было показано, что это не приводит к сложностям в работе системы при прохождении сигнала через компаратор.

На рис. 10 показана схема измерителя джиттера с частотой синхронизации 1,25 ГГц, что составляет половину номинальной частоты, т. е. сигнала 2,5 Гбит/с. На практике между NRZ сигналом и удвоенной частотой синхронизации будет небольшая разница, примерно в 20 ppm. Отсюда получается поправка в сигнал  $E'$  в (цифровом фильтре рис 13). Эта поправка показана на рис. 14. Величина поправки есть  $dE'/dt = f_0 UI/s$ . Эта поправка также вызовет переполнение 19 – битового расширения. Но сигнал  $E'$  проходит через ФНЧ (рис. 13), который невосприимчив к переполнениям.

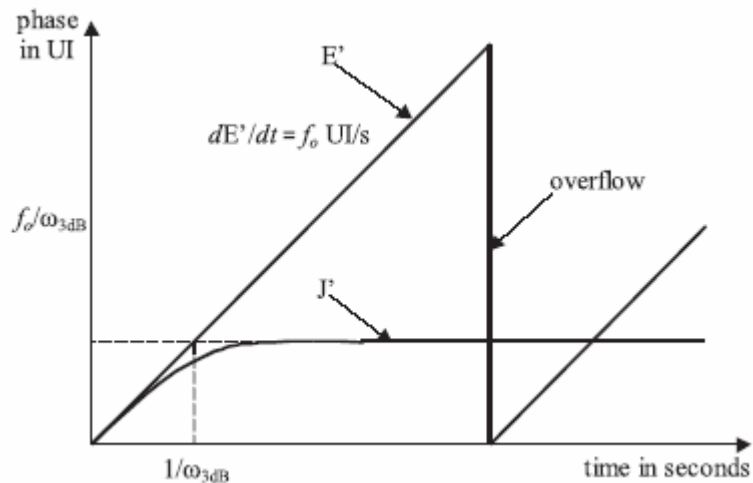


Рис. 14. Разница частот  $f_0$  между NRZ и синхросигналом. Сигнал  $E'$  с учетом поправки. После ФВЧ сигнал  $J'$  ограничен.

Схема ФВЧ показана на рис. 15. Это устройство аналогично бит-экстендеру на рис. 5. Исключение составляет лишь накопитель. Как и в случае с бит-экстендером, вычисленная разница  $D$  будет правильной до тех пор, пока  $|D|$  не превысит половины диапазона в  $4096 UI_{pp}$ . Также не должен превышать  $2048 UI$  выходной сигнал фильтра  $|J'|$  для коррекции  $E'$ . Сигнал  $|J'|$  должен быть много меньше  $2048 UI$  чтобы не уменьшать диапазон измерения джиттера.

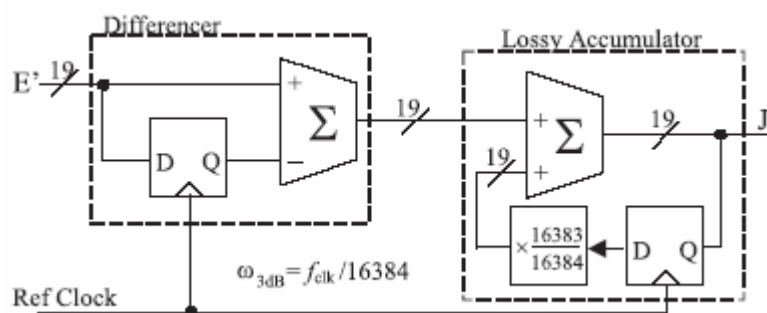


Рис. 15. Структура цифрового ФВЧ

Можно показать, что полоса пропускания  $\omega_{3dB}$  (в радианах / секундах) ФВЧ определяется по формуле:

$$\omega_{3dB} = f_{clk} (1 - G)$$

где  $f_{clk}$  – частота синхросигнала, а  $G$  – коэффициент обратной связи накопителя. В данном случае,  $f_{clk} = 1,25$  ГГц,  $1 - G = 1/16384$ . Соответственно,  $\omega_{3dB} = 76$  крад/с. Можно показать, что характеристика ФВЧ относительно поправки имеет экспоненциальную форму и

достигает постоянной величины  $f_0 / \omega_{3дБ}$  (см. рис. 14). При этом разница между NRZ сигналом и синхросигналом составляет 100 ppm. В таком случае,  $f_0 = (100 \text{ ppm}) \times 2,5 \text{ ГГц} = 250 \text{ кГц}$ ,  $f_0 / \omega_{3дБ} = 250 / 76 = 3,3 \text{ UI}$ . Это много меньше 4069 UIpp диапазона J. Отметим, что постоянное фазовое отклонение не влияет на измерения пикового или среднеквадратического значений.

## Измерения джиттера на скоростях до 10 Гбит/с

Описанный выше метод цифрового измерения фазы производится микросхемой, выполненной по кремний – германиевой технологии ASIC. Это устройство получило название цифровой анализатор фазы (ЦАФ). Он позволяет проводить измерения джиттера до 2,5 ГГц. Для измерений в более высокочастотной области необходимо восстановление синхросигнала и его смешивание, как показано на рис. 16. Частота NRZ сигнала здесь 10 ГГц. Эта частота не может быть сразу подана на ЦАФ. Поэтому производится восстановление синхросигнала 10 ГГц и его смешивание с сигналом гетеродина, после чего получается сигнал 2,5 ГГц. Эта частота и подается в ЦАФ.

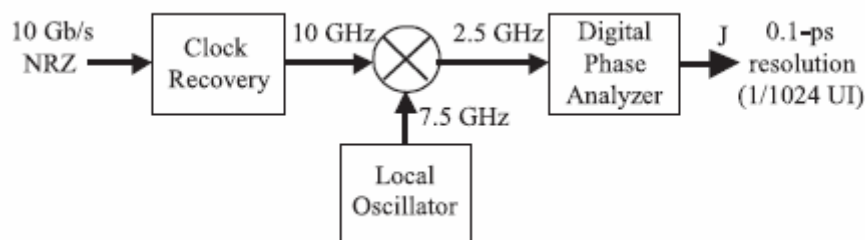


Рис. 16. Схема измерителя джиттера до 10 ГГц

Можно показать, что сигнал частотой 2,5 ГГц обладает таким же джиттером, как и NRZ сигнал 10 Гбит/с. Поэтому разрешение  $1 / 1024 \text{ UI}$  и ширина полосы  $4096 \text{ UIpp}$  также применимы к 10 ГГц джиттеру. Но  $1 / 1028 \text{ UI}$  10 Гбит/с сигнала соответствует  $100 \text{ пс} / 1024 = 0,1 \text{ пс}$ .

Приведенное выше расширение методики измерения джиттера на скорости до 10 Гбит/с вообще позволило решить техническую задачу создания анализатора джиттера на скоростях уровня STM-64 и выше, поскольку реализовать такие измерения классическим путем было затруднительно.

## Шумоподавление при восстановлении синхросигнала

При измерениях джиттера на частотах до 2,5 ГГц восстановления синхросигнала не требуются, в отличие от измерений на частотах от 2,5 до 10 ГГц. В первом случае фазовые шумы не оказывают влияния на измерения, во втором же случае их влияние пытаются свести к минимуму.

На рис. 17 показано типовое устройство восстановления синхронизации. ФАПЧ производит подстройку фазы  $\theta_{\text{Сик}}$  сигнала от ГУНа к фазе  $\theta_{\text{NRZ}}$  из NRZ сигнала. При поступлении фронта в NRZ сигнале фазовый детектор вычисляет разницу фаз сигналов, а петля обратной связи производит подстройку. При отсутствии сигнала выходное напряжение с ФАПЧ падает до нуля и ГУН работает на собственной исходной частоте. Эта частота выше частоты NRZ сигнала, и фаза  $\varphi_{\text{Сик}}$  начнет смещаться вверх, а при появлении фронтов сигнала фаза будет скорректирована петлей обратной связи. Фаза никак не связана с  $\theta_{\text{NRZ}}$ ; это шум, вводимый процессом восстановления синхросигнала. Эта мнимая часть  $\theta_{\text{Сик}}$  была представлена как  $\theta_e$ ; полный джиттер ГУНа  $\theta_{\text{Сик}} = \varphi_{\text{NRZ}} + \theta_e$ .

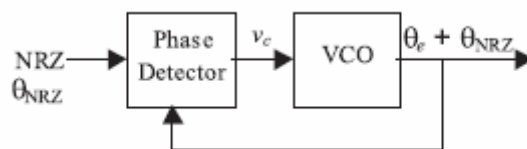


Рис 17 Система восстановления синхросигнала с ФАПЧ

На рис. 18 показан фазовый шум  $\theta_e$ , возникший в результате положительного смещения частоты в системе восстановления синхронизации. Когда фронты NRZ сигнала разреженные, фаза уходит вверх, а во время плотного потока фронтов – вниз (из-за работы ОС). В результате отрицательного смещения зависимость имеет обратный вид.



Рис. 18. Зависимость фазового шума  $\theta_e$  от смещения частоты ГУНа

Поскольку известна зависимость формы  $\theta_e$  от NRZ сигнала, становится возможным вычислить ошибку смещения частоты. Эта ошибка может быть затем исправлена системой обратной связи. Существует патентованный метод подавления фазовых шумов (см. рис. 19). Эта система также позволяет значительно уменьшить недостатки процесса восстановления синхросигнала и делает возможной работу ЦАФ на частотах свыше 2,5 ГГц.

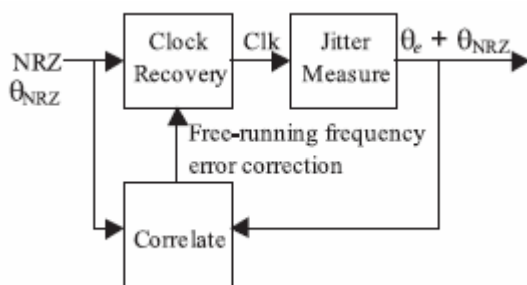


Рис.19 Устройство подавления фазового шума  $q_e$  при уходе частоты ГУНа

Теперь рассмотрим методики обратной обработки джиттера – вопросы генерации джиттера. Генерация джиттера используется широко при эксплуатационных измерениях параметров МТJ (максимальной устойчивости к джиттеру) и JTF (передаточной характеристики джиттера). Поэтому вопросы генерации джиттера оказываются с точки зрения современной схемотехники ничуть не менее важными, чем методы измерения джиттера. Также как и в случае с анализом джиттера, в настоящее время существуют аналоговые и цифровые методики генерации джиттера.

### Аналоговые методы генерации джиттера

Аналоговые генераторы джиттера имеют те же самые недостатки, что и аналоговые измерители джиттера. Здесь тоже используется ФАПЧ с аналоговым фазовым детектором для управления генератором в зависимости от частоты синхросигнала (см. рис. 20). Делители частоты расширяют динамический диапазон, аналоговый сигнал джиттера вводится в ФАПЧ для работы фазового модулятора. Поскольку выходной сигнал с фазового детектора состоит из импульсов, а полоса пропускания ФАПЧ ограничена,

становится невозможной модуляция выходной частоты этими импульсами. В итоге, генераторы джиттера имеют ограниченный частотный и динамический диапазоны. Также они подвержены влиянию различных внешних шумов, искажений усилителей и неравномерной АЧХ.

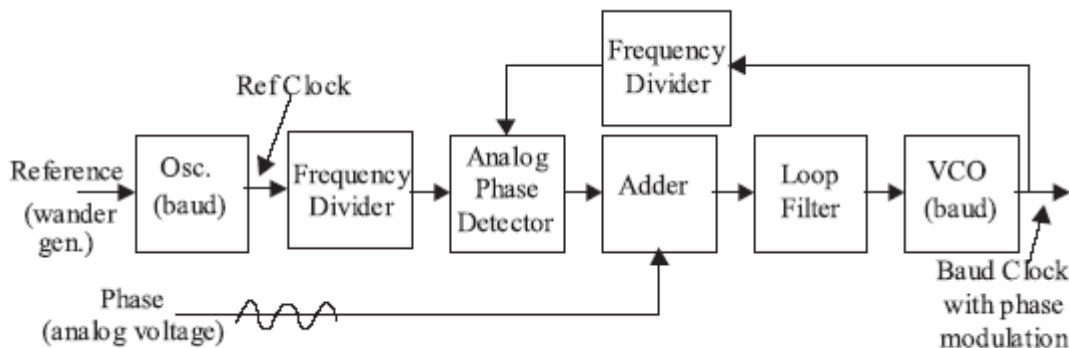


Рис. 20 Типовая схема аналогового генератора джиттера

### Цифровые методы генерации джиттера

На рис. 21 показан цифровой генератор джиттера. В основе принципа действия этого устройства лежит возможность привязки каждого фронта выходного сигнала к бинарному числу, полученному из входного сигнала (генераторы сигнала произвольной формы работают аналогичным образом, однако, они имеют ограничение по частоте).

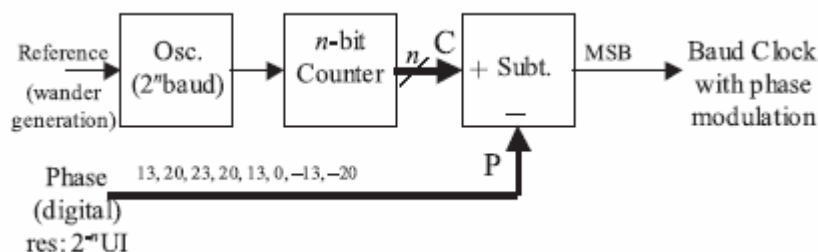


Рис. 21 Цифровой генератор джиттера

Как и в случае с измерителем, рассмотренным выше, генератор синхросигнала создает сигнал с частотой  $2^n$ , который в дальнейшем поступает на счетчик. Знаковый бит (MSB) периодически меняется через один цикл счетчика. Сигнал C есть частота сигнала передачи данных, только без фазовой модуляции. Если из значения C вычитается положительное значение P, знаковый бит числа C – P будет меняться позже, чем MSB сигнала C. Меняя знак числа P для каждого фронта выходного сигнала, фаза этого фронта может быть изменена. Динамический диапазон цифрового генератора джиттера практически бесконечен.

Следует отметить еще раз, что функционально схема цифрового генератора джиттера (рис. 21) во многом повторяет измеритель (рис. 2). Поэтому и для измерителя, и для генератора использована одна и та же микросхема ASIC. Для переключения режима используется специальный бит.

На рис. 22 показан пример генерации джиттера для частоты 2,5 ГГц. 6 – битный счетчик работает от сигнала 160 ГГц (64 раза за переход). Знаковый бит вычисляется из прямоугольного сигнала 2,5 ГГц. По достижении C значения 32 или 0 он меняется. Предположим, что из значения C вычитается P = 4. Знаковый бит числа C – P меняется по достижении C значения 36 и 4. Таким образом, фаза выходного сигнала была задержана

на 4 пункта 160 – гигагерцового синхросигнала. Эта задержка составляет  $4 / 64$  UI, или 25 пс. Изменение P приводит к появлению джиттера в выходном сигнале.

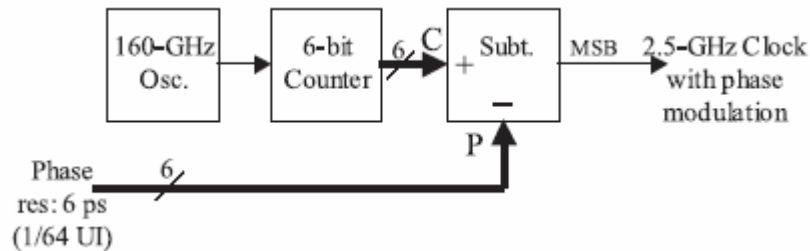


Рис. 22 Пример генерации джиттера для сигнала 2,5 ГГц.

На рис. 23 показан пример цифровых значений и формы сигнала, иллюстрирующие работу устройства на рис. 2.65. Пока значение C проходит значения от 0 до 63 на 160 ГГц, знаковый бит (MSB) числа C меняется при значениях 0 и 32. В то время, как  $P = 24$ ,  $C - P$  достигает 0, при  $C = 24$ , и MSB числа C меняется через 24 цикла после смены знакового бита C. Отметим, что значения P постоянно уменьшаются, внося фазу в выходной сигнал (из-за значения  $C - P$ ).

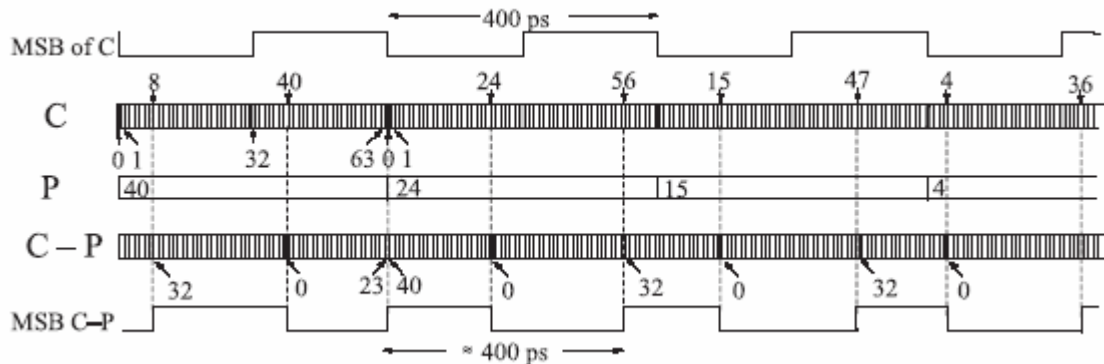


Рис. 23 Формы сигнала и значения для рис. 2.64

Частота 160 ГГц на практике не используется. Как и в случае с измерителями джиттера, применяют частоту 1,25 ГГц с задержками через 6 пс.

### Генерация джиттера на скоростях до 10 Гбит/с

Максимальная частота генератора, изображенного на рис. 22, составляет 2,5 ГГц. Но генерация джиттера может легко быть продолжена до 10 ГГц. Для этого используется смеситель, как показано на рис. 24. Предположим, что цифровой генератор фазы создает  $1 / 64$  UI<sub>pp</sub> (6 пс) джиттера на частоте 2,5 ГГц. После смесителя частота уже 10 ГГц, а джиттер по-прежнему составляет  $1 / 64$  UI<sub>pp</sub>, или 1,5 пс.

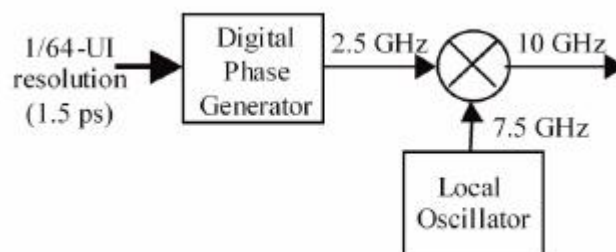


Рис. 24. Генерация джиттера свыше 2,5 ГГц

## Применение новой методики анализа и генерации джиттера

Подведем итоги рассмотрению внутренней методики измерения и генерации джиттера в современных системах передачи.

Как было показано выше, анализаторы джиттера, как и другие устройства: телефоны, телевизоры, аудио и видео-аппаратура, переходят от аналоговой схемотехнике к цифровой, несомненными преимуществами которой являются:

- Невосприимчивость к шумам,
- Широкий динамический диапазон
- Широкий частотный диапазон.

Возможности существующих анализаторов значительно превышают требования стандартов, которые разработаны для аналоговых измерителей.

Впервые цифровая методика измерений джиттера была применена американской компанией Digital Lightwave, которая совершила сразу небольшую революцию в технологии измерений высокоскоростных систем передачи. Анализаторы этой компании семейства **NIC** (рис.24) в настоящее время успешно завоевывают отечественный рынок, демонстрируя свои высокие технические характеристики. Все рассмотренные в этой статье, преимущества цифровой методики анализа джиттера в полной мере присущи этим анализаторам.



Рис.24. Анализаторы систем передачи семейства **NIC** компании Digital Lightwave

Второй компанией, которая применила новую методику уже для отечественных разработок стала компания Metrotek. Результат – еще одна локальная революция в области современных анализаторов ИКМ, которая позволяет надеяться на скорое воскрешение отечественного телекоммуникационного приборостроения.

Новая цифровая методика измерений джиттера была использована Metrotek при разработке первого отечественного анализатора ИКМ с цветным экраном **BERcut** (рис.25). Использование новой методики позволило поместить анализатор джиттера с необходимыми фильтрами в корпус чуть больше пачки сигарет. В настоящий момент этот прибор является самым портативным анализатором ИКМ с функцией измерения джиттера в мире, он меньше своих импортных конкурентов в 2-3 раза. Точность и быстродействие измерений джиттера в нем превосходит соответствующие характеристики импортных приборов. В настоящее время по уровню стабильности генератора джиттера и точности измерений джиттера **BERcut** может быть сопоставим только с мощными анализаторами

систем передачи (класса Victoria, ANT-20 или OmniBER). В своем классе портативных анализаторов ИКМ по характеристикам ему нет равных.



Рис.25. Портативный анализатор ИКМ **BERcut** обеспечивает уникальные параметры точности измерения джиттера

Первые пользователи анализатора BERcut нового конструктива закономерно были удивлены скоростью проведения измерений по форме импульса и по параметрам джиттера. Данные измерений появляются на экране практически мгновенно. Это – еще одно следствие применения современной методики измерения джиттера. Здесь хорошая иллюстрация того, что отечественные приборы вовсе не отстают по своим характеристикам от импортных аналогов.



Таким образом, приведенная техническая история, которая происходит у нас на глазах, может научить всех отечественных инженеров главному – отечественная технология вовсе не может считаться отсталой до тех пор, пока русские инженеры сохраняют желание работать. Будущее развитие техники определяется новыми идеями, и часто даже на сформировавшемся поле оказывается возможным сделать новый прорыв и новую революцию.