

## НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.3.049.774.2

### СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ МЕТОДЫ И СРЕДСТВА УСКОРЕННОЙ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ

© 2021 г. Д. А. Доможаков<sup>а</sup>, \*, С. В. Кондратенко<sup>а</sup>

<sup>а</sup>Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»,  
Каширское шоссе, 31, Москва, 115409 Российская Федерация

\*E-mail: dadomozhakov@mephi.ru

Поступила в редакцию 28.01.2021 г.

После доработки 28.01.2021 г.

Принята к публикации 15.02.2021 г.

Разработаны специализированные методы и реализующие их средства (высокоуровневые модели), способные существенно ускорить расчеты высокоскоростных приемопередатчиков последовательных каналов. Приведен подробный анализ временных затрат при расчетах и измерениях высокоскоростных приемопередатчиков и выигрышей от применения предложенных специализированных методов и средств на этапе проектирования этих устройств. Приведены примеры расчетов проектируемого приемопередатчика с определением основных параметров, характеризующих качество их работы, в том числе относительного числа ошибок при приеме.

DOI: 10.31857/S0033849421070032

#### ВВЕДЕНИЕ

Вместе со сложностью проектируемых систем на кристалле возрастает роль методов и средств их ускоренного высокоуровневого моделирования. Известны и широко используются различные методы и средства такого рода. К ним относятся, например, VHDL- и AHDL-модели цифровых и смешанных устройств, IBIS-модели периферийных узлов, поведенческие модели СВЧ-устройств на основе *s*-параметров, а также специализированные алгоритмы и пакеты моделирования отдельных классов устройств и систем (схемы на коммутируемых конденсаторах, те же СВЧ-устройства, аналоговые и цифровые фильтры и т.д.) [1–4]. Достаточно узкая специализация этих методов и средств – естественное следствие их повышенной вычислительной эффективности.

Характерный для высокоуровневого моделирования оценочный характер получаемых результатов создает проблему при проектировании периферийных высокоскоростных приемопередатчиков (ПВП) последовательных каналов. Основной показатель качества ПВП – относительное число ошибок при приеме – BER (Bit Error Rate), допустимый уровень которого для современных приемопередатчиков может составлять  $10^{-12}$  или даже  $10^{-15}$  [5]. Поэтому при проектировании ПВП необходим анализ длинных тестовых последовательностей и особенно важно в процессе расчетов исключить или снизить до допустимого уровня

влияние локальных ошибок и их накопление, которые могут привести к недостоверным результатам и, в частности, к значениям показателя BER, отличающимся на несколько порядков от истинных значений. Следует отметить, что в большинстве работ, посвященных проектированию ПВП, основной упор делается не на контроле показателя BER в процессе проектирования, а на проверке значений этого показателя по результатам измерений изготовленных образцов ПВП.

Цель данной работы – усовершенствовать существующие специализированные методы и средства ускоренной характеристики высокоскоростных приемопередатчиков последовательных каналов, а также определить возможные варианты их практического применения.

#### 1. ИДЕИ УСКОРЕННОЙ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ

Идеи и методы ускоренной характеристики, развиваемые авторами в данной работе, связаны с анализом особенностей устройства и функционирования ПВП, которые содержат цифровые и аналоговые части (рис. 1).

Ключевой особенностью аналоговых частей, взаимодействующих непосредственно с линией передачи, являются возможные существенные искажения формы сигналов (нарушение целостности

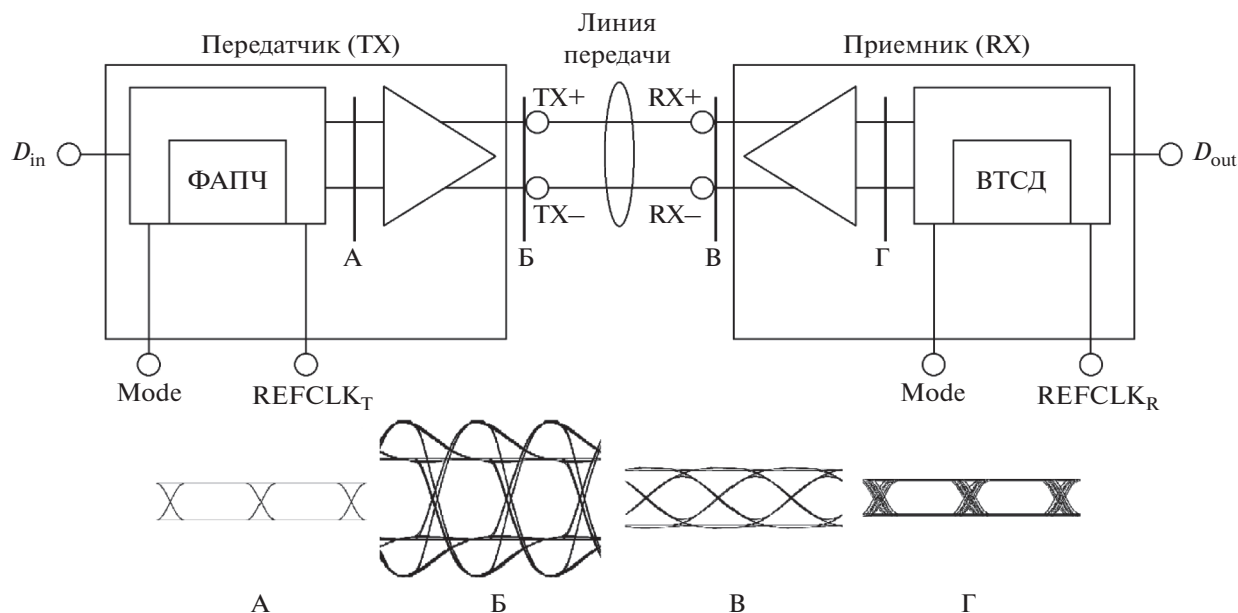


Рис. 1. Структура приемопередающего тракта и примеры глазковых диаграмм в сечениях А–Г.

сигналов) и, соответственно, необходимость контроля изменений как амплитуды, так и временных параметров сигналов в линии передачи и во внутренних каскадах передатчика и приемника до нормализации этих сигналов по амплитуде, что является необходимым условием преобразования аналоговых сигналов в цифровые. В свою очередь основными критичными блоками в цифровых частях является устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в передатчике и, особенно, устройство восстановления тактовых сигналов из данных (ВТСД) в приемнике. От точности восстановления тактового сигнала во времени, характеризующей его джиттером, зависит вероятность ошибки при приеме, т.е. показатель BER, как интегральный показатель качества ПВП в целом.

Один из существенных эффектов, приводящих к нарушению целостности сигналов на выходе передатчика и далее, на входе приемника — межсимвольные интерференции (МСИ), являющиеся следствием наложения друг на друга не полностью законченных переходных процессов в сечениях Б, В на рис. 1 при смене передаваемых данных ( $1 \rightarrow 0$  или  $0 \rightarrow 1$ ). Для снижения влияния эффекта МСИ на качество работы приемопередающего тракта важно обеспечить сужение по основанию импульсной характеристики на входе приемника — в сечении В, желательно в пределах длительности передачи 1 бит (Т1). С этой целью используется опция предискажений в передатчике, принцип действия и конкретные реализации которой описаны, например, в работах [6, 7]. В качестве примера на рис. 2а приведен вид переходной и импульсной характеристик, полученной дифферен-

цированием сигнала на входе приемника — в сечении В на участке, соответствующем передаче последовательности бит 01111.

Примененная нами идея ускоренного моделирования эффекта МСИ состоит в том, что ПВП рассматривается как стационарная линейная система, включающая передатчик, линию передачи и приемник. Исследуемый сигнал передаваемой последовательности на выходе или в промежуточном выбранном сечении системы может быть представлен по принципу суперпозиции переходных процессов от серии положительных и отрицательных перепадов (рис. 2б). Для нахождения реакции системы на эту последовательность многократно используется один раз рассчитанная переходная характеристика.

Сигналы, поступающие на вход решающей части приемника (сечение Г на рис. 1), имеют шум в амплитудной и временной областях. Основной причиной возникновения битовых ошибок приема в данной части тракта является джиттер моментов перепадов принимаемых данных. Элементы последовательной логики приемника реализует операцию развертки последовательного потока данных в параллельный. Положение восстановленного блока ВТСД тактового сигнала внутри битового интервала принимаемых данных существенно влияет на вероятность возникновения битовых ошибок. В связи с этим важной является задача контроля фазовых соотношений тактовых сигналов и принимаемых данных на входе цифровой части приемника и задача финальной оценки уровня BER при приеме данных.

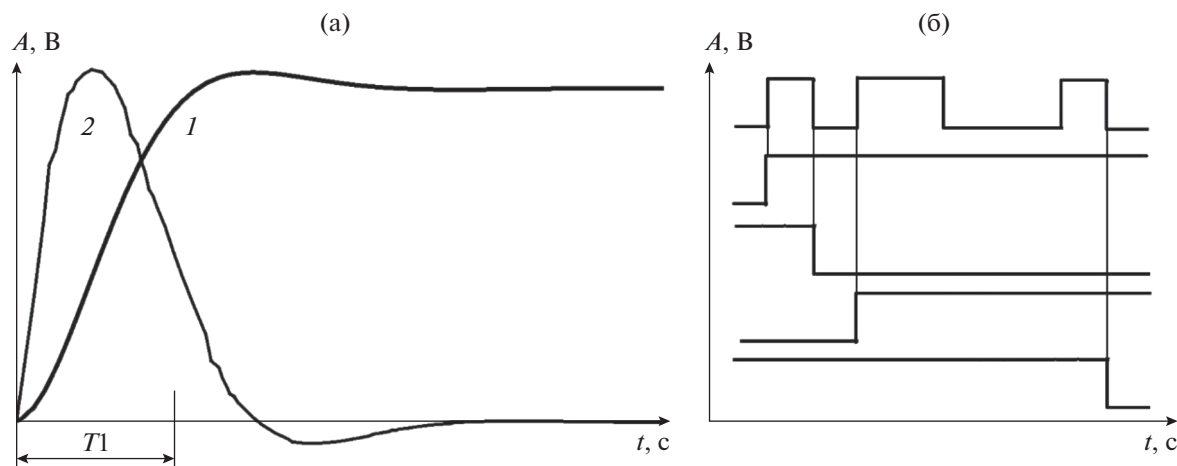


Рис. 2. Нормированные переходная (1) и импульсная (2) характеристики с длительностью по основанию, превышающей интервал  $T_1$  (а), разбиение входной псевдослучайной последовательности на серию положительных и отрицательных перепадов (б).

## 2. АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА УСКОРЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

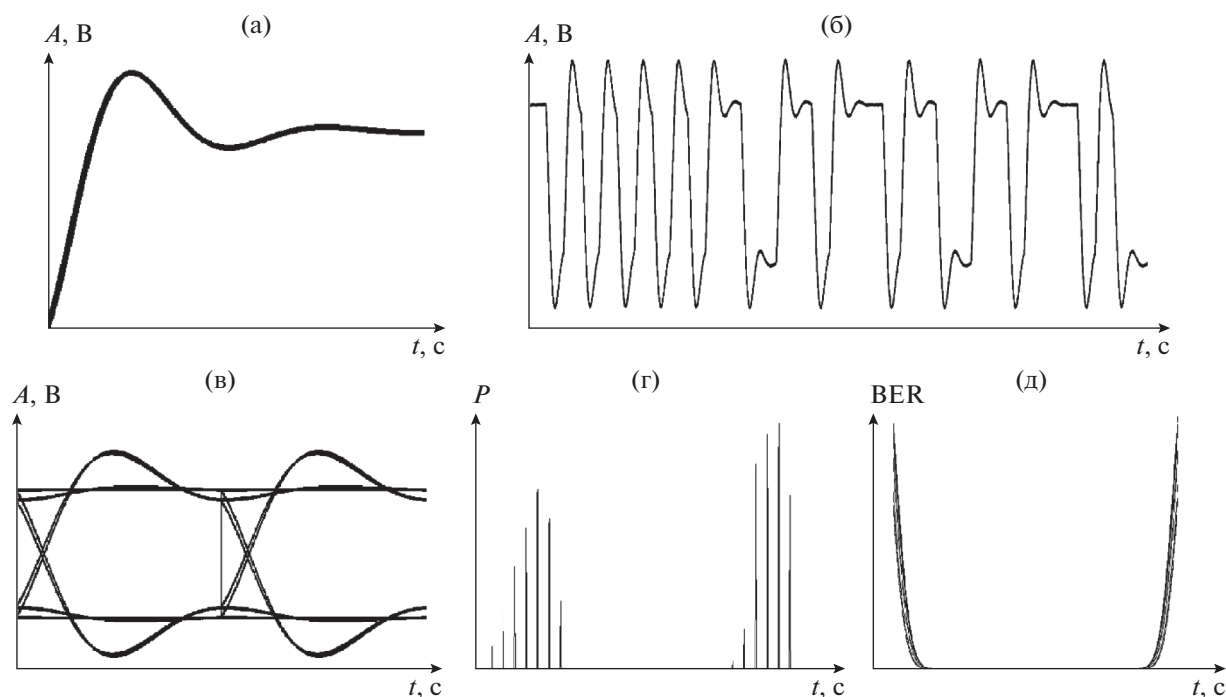
В работе [8] с участием авторов подробно описаны алгоритм и написанная в среде SciLab программа высокоуровневого поведенческого моделирования ПВП, а также представлены результаты расчетов, полученные с использованием этой программы. Выбор данного пакета прикладных математических программ был вызван, с одной стороны, его доступностью (возможностью свободного применения) и небольшими используемыми ресурсами на компьютере, а с другой стороны – широкими функциональными возможностями, далеко перекрывающими потребности

решаемой задачи и составляющими в этом смысле альтернативу пакету MatLab, который имеет схожий язык программирования.

Алгоритм, реализующий описанный в работе [8, п. 1] метод ускоренного моделирования ПВП, предусматривает суммирование переходных процессов от одиночных перепадов входного сигнала. Кроме анализа влияния искажений передаваемых сигналов из-за МСИ возможен учет влияния шумов. Выигрыш во времени счета обусловлен тем, что реакция на единичный перепад системы была определена заранее (табл. 1). При этом нет компромисса с точностью расчетов, поскольку реакция на перепад может быть получена с использова-

Таблица 1. Абсолютные и относительные времена расчетов и измерений

Способ получения результатов	Абсолютное время, затрачиваемое на расчет или измерение 1 бит (интервал времени $T_1$ )	Время расчетов на интервале $T_1$ , отнесенное ко времени измерения 1 бит	Примечания
Измерения в реальном времени	$T_1 = 1/V = 400$ пс	1	–
Расчеты в САПР Cadence на транзисторном уровне	171 мс	$0.43 \times 10^9$	При максимальном шаге расчетов $\text{maxstep} = 10$ пс и включенной опции Transient Noise
	165 мс	$0.41 \times 10^9$	При отключенной опции Transient Noise
	23 мс	$0.58 \times 10^8$	При автоматически изменяющимся шаге расчетов и отключенной опции Transient Noise
Расчеты с использованием специализированной программы в среде SciLab	30 мс	$0.75 \times 10^8$	При $dt = 1$ пс
	3.1 мс	$0.78 \times 10^7$	При $dt = 10$ пс



**Рис. 3.** Результаты моделирования для тестового примера: переходный процесс на интервале  $5\tau$  (а), фрагмент смоделированной реакции системы на псевдослучайный входной тестовый сигнал на интервале  $1000T_1$  (б), глазковая диаграмма (в), распределение джиттера на интервале  $T_1$  (г) и U-образные кривые для определения показателя BER (д).

нием сколь угодно сложной модели исследуемой системы на транзисторном уровне. Моделирование на транзисторном уровне производилось на ограниченном интервале времени, который достаточен для практически полного установления переходного процесса (за время в несколько постоянных времени  $\tau$ , характеризующих процесс установления). Недостаток описанного алгоритма состоит в его невысокой вычислительной эффективности: асимптотическая сложность находится на уровне  $O(N^2)$ , где  $N$  — длина тестовой последовательности, выраженная в числе переданных бит или в равном ему числе единичных интервалов  $T_1$ . Это ограничивает комфортное время моделирования в процессе проектирования ПВП при длине тестовых последовательностей в несколько сотен бит, что абсолютно недостаточно для получения сколько-нибудь статистически значимых результатов расчетов.

Авторами разработан и реализован алгоритм ускоренного моделирования ПВП типа “скользящего окна”, когда в каждый текущий момент времени суммируются по принципу суперпозиции только те переходные процессы, которые попадают в интервал (условно)  $5\tau$ , гарантирующий высокую степень затухания переходных процессов. Нетрудно показать, что время счета как сочетание времен выполнения операций суммирования/вычитания с использованием исходного ал-

горитма и алгоритма ускоренного моделирования подчиняются соответственно соотношениям

$$t_{\text{числ}} \sim \frac{N^2}{N_1} \quad \text{и} \quad t_{\text{числ.уск}} \sim N \frac{N_\tau}{N_1}. \quad (1)$$

Здесь  $N$  — общее число точек при расчетах во времени с заданным фиксированным шагом (по умолчанию в программе принят шаг  $dt = 1$  пс, достаточно малый, чтобы не пропустить деталей переходных процессов),  $N_1$  — число точек во времени, затрачиваемое на передачу одного бита информации (соответствует единичному интервалу  $T_1$ , связанному со скоростью передачи ПВП  $V$  соотношением  $T_1V = 1$ ),  $N_\tau$  — число точек во времени, соответствующее затуханию с заданной точностью переходных процессов в выбранном сечении анализируемой системы ( $5\tau$  в частном случае).

На рис. 3 приведены в иллюстративном виде (без детализации разметок по осям) исходные и обработанные результаты моделирования для сигнала на выходе передатчика (или в другом интересующем сечении в аналоговой части приемопередающего тракта), переходный процесс которого задается выражениями

$$y(t) = \begin{cases} 1 - \exp(-t/\tau) \cos(\omega_0 t), & \text{если } t \leq 5\tau \\ 1, & \text{если } t > 5\tau \end{cases} \quad (2)$$

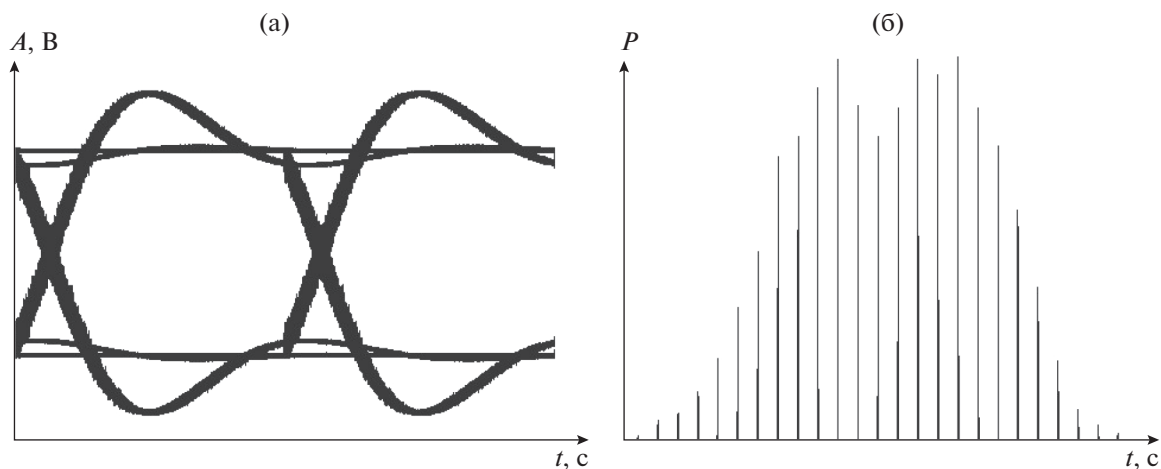


Рис. 4. Уточненные глазковая диаграмма (а) и распределение джиттера (б).

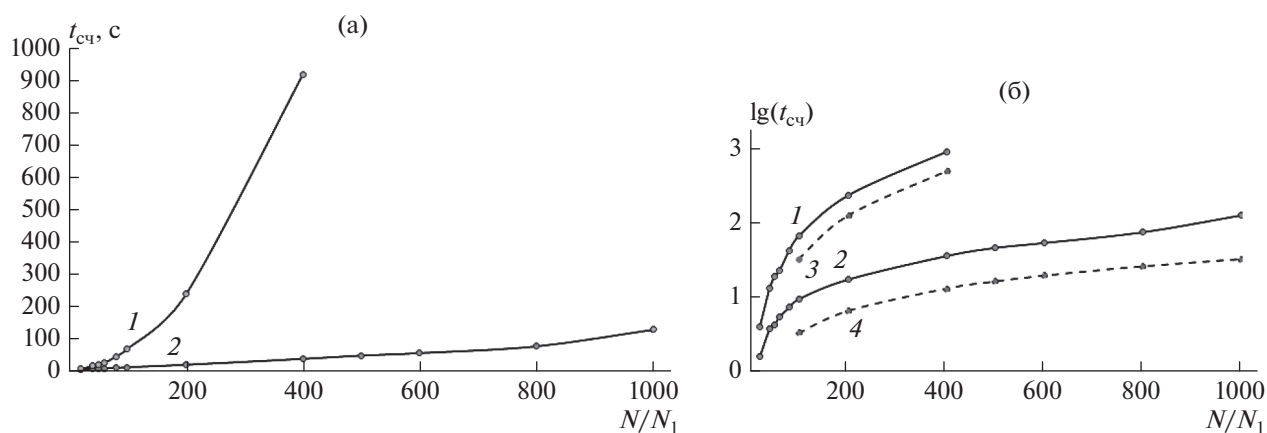


Рис. 5. Зависимости времени счета от нормированной длины тестовой последовательности в линейном (а) и логарифмическом масштабе (б): 1 – время исходного расчета, 2 – время ускоренного расчета, 3 – идеальная кривая  $\lg N^2$ , 4 – идеальная кривая  $\lg N$ .

при  $\tau = 531$  пс и  $f_0 = 73$  МГц ( $\omega_0 = 2\pi f_0$ ). К сигналу подмешан шум  $0.02(\text{rand}() - 0.5)$ , где  $\text{rand}()$  – генератор случайных чисел в SciLab с равномерным распределением от 0 до 1.

Излишняя идеализация анализируемых устройств в специализированной программе может привести к отличию результатов расчетов от аналогичных экспериментальных данных. Для придания большей реалистичности и физического смысла были добавлены к используемой модели неопределенности (шумы) при формировании моментов времени смены отсчетов сигналов. Параметры таких шумов могут быть получены посредством моделирования передатчика и приемника на транзисторном уровне. Это позволяет получить более адекватную форму глазковой диаграммы и форму распределения джиттера (рис. 4), подоб-

ную наблюдаемым при измерениях гауссовским распределениям на экране осциллографа (ср. зависимости на рис. 3в и 3г).

На рис. 5 приведены зависимости времени счета от нормированной длины тестовой последовательности  $N/N_1$ , равной числу проанализированных единичных интервалов  $T1$  ( $T1 = 1.25$  нс в данном случае). На рис. 5а эти зависимости приведены в линейном масштабе по вертикальной оси. Расчеты произведены на ноутбуке с CPU i5-5200U 2.2 ГГц, RAM 4 ГБ. Видно, что на интервале  $1000T1$  при использовании алгоритма ускоренного моделирования время счета составляет около 2 мин – достаточно комфортное время при проектировании. Для исходного алгоритма временные затраты недопустимо большие. На рис. 5б те же зависимости приведены в логариф-

мическом масштабе по вертикальной оси, что позволяет проверить и подтвердить корректность приведенных выше зависимостей времени счета от  $N$ . Слабые отклонения от монотонных зависимостей связаны со случайным характером входного тестового сигнала, влияющим на конкретный численный результат.

### 3. АНАЛИЗ И СРАВНЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ ЗАТРАТ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ И РАСЧЕТАХ

Исходя из требований математической статистики для получения показателя BER с достоверностью не хуже 95% необходим анализ приемопередающего тракта при длине тестовой последовательности не меньше  $3/\text{BER}$  [9]. Тогда требуемое время измерений  $t_{\text{изм}}$  составит  $3/(\text{BER} \times V)$ , так что  $t_{\text{изм}} = 1400 \text{ с} \cong \cong 23 \text{ мин}$  при  $\text{BER} = 10^{-12}$  и  $V = 2.5 \text{ Гбит/с}$ . Из-за сложных моделей проектируемых ПВП (особенно на транзисторном уровне их представления) и необходимости анализа большого числа быстро протекающих переходных процессов в процессе тестирования получение значимых результатов расчетов существенно замедляется. Данную проблему усугубляет ограниченная производительность обычных компьютеров – рабочих станций (не многопроцессорных серверов или суперкомпьютеров). Вопросы могут состоять только в том, насколько время счета ограничивает длину теста при проектировании ПВП, какой выигрыш дает переход к высокоуровневому моделированию и каковы целесообразные варианты применения результатов расчетов на практике. Ответы на данные вопросы приведены ниже.

Выполнялось сравнение времен расчетов исследуемых устройств с использованием САПР сквозного моделирования Cadence (на транзисторном уровне представления этих устройств) и разработанной специализированной программы высокоуровневого моделирования, написанной в среде SciLab. Расчеты в среде Cadence выполнялись для конкретного варианта реализации аналоговых частей передатчика и приемника с интерфейсом CML, выполненных по КМОП-технологии с проектными нормами 180 нм и включенных в порядке “приемник–передатчик”. Сигнальный тракт содержит 6 CML каскадов или 12 одновременно действующих транзисторов. На его выходе включены RLC модели выводов для отражения реальных процессов, приводящих к линейным искажениям сигналов (нарушению их целостности). В табл. 1 представлено сравнение абсолютных и относительных времен расчетов и измерений при скорости  $V = 2.5 \text{ Гбит/с}$ .

Анализ полученных результатов приводит к следующим выводам. Расчеты исследуемого тракта в САПР Cadence на транзисторном уровне

при повышенной точности, учете влияния физических источников шумов во временной области и длине теста  $1000T_1$  занимают несколько минут. Следует отметить, что такие расчеты выполняли на удаленном высокопроизводительном сервере (CPU i7-8700 3.2 ГГц, RAM 32 ГБ). Расчеты с использованием специализированной программы в среде SciLab и заведомо менее производительного компьютера при шаге расчетов  $dt = 1 \text{ пс}$  соизмеримы по времени с расчетами на транзисторном уровне при пониженной точности. Увеличение этого шага до  $dt = 10 \text{ пс}$  не приводит к видимым изменениям переходных процессов и глазковых диаграмм и позволяет практически пропорционально снизить общее время расчетов, делая реальным повышение длины тестовой последовательности до  $10000T_1$ . В любом случае из-за отличий временных затрат при измерениях и расчетах на семь–девять порядков очевидно, что решаемые при расчетах задачи должны существенно отличаться от задач при измерениях.

### 4. АЛГОРИТМ И РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ ПОКАЗАТЕЛЯ BER В ПРОЦЕССЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В работе [10] представлены метод и конкретная методика расчета показателя BER на этапе проектирования, основанная на полуаналитической модели тракта передачи. Данная методика, так же как рассмотренная выше специализированная программа ускоренного моделирования, предполагает трудоемкие предварительные расчеты ПВП на транзисторном уровне только на ограниченных временных интервалах. Точность результата такого расчета подтверждена моделированием в САПР сквозного проектирования тракта передачи на выборках ограниченного объема со снижением отношения сигнал/шум.

Методика, основанная на полуаналитической модели тракта передачи, и специализированная программа, использующая табличные модели исследуемых устройств, дополняют друг друга. В рамках методики посредством моделирования ПВП в САПР Cadence определяются характеристики случайного джиттера моментов перепадов передаваемых данных и тактовых сигналов. С помощью специализированной программы определяется детерминированная составляющая джиттера как следствие межсимвольной интерференции. На основании полученных результатов с учетом архитектуры исследуемого ПВП формируется полуаналитическая модель тракта. В тракт входят блоки – участники процесса обработки и передачи данных. Результатом расчетов с использованием полученной полуаналитической модели тракта являются U-образные кривые (рис. 6).

Сложность полуаналитической модели и время расчетов ПВП с ее использованием не зависят

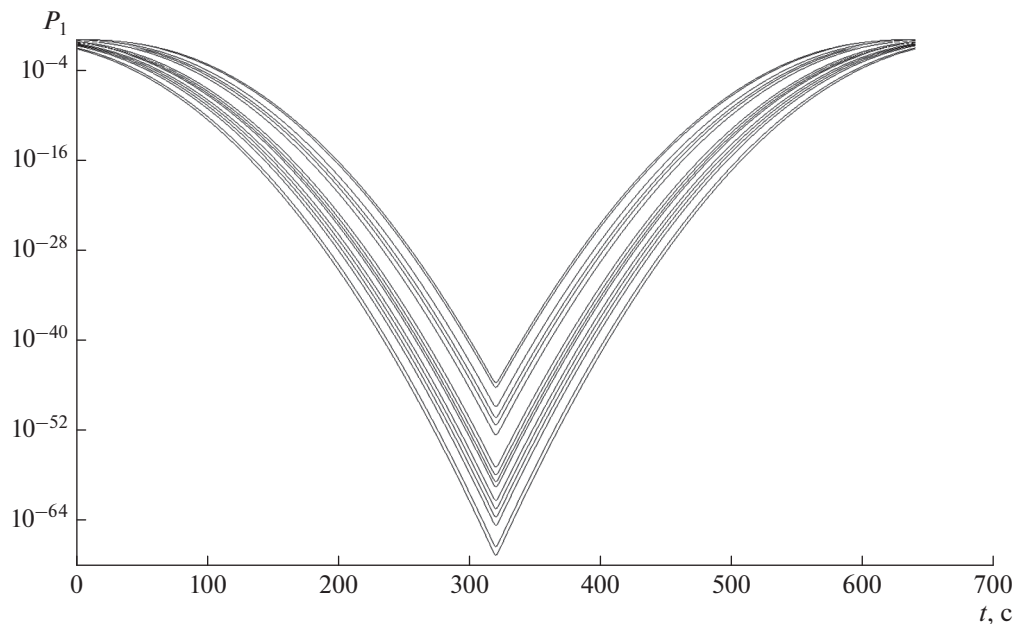


Рис. 6. Уточненные U-образные кривые для определения показателя BER.

от уровня представления тракта при его расчетах с использованием САПР, будь это транзисторное представление или представление с учетом паразитных топологических структур. Возрастает только время построения самой полуаналитической модели, которое несоизмеримо меньше времени расчетов ПВП на транзисторном уровне с использованием САПР на длинных тестовых последовательностях. Таким образом, становится возможной оперативная оценка на этапе проектирования вклада отдельных блоков в составе тракта в величину показателя BER. Возрастает также точность определения этого показателя в связи с учетом основных составляющих джиттера, а не только его детерминированной составляющей, полученной по результатам анализа табличных моделей.

#### 5. ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ ПРИМЕНЕНИЯ ПРЕДЛАГАЕМЫХ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ НА ПРАКТИКЕ

Как универсальные, так и специализированные средства расчетов являются инструментами, настраиваемыми пользователями, если исходить из необходимости достижения компромисса между точностью и временными затратами. Особенностью расчетов аналоговых частей ПВП, как отмечено ранее, являются одновременно высокие требования к точности и к объему выборки — длине теста (т.е. времени расчетов), если принять во внимание необходимость обнаружения и корректного моделирования маловероятных событий, способных ухудшить показатель BER. В этом смысле

предлагаемый алгоритм и специализированная программа, использующая представление исследуемых устройств в виде высокоуровневых табличных моделей типа “вход–выход”, сама реализует компромисс между точностью и временем расчетов, недостижимый при использовании САПР сквозного моделирования устройств на транзисторном уровне. Однако, как показано в разд. 3, даже при использовании такой специализированной программы возможная длина теста составляет  $10^3 \dots 10^4$  единичных интервалов  $T_1$  из-за практических ограничений на время расчетов. К тому же необходимо иметь в виду дополнительные “накладные расходы”, связанные с обменом данными между универсальной САПР и специализированной программой, а также с обработкой результатов расчетов, которая также может занять существенное время. Что касается связи между САПР и внешними математическими программами, то она может быть организована имеющимися в САПР штатными средствами (скрипты, прямая поддержка таких пакетов).

В целом рекомендации по использованию предлагаемых методов и специализированных средств ускоренной характеристики ПВП следующие.

— Специализированная программа не предназначена и не может быть применена для прямого получения результатов расчетов в объеме, достаточном для определения статистически значимых значений показателя BER, и в этом смысле не может конкурировать с прямыми измерениями готовых образцов.

— Специализированная программа способна снизить временные затраты при расчетах ПВП

как минимум на порядок в сравнении с универсальной САПР при той же точности расчетов и наилучшим образом подходит для расчетов на наихудший случай при условии применения коротких (длиной до  $10^3 \dots 10^4$  единичных интервалов  $T_1$ , бит) “тяжелых” тестовых последовательностей, которые провоцируют условия возникновения ошибок при приеме и ухудшение показателя BER.

– Преимущество использования специализированной программы в сравнении с универсальной САПР с точки зрения времени расчетов особенно ярко проявляется на финальном этапе проектирования, когда реализуется проверка влияния паразитных параметров топологии на параметры проектируемых устройств. Из-за роста числа узлов в схемах время счета с использованием САПР при этом может увеличиться более чем на порядок. Как отмечено в п. 4, сложность высокоуровневых моделей с учетом паразитных параметров топологии и время расчетов с использованием специализированной программы практически не меняются, даже с учетом затрат на время построения таких моделей.

– Предложенный подход на основе высокоуровневых табличных моделей в совокупности с методикой расчета, описанной в разд. 4, позволяют построить единую полуаналитическую модель приемопередающего тракта и с ее помощью произвести статистически значимый расчет показателя BER. При этом основной объем временных затрат приходится на формирование модели. Полуаналитическая модель состоит из независимых друг от друга частей, повторяющих структурные блоки ПВП. При данном подходе параметрический анализ не требует значительного времени расчета, поскольку финальный этап оценки величины BER не требует повторного моделирования тракта целиком, как это реализовано в стандартных САПР сквозного проектирования.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Описанные специализированные методы и средства в совокупности решают задачу ускоренной характеристики проектируемых высокоскоростных приемопередатчиков последовательных

каналов. Выигрыш во времени счета в сравнении с использованием САПР сквозного проектирования достигается не за счет снижения точности расчетов, а за счет детального анализа исследуемых устройств на коротких временных интервалах (до  $10^3 \dots 10^4$  бит) и последующего высокоуровневого моделирования процессов в приемопередающем тракте, вносящих определяющий вклад в интегральный показатель качества BER. В сравнении с САПР использование разработанной специализированной программы обеспечивает выигрыш во времени расчетов, по крайней мере, на порядок. Предложенная методика построения и анализа единой полуаналитической модели тракта обеспечивает получение корректных оценок показателя BER на этапе проектирования, не откладывая решение этой задачи на этап измерения готовых образцов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Рабан Ж.М., Чандракасан А., Николич Б.* Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. М.: ИД Вильямс, 2007.
2. IBIS (I/O Buffer Information Specification). Version 7.0. Ratified March 15, 2019. IBIS Open Forum, 2019.
3. *Seng-Pan U., Martins R.P., da Franca J.E.* Design of very High-Frequency Multirate Switched-Capacitor Circuits. Dordrecht: Springer, 2006.
4. *Разевиг В.Д., Потанов Ю.В., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. М.: СОЛОН-Пресс, 2003.
5. *Redd J.* // Lightwave Magazine. 2004. V. 21. № 9. P. 16647704.
6. Understanding the Pre-Emphasis and Linear Equalization Features in Stratix IV GX Devices. Altera Corporation Application Note. 2011.
7. *Ševčík B., Brančík L., Kubíček M.* // Int. J. Mathematical Models and Methods in Appl. Sci. 2011. V. 5. № 3. P. 433.
8. *Доможаков Д.А., Кондратенко С.В.* // Вopr. радиоэлектроники. 2019. № 8. С. 64.
9. *Mitić D., Lebl A., Markov Z.* // Serbian J. Electr. Eng. 2012. № 9. P. 361.
10. *Байков В.Д., Доможаков Д.А., Дубинский А.В.* // На-ноиндустрия. 2019. Спецвыпуск. С. 287.