

## Варианты реализации высокоскоростных КМОП приемопередатчиков на физическом уровне

Ю.М. Герасимов<sup>1</sup>, Д.А. Доможаков<sup>1</sup>, С.В. Кондратенко<sup>1</sup>, С.С. Ломакин<sup>1</sup>, Т.В. Солохина<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Научно-исследовательский ядерный университет “МИФИ”, [SVKondratenko@MEPHI.ru](mailto:SVKondratenko@MEPHI.ru)

<sup>2</sup>ОАО НПЦ “ЭЛВИС”

**Аннотация** — Приведена классификация интерфейсов физического уровня КМОП приемопередатчиков последовательных каналов, охватывающая многочисленные возможные варианты реализации устройств физического уровня, включая интерфейсы LVDS, CML, VML и другие. С целью объективного количественного сравнения различных вариантов реализации устройств физического уровня выполнено эскизное проектирование по КМОП технологии 180 нм и расчет основных характеристик типовых схем CML- и VML-драйверов и некоторых их разновидностей. Показано, что широко представленные линейки выпускаемых низковольтных высокоскоростных устройств физического уровня на основе интерфейсов LVDS, VML и CML могут быть удачно дополнены драйверами с интерфейсом nVML (HSTL), выходные каскады которых выполнены на транзисторах с одним типом проводимости. Сформулирована проблема объективной характеристики нагрузочной способности драйверов при наличии общих индуктивно-емкостных паразитных параметров и показано, что в качестве подходящего критерия может использоваться скорость нарастания выходного дифференциального сигнала драйвера во времени.

**Ключевые слова** — интерфейс, физический уровень, LVDS, CML, VML.

### I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время получили широкое распространение приемопередатчики последовательных каналов с бодовыми скоростями передачи из ряда 1,25/2,5/3,125 Гбод [1]. Для достижения таких скоростей зачастую требуется максимально использовать возможности доступной технологии и выполнять заказное проектирование ряда блоков с аналоговой и смешанной обработкой сигналов в составе передатчика и приемника. Накоплен большой опыт проектирования приемопередатчиков, в которых высокие технические характеристики достигаются за счет применения специальных или глубоко субмикронных КМОП технологий, реализации опций предискажений в передатчике и эквалайзера в приемнике, использования многоуровневой модуляции и других

структурных решений на физическом уровне. Вместе с тем использование специальных способов формирования сигналов в канале нацелено на поддержание конкретной реализации соединения типа “точка-точка” и затрудняет решение задачи согласования (возможности взаимной замены) приемопередатчиков разных типов.

Анализ литературы показывает, что значительное внимание в настоящее время уделяется разработке приемопередатчиков, предназначенных для организации передач в пределах одной или нескольких соседних печатных плат, либо на дальние расстояния при использовании оптоволоконных и беспроводных каналов [2-4]. Однако существует необходимость поддержания традиционных типов каналов на основе витых пар высоких категорий (“медные кабели”), которые занимают промежуточную нишу при организации высокоскоростных передач на расстояния в несколько метров или десятков метров.

В данной статье приводится обобщенная классификация и методика выбора типа интерфейса КМОП устройств физического уровня в высокоскоростных приемопередатчиках, предназначенных для использования в составе сложных систем на кристалле, в которых, по крайней мере, часть внешних информационных соединений организована с использованием витой пары.

### II. КЛАССИФИКАЦИЯ ИНТЕРФЕЙСОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ

Выпускаемые КМОП приемопередатчики последовательных каналов на физическом уровне формируют и принимают дифференциальные сигналы и имеют преимущественно интерфейсы CML, VML, HSTL, LVPECL и LVDS. Наиболее жесткие требования предъявляются к драйверам на выходах передатчиков, которые должны обеспечить целостность сигналов (signal integrity) на входах приемника после их прохождения через соединительную линию с учетом влияния паразитных емкостей и индуктивностей выводов, печатных проводников и других конструктивных элементов. Качество дифференциальных сигналов на выходе

передатчика и входе приемника часто оценивается по глазковой диаграмме.

Принцип работы всех драйверов подобен и состоит в коммутации эталонного тока или напряжения на низкоомную нагрузку с динамическим изменением полярности этого тока или напряжения в зависимости от управляющего логического уровня (высокого или низкого), как это показано на рис. 1. Внутреннее сопротивление  $R_{вн}$  источника тока  $I_{эт}$  на токовом зеркале, которое обычно достаточно велико - несколько кОм, нивелирует сопротивления открытых ключей  $R_{он}$  и существенно превышает сопротивление нагрузки  $R_{н}$ . Наоборот, внутреннее сопротивление  $r_{вн}$  эталонного генератора напряжения  $U_{эт}$  в совокупности с сопротивлениями открытых ключей  $R_{он}$  составляют несколько десятков Ом и не превышают сопротивление нагрузки  $R_{н}$ . Для обеспечения согласования дифференциального выходного сопротивления с волновым сопротивлением линии передачи в драйверах с эталонным генератором тока может применяться параллельная, а в драйверах с эталонным генератором напряжения - последовательная схема согласования на резисторах  $R_c$ . Драйверы отличаются также способами задания абсолютных уровней выходных сигналов. В схеме на рис. 1а за счет непоказанной цепи ОС поддерживается средний (синфазный) уровень сигналов вблизи напряжения  $U_{сф}=1,25$  В. В остальных схемах уровни отсчета сигналов определяются либо напряжением питания  $VDD$  (или  $VDDA$ ), либо земляной шиной.

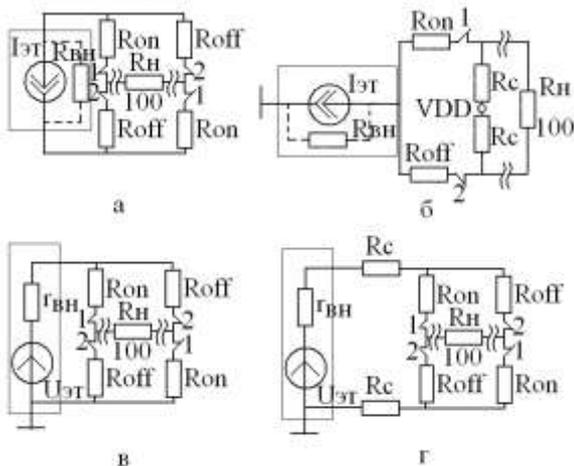


Рис. 1. Принцип работы драйверов: а – LVDS, б – CML, в – VML, г – VML с согласующими резисторами

Что касается стандартных LVDS приемопередатчиков, то в силу особенностей реализации в них режима передачи типа “токовая петля” достижимые скорости передачи ограничены (от 200 Мбит/с до теоретического предела, составляющего немногим менее 2 Гбит/с). Остальные типы интерфейсов, кроме HSTL, нестандартизированы в настоящее время, поэтому имеют множество вариантов реализации устройств физического уровня и обеспечивают, если судить по характеристикам выпускаемых микросхем и блоков, достижение

сравнимых скоростей в гигабитном диапазоне. На рис. 2 приведены эквивалентные схемы для типовых вариантов реализации CML-драйверов (рис. 2а), VML-драйверов (рис. 2б) и HSTL- (иначе nVML-) драйверов. Все типы драйверов имеют питание цифровой части  $VDD$ , питание площадочных схем защиты ( $C3$ ) от пробоя  $VDDA$  ( $VDDA \geq VDD$ ) и, возможно, отдельное аналоговое питание, задаваемое на границах или внутри диапазона  $VDD \dots VDDA$ . Немаловажной составной частью драйверов является цифровая часть, в которой однофазный цифровой сигнал должен преобразовываться в качественные парафазные сигналы управления выходным каскадом драйвера.

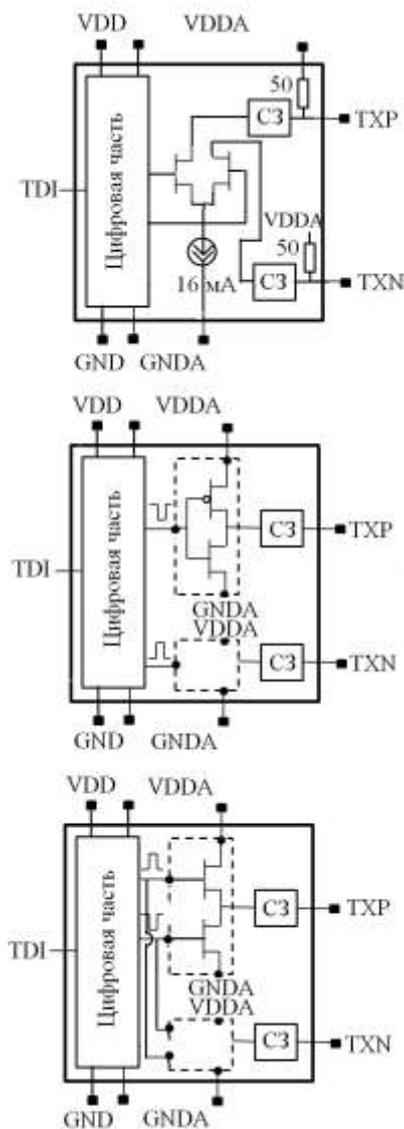


Рис. 2. Эквивалентные схемы для типовых вариантов реализации драйверов трех типов: CML, VML, nVML (HSTL)

В литературе для драйверов, в которых реализуется коммутация эталонного тока, в качестве преимуществ называются слабая зависимость размаха выходного дифференциального сигнала от напряжения питания и

высокое быстродействие вследствие относительно небольшой величины этого размаха, малый уровень помех, генерируемых схемой на шину питания, и малая чувствительность схемы к помехам по общим цепям. При этом популярные CML-драйверы с нормированным выходным дифференциальным сопротивлением, равным в широкой полосе частот волновому сопротивлению витой пары, имеют низкую энергетическую эффективность (только  $\frac{1}{4}$  часть тока  $I_{\text{т}}$  поступает в нагрузку), а их высокая чувствительность к паразитным параметрам нагрузки может без принятия специальных мер (например, за счет организации опции предискажений сигналов) свести на нет преимущество по быстродействию.

Не принимая пока во внимание возможность выбора или регулировки аналогового напряжения питания драйверов VDDA, можно построить производные варианты драйверов, в которых достигается улучшение критических характеристик по сравнению с перечисленными типовыми вариантами ценою ухудшения некоторых других характеристик (см. рис. 3). Так, энергетическую эффективность CML-драйвера можно улучшить, заменив пару транзисторов в дифференциальном каскаде на 4 КМОП-ключа подобно LVDS-драйверу (рис. 4). В литературе встречаются многочисленные иные производные варианты драйверов, которые могут отличаться от типовых вариантов в деталях. Например, используются варианты CML-драйверов с нестандартными нагрузочными резисторами  $R_c > 50$  Ом для увеличения размаха выходного дифференциального сигнала за счет отказа от стандартного выходного сопротивления. Распространены варианты CML-драйверов с встроенными корректирующими индуктивностями, позволяющие повысить быстродействие схемы. Многообразие возможных производных вариантов драйверов связано с отсутствием соответствующих стандартов и ориентацией разработчиков прежде всего на поддержку конкретного соединения типа "точка-точка", когда на физическом уровне взаимодействуют специально спроектированные пары устройств, а задача согласования (с возможностью взаимной замены) с другими устройствами физического уровня не относится к приоритетным или, иногда ошибочно, считается достаточно просто решаемой.

В самом деле, при замене передатчиков и/или приемников на альтернативные недостаточно учесть только соответствие диапазонов скоростей передачи и обеспечить согласование уровней сигналов (часто за счет внешних цепей). Необходимо проверить чувствительность к синфазной помехе (при непосредственном соединении передатчика и приемника), а также возможность работы замененного устройства в требуемых условиях с учетом особенностей конкретной схемы включения (то есть конструктивных паразитных параметров, влияния соединительной линии или кабеля, наличия или отсутствия гальванической развязки), обычных для РЭА внутренних и внешних воздействий и, возможно, специальных требований (например, устойчивости к

радиационным воздействиям). В противном случае после некорректной замены может ухудшиться в сравнении с требуемым основной параметр приемопередатчиков, характеризующий качество передачи, - относительное число ошибок BER в принятой информации. Понятно, что сформулированные условия согласования особенно актуальны для высокоскоростных приемопередатчиков.



Рис. 3. Типовые и производные варианты драйверов

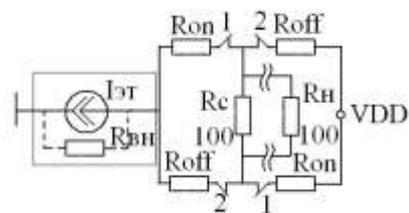


Рис. 4. Принцип работы производного типа драйвера asCML

### III. МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНЕНИЯ ДРАЙВЕРОВ С РАЗНЫМИ ИНТЕРФЕЙСАМИ

Предлагаемая методика сравнения драйверов с разными интерфейсами основывается на эскизном схематическом проектировании, расчете и анализе их основных характеристик. В качестве примера выбрана КМОП технология с нормами 0,18 мкм (доступны также периферийные транзисторы с нормами 0,35 мкм).

Сравнивались следующие упомянутые выше типы драйверов:

- TX0 – VML драйвер с регулируемым аналоговым питанием 1,8...3,3 В.

- TX1 – nVML - драйвер (модифицированный VML-драйвер на n-канальных транзисторах в выходном каскаде, называемый в литературе HSTL-драйвером) с аналоговым питанием 1,8 В.
- TX2 – nVML- драйвер с аналоговым питанием 3,3 В.
- TXC – CML-драйвер с аналоговым питанием 1,8 В.
- TX2E – VML-драйвер с фиксированным аналоговым питанием 1,8 В.
- TXL – asCML-драйвер (название условное) с аналоговым питанием 1,8 В и улучшенной энергетической эффективностью.

Все типы драйверов, кроме аналогового, имеют питание цифровой части 1,8 В и питание площадочных элементов защиты от пробоя 3,3 В.

Условия расчетов (если не указано иное):

- мощные транзисторы в выходных каскадах разных драйверов имеют одинаковые или близкие значения отношений размеров W/L;
- драйверы нагружены на сопротивление 100 Ом (непосредственное подключение);
- учитываются паразитные параметры выводов корпуса и соединений на печатной плате (на выходах драйверов и со стороны нагрузки включены Г-образные LC – цепочки с емкостями  $C=5$  пФ на землю и, дополнительно, последовательными индуктивностями  $L=5$  нГн).

Рассчитывались глазковые диаграммы, полученные при случайном тестовом сигнале в кодировке 8b10b на скорости 1,25 Гбит/с. Количественные показатели глазков ( $\Delta A_{max}$  и  $\Delta A_{min}$  – максимальная ширина с учетом возможных выбросов и минимальная ширина в середине битового интервала,  $t_r$  и  $t_f$  – время нарастания и спада по уровням 20-80%, JT – джиттер), а также абсолютные значения установившихся уровней сигналов на выходах драйверов приведены в табл. 1. Следует отметить, что на входе приемника сигналы нормализуются по форме – как правило, снижается джиттер и увеличивается за счет этого ширина глазка. В качестве примера на рис. 5 и рис. 6 приведены глазковые диаграммы, рассчитанные с учетом влияния типовых значений паразитных индуктивностей и емкостей (раздел 3 в табл. 1), для наилучшего из сравниваемых по совокупности характеристик драйвера с интерфейсом nVML (TX1) и популярного драйвера с интерфейсом CML (TXC). Временной интервал на каждом графике составляет 3UI (2,4 нс).

Собственные параметры драйверов обычно характеризуются на нагрузке с сопротивлением 100 Ом и с учетом только паразитных емкостей по 5 пФ. Из анализа табл. 1 следует, что в таком случае в пределах корнер-анализа (при переходе от типового случая к наилучшему) параметры глазковой диаграммы  $\Delta A_{min}/2V_{DDA}$  и  $t_r(t_f)$  ухудшаются на 20-30% (см. разделы 1,2 в табл. 1). Более показательным является, однако, анализ с учетом влияния не только паразитных емкостей, но и паразитных индуктивностей. Добавление паразитных индуктивностей приводит к возникновению затухающих колебательных переходных процессов, общему увеличению

вариабельности параметров глазковых диаграмм и, как следствие, к заметному схлопыванию “глазков” (см. раздел 3 в табл. 1).

Для характеристики нагрузочной способности драйверов в общем случае, при наличии индуктивно-емкостных паразитных параметров, предлагается использовать крутизну изменения выходного дифференциального напряжения  $S_{max} = \Delta A_{max}/t_r$ . Соединительный тракт между передатчиком и приемником представляется собой ФНЧ, включающий паразитные параметры выводов, проводники на печатной плате и витую пару, если она используется. Для того, чтобы искажения формы передаваемых по этому тракту сигналов были минимальными (обеспечивалось свойство signal integrity), необходимо, очевидно, чтобы основные составляющие спектра передаваемых сигналов располагались в пределах полосы пропускания ФНЧ. В этом смысле должно существовать оптимальное значение крутизны  $S_{max}$ , при котором спектр передаваемых сигналов был бы достаточно широк для снижения чрезмерного затухания амплитуды сигнала и схлопывания “глазка” по вертикали, но с другой стороны не превышал существенно полосу пропускания ФНЧ, чтобы избежать значительных линейных и фазовых искажений, которые увеличивают джиттер из-за межсимвольных интерференций и ведут к схлопыванию “глазка” уже в горизонтальном измерении. Анализ табл. 1 подтверждает этот вывод: первые 3 наилучшие типы драйверов (TX1, TX2, TX2E) имеют среднее значение параметра  $S_{max}$  в диапазоне 4,1-5,2 В/УИ, или в абсолютном выражении в диапазоне 5,1-6,5 В/нс (см. раздел 3 табл. 1). Конечно, при снижении паразитных параметров, которое можно обеспечить, в частности, за счет перехода на новые типы корпусов, и перехода к витой паре более высокой категории оптимальное значение крутизны  $S_{max}$  соответствующим образом увеличится и станет возможной реализация повышенных скоростей передачи. Выявленное преимущество драйвера с интерфейсом nVML связано, в частности, с лучшими параметрами n-канальных транзисторов и “естественным” способом достижения оптимальной крутизны выходного сигнала за счет снижения амплитуды сигнала на величину напряжения  $U_{зи}$  истоковых повторителей. Некоторую проблему при использовании этой схемы может создать заметный сдвиг вниз синфазной составляющей выходного дифференциального сигнала  $U_{сф}$ , что может сузить область работоспособности входного каскада приемника, особенно при наличии синфазной помехи в канале. Эта проблема может быть решена путем построения входного каскада приемника типа “tail-to-tail” и не актуальна в случае гальванической развязки между передатчиком и приемником, которая обычно используется при протяженных соединениях.

Таблица 1

## Количественные показатели глазков на выходе драйверов и средние токи потребления

№	Интерфейс	VML		nVML		CML	
	Обозначение	TX0	TX2E	TX1	TX2	TXC	TXL
	VDDA, В	1,8...3,3	1,8	1,8	3,3	1,8	1,8
1	Условия расчетов	Типовой случай, сс=5 пФ					
1.1	$\Delta A_{min}/2VDDA$	0,83	0,83	0,54	0,50	0,41	0,52
1.2	$\Delta A_{max}/2VDDA$	0,83	0,83	0,54	0,50	0,46	0,58
1.3	tr (tf), UI	0,24	0,21	0,15	0,28	0,38	0,58
1.4	JT, пс (p-p)	4,0	3,0	3,0	2,4	6,2	3,9
1.5	$U^0/VDDA$	0,08	0,06	0,04	0,05	0,31	0,39
1.6	$U^1/VDDA$	0,92	0,89	0,58	0,55	0,77	0,92
1.7	Uсф/ VDDA	0,50	0,48	0,31	0,30	0,54	0,66
1.8	Smax, В/UI	22,9	14,1	12,9	11,9	4,3	2,8
2	Условия расчетов	Наихудший случай, сс=5 пФ					
2.1	$\Delta A_{min}/2VDDA$	0,61	0,67	0,43	0,39	0,30	0,33
2.2	$\Delta A_{max}/2VDDA$	0,61	0,67	0,43	0,39	0,34	0,42
2.3	tr (tf), UI	0,33	0,33	0,23	0,43	0,54	0,82
2.4	JT, пс (p-p)	2,8	4,2	2,8	2,4	10,0	8,6
2.5	$U^0/VDDA$	0,11	0,08	0,05	0,06	0,36	0,39
2.6	$U^1/VDDA$	0,79	0,75	0,48	0,45	0,71	0,81
2.7	Uсф/ VDDA	0,45	0,42	0,27	0,26	0,54	0,65
2.8	Smax, В/UI	12,2	7,3	6,7	5,9	2,3	1,9
3	Условия расчетов	Наихудший случай, $\Pi=5$ нГн, сс=5 пФ					
3.1	$\Delta A_{min}/2VDDA$	0,62	0,66	0,45	0,40	0,25	0,44
3.2	$\Delta A_{max}/2VDDA$	0,81	0,80	0,56	0,48	0,34	0,56
3.3	tr (tf), UI	0,44	0,46	0,39	0,53	0,38	0,41
3.4	JT, пс (p-p)	54	37	17	22	41	35
3.5	$U^0/VDDA$	0,11	0,08	0,05	0,06	0,36	0,39
3.6	$U^1/VDDA$	0,79	0,75	0,48	0,45	0,71	0,81
3.7	Uсф/ VDDA	0,45	0,42	0,27	0,26	0,54	0,65
3.8	Smax, В/UI	9,3	5,2	4,1	5,0	2,4	3,9
4.1	Iпотр (1,8 В), мА	0,15	22,4	12,0	0,22	39,7	32,0
4.2	Iпотр (3,3 В), мА	42,5	0,28	0,16	22,6	0,41	0,20
Сравнение вариантов драйверов							
-	Быстродействие (Типовой случай, сс=5 пФ)						
	tr (tf), UI	0,24	0,21	0,15	0,28	0,38	0,58
	Место	3	2	1	4	5	6
-	Запас по амплитуде при работе на длинный кабель (Наихудший случай $\Pi=5$ нГн, сс=5 пФ)						
	$\Delta A_{min}/6,6$	0,62	0,36	0,25	0,40	0,27	0,24
	Место	1	3	5	2	4	6
-	Джиттер на входе приемника (Наихудший случай $\Pi=5$ нГн, сс=5 пФ)						
	JT, пс (p-p)	54	37	17	22	41	35
	Место	6	4	1	2	5	3
-	Потребляемая мощность (Типовой случай, сс=5 пФ)						
	Pпотр, мВт	42,6	22,7	12,2	22,8	40,1	32,2
	Место	6	2	1	3	5	4
-	Сумма мест	16	11	8	11	19	19
-	Приоритет	4	2-3	1	2-3	5-6	5-6

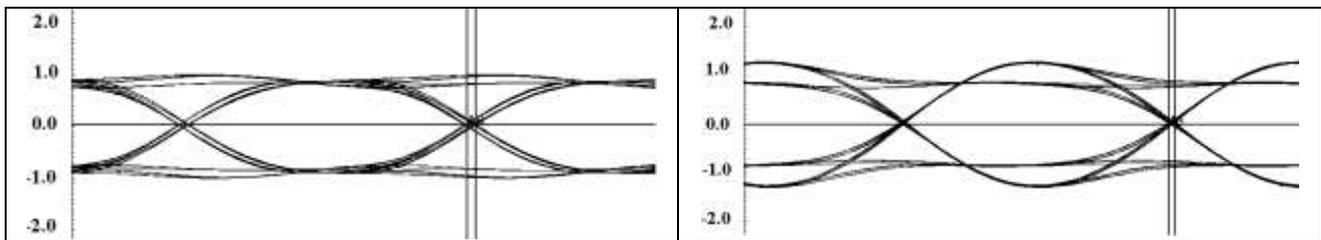


Рис. 5. Глазковые диаграммы на выходе передатчика с интерфейсом nVML (TX1) и условном входе приемника (непосредственно на нагрузочном резисторе 100 Ом)

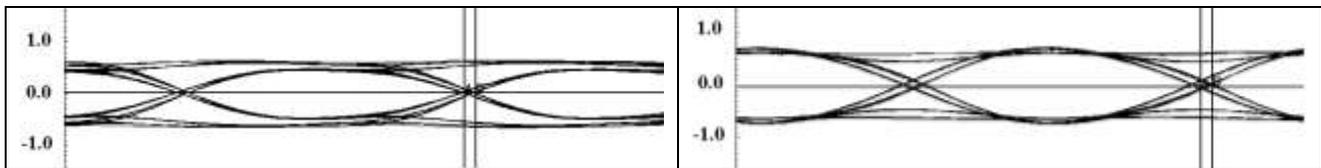


Рис. 6. Глазковые диаграммы на выходе передатчика с интерфейсом CML (TXC) и условном входе приемника (непосредственно на нагрузочном резисторе 100 Ом)

#### IV. ВЫВОДЫ

Выполнена обобщенная классификация интерфейсов КМОП устройств физического уровня в высокоскоростных приемопередатчиках. Основное внимание уделено драйверам в составе передатчиков, в значительной степени определяющим достижимую скорость передачи, возможность работы в канале с паразитными индуктивно-емкостными паразитными параметрами и, возможно, включающему витую пару, а также вносящими значительный вклад в потребляемую мощность приемопередатчиков. Показано, что драйверы, работающие по принципу коммутации эталонного тока и напряжения, что определяет во многом их свойства и характеристики, имеют множество частных разновидностей. Существование этих и возможность появления новых разновидностей драйверов связаны с отсутствием стандартов на популярные интерфейсы CML, VML и другие и поиском компромиссных по характеристикам решений.

Предложена практическая методика сравнения драйверов с разными интерфейсами, основанная на эскизном схематехническом проектировании драйверов по выбранной технологии, расчете и анализе их основных характеристик. Методика применена для КМОП-технологии с нормами 0,18 мкм при типовых индуктивно-емкостных паразитных параметрах выводов корпуса. Рассчитывались глазковые диаграммы, полученные при случайном тестовом сигнале в кодировке 8b10b на скорости 1,25 Гбит/с, для шести типов драйверов с интерфейсами VML, nVML (HSTL) и CML и с разными

напряжениями питания выходных каскадов. Показано, что по совокупности характеристик преимущество имеет драйвер с интерфейсом nVML (HSTL), заметно выигрывающий по величине джиттера и потребляемой мощности у популярного CML-драйвера (без опции предсказания в последнем).

Отмечено, что хорошим критерием оценки нагрузочной способности драйвера при наличии комбинированных индуктивно-емкостных паразитных параметров является крутизна нарастания во времени выходного дифференциального сигнала. Для достижения наилучшей совокупности характеристик драйвера значение крутизны должно принимать некоторое оптимальное значение, зависящее от полосы пропускания и фазовых искажений передаваемых сигналов в канале (с учетом паразитных параметров) и требуемой скорости передачи.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] URL: <http://www.ti.com> (дата обращения: 01.03.2014).
- [2] Wang H., Lee C.-C., Lee A.-M. et al. A 21-Gb/s 87-mW Transceiver with FFE/DFE/Linear Equalizer in 65-nm CMOS Technology // 2009 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers. 2009. P. 51.
- [3] Agazzi O. E., Hueda M. R., Crivelli D. E., et al. A 90 nm CMOS DSP MLSD Transceiver With Integrated AFE for Electronic Dispersion Compensation of Multimode Optical Fibers at 10 Gb/s // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2008. V. 43. № 12. P. 1-19.
- [4] Schinkel D., Mensink E., Klumperink E.A.M. Low-Power, High-Speed Transceivers for Network-on-Chip Communication // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) systems. 2009. V. 17. № 1. P. 12-21.