

Методика расчёта вероятности возникновения ошибок в высокоскоростных каналах связи

Д.А. Доможаков¹, А.В. Дубинский¹, Н.Ю. Раннев²

¹ОАО НПЦ “ЭЛВИС”, ddomozhakov@mail.ru

²Научно-исследовательский ядерный университет “МИФИ”

Аннотация — Предложена методика расчета вероятности возникновения ошибок в тракте приемник-передатчик на этапе проектирования с использованием элементов теории вероятности на основе результатов моделирования переходных процессов. В качестве оценки проведена проверка разработанной методики посредством сравнения полученных результатов с результатами машинного эксперимента. Предложены варианты реализации и использования представленного алгоритма.

Ключевые слова — интерфейс, глазковая диаграмма, BER, целостность сигналов.

I. ВВЕДЕНИЕ

Неотъемлемой частью электронных систем передачи данных являются приёмопередатчики последовательного канала, обеспечивающие стабильный и оперативный обмен информацией между блоками по внешней линии связи.

К современным устройствам приема и передачи данных со скоростями Гбит/с и выше предъявляется требование по допустимому числу ошибок не хуже, чем 10^{-12} . При актуальных в настоящее время скоростях передачи (1,25/2,5/3,125 Гбит/с и выше) усиливается влияние фазовых искажений на целостность передаваемых сигналов.

Важным и наглядным критерием оценки работы приемопередающего тракта является параметр BER (Bit Error Rate) – вероятность возникновения ошибки, которая при измерении трактуется как число ошибок, деленное на общее число переданных бит за тестовый интервал [1]. В настоящее время производители измерительных приборов предлагают решения,

позволяющие измерить BER пары передатчик-приемник [2]. Однако актуальной задачей является оценка BER на этапе проектирования.

Глазковая диаграмма – это суммарное изображение всех битовых периодов измеряемого сигнала, наложенных друг на друга. Оценка правильности передачи данных происходит путём наложения на глазковую диаграмму маски, представляющей из себя шаблон, пересечение которого с глазковой диаграммой означает появление ошибок при передаче. Однако такой метод позволяет провести лишь грубую оценку BER.

В данной статье рассматривается методика математического расчета BER на основе результатов моделирования переходных процессов, а также предложены варианты её применения при разработке приёмопередатчиков, выполненных по отечественной КМОП технологии с проектными нормами 0,18 мкм.

Существуют алгоритмы оценки BER, основанные на нескольких базовых принципах. В таблице 1 приведено наглядное сравнение основных видов методик. Способы получения BER, основанные на результатах SPICE моделирования, требуют значительного времени для расчёта. Например, для подтверждения BER уровня 10^{-12} потребуется промоделировать передачу более триллиона бит. Статистический метод, при должной реализации, обеспечивает высокую точность оценки, отличаясь высокой скоростью расчёта при невысокой трудоёмкости [3]. Возможны реализации алгоритма, которые могут обладать универсальностью при моделировании различных вариантов тракта передатчик-приёмник.

Таблица 1

Сравнение распространённых видов методик оценки BER

Методика	Простота использования	Скорость	Универсальность
SPICE – моделирование	+	-	+
Моделирование на наихудший случай	+/-	+/-	+
Использование IBIS моделей	+	+/-	-
Статистический метод	+/-	+	+

II. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Задача любого приёмопередатчика состоит в надёжном обмене информацией между двумя сопряжёнными устройствами. Необходимо контролировать все критические узлы, подверженные изменению условий функционирования схемы и влиянию джиттера. Одним из основных элементов приёмника, требующим повышенного внимания, является первый триггер сдвигового регистра, защёлкивающий входной поток данных, преобразуя его во внутренний сигнал данных Q_CORE (рис. 1).

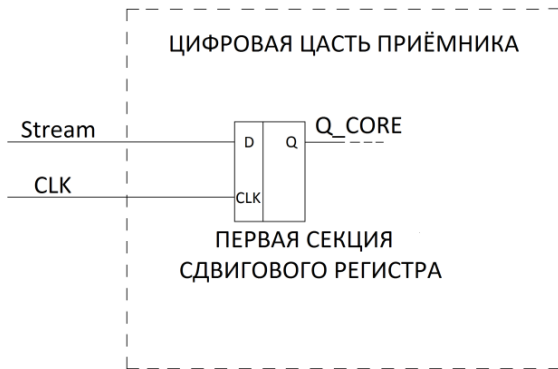


Рис. 1. Первый триггер сдвигового регистра цифровой части приёмника

Сигналы Stream и CLK являются сигналом данных и тактовым сигналом, соответственно. Фаза сигнала CLK восстанавливается из сигнала Stream с помощью блока Clock and Data Recovery (CDR). Поток данных Stream поступает с интерфейсной части приёмника, опорный сигнал CLK производится блоком подстройки фазы и частоты CDR. Для успешного прохождения сигнала данных с последующей десериализацией потока в общем случае необходимо соблюсти необходимые фазовые и амплитудные соотношения между этими сигналами.

Из центральной предельной теоремы теории вероятности известно, что сумма достаточно большого количества слабо зависящих друг от друга случайных величин, имеющих одинаковые масштабы, имеет распределение, близкое к нормальному. На основе этого положения принято, что шум, являющийся источником битовых ошибок, имеет нормальное распределение по амплитуде. Следовательно, для обработки последствий его влияния можно использовать инструменты теории вероятностей.

Паразитные элементы топологии и корпуса ухудшают параметры передаваемого сигнала [4]. Вследствие этого при передаче наихудших последовательностей бит, например «0101» или «1110», происходит искажение амплитуды сигнала и увеличение детерминированного джиттера [5].

Можно выделить два типа причин битовых ошибок. Во-первых, при низких значениях отношения сигнал/шум передаваемый сигнал может пересечь уровень переключения приемника (рис. 2), а,

следовательно, возрастает вероятность появления ошибки при приеме.

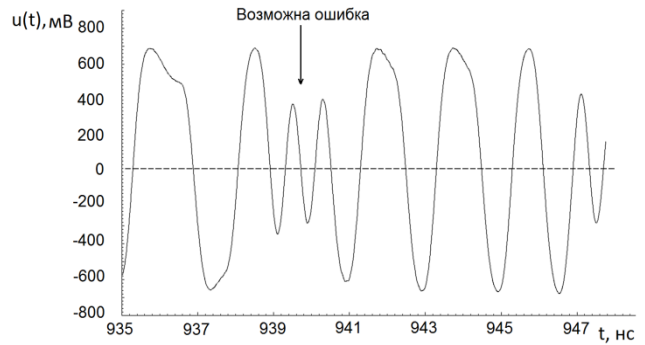


Рис. 2. Возникновение амплитудных искажений

Во-вторых, необходимым условием получения приемником верных данных является соблюдение допустимых временных соотношений между переключением сигнала данных DATA и тактового сигнала CLK на входе триггера в цифровой части приемника (рис. 3).

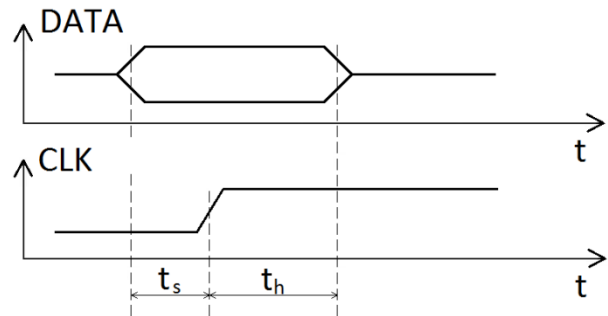


Рис. 3. Времена Setup и Hold

Данные должны поступить на вход не позже, чем за минимальное время предустановки (t_{s_min}) до перепада тактового сигнала. Также данные должны оставаться на входе после перепада тактового сигнала не менее чем минимальное время удержания (t_{h_min}). При невыполнении хотя бы одного из условий запись правильной информации в первый триггер сдвигового регистра становится невозможной.

III. ОПИСАНИЕ МЕТОДИКИ АНАЛИЗА BER

В процессе передачи битовая ошибка может возникнуть независимо от двух причин: амплитудных или фазовых искажений входных сигналов. При этом вероятности ошибок этих двух видов будут различны. Суммарный BER будет равен алгебраической сумме вероятностей возникновения битовых ошибок по амплитуде и по фазе как двух независимых событий. В основе предлагаемого алгоритма оценки BER – отдельный анализ величины вероятности возникновения ошибок вследствие фазовых и амплитудных искажений. Анализ битового потока данных проводится в областях А и Б, соответственно (рис. 4).

Анализ BER по амплитуде. Основная идея состоит в том, чтобы при известной дисперсии сигнала предсказать вероятное число ошибочных бит в посылке. Для этого производятся выборки значений установившегося уровня напряжения, соответствующего значению информационного бита. Так, выборки обрабатываются в области Б и не обрабатываются в областях А.

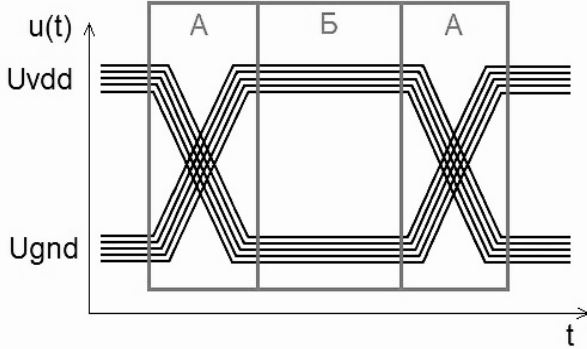


Рис. 4. Области анализа глазковой диаграммы

На основе полученных значений отдельно для уровня нуля и уровня единицы производится расчет среднеквадратичного отклонения случайной величины σ_A (СКО) по амплитуде сигнала:

$$\sigma_A = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (A_i - m_A)^2}.$$

Математическое ожидание m_a известно: это либо уровень логической единицы, либо уровень логического нуля. Случайная величина A_i – мгновенная амплитуда сигнала, n – количество мгновенных измерений амплитуды. Число выборок заранее определено. Таким образом, определяется функция плотности вероятности для каждого из двух случаев:

$$P_{DATA}^A(A) = \frac{1}{\sigma_A \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(A - m_A)^2}{2\sigma_A^2}\right),$$

где A – значение мгновенной амплитуды сигнала.

Далее проводится интегрирование плотности вероятности по диапазону, соответствующему случаю генерации ошибки при пересечении уровня срабатывания приемника для каждого случая (1): (а) для уровня единицы и (б) для уровня нуля. Полученные вероятности умножаются на число бит в посылке и складываются (2).

$$BER_A^0 = \int_{A_{tr}}^{+\infty} P_{DATA}^A(A) dA, \quad (1a)$$

$$BER_A^1 = \int_{-\infty}^{A_{tr}} P_{DATA}^A(A) dA, \quad (1b)$$

$$BER_A = BER^0 + BER^1, \quad (2)$$

где BER_A^0 – вероятность возникновения ошибки при передаче нуля, BER_A^1 – вероятность возникновения ошибки при передаче единицы, BER_A – суммарная вероятность возникновения ошибки при передаче как единицы, так и нуля, A_{tr} – уровень порога переключения триггера приёмника по данным.

Анализ BER по фазе. На рис. 5 иллюстрируется распределение фаз данных P_DATA и фаз тактового сигнала P_CLK на входе приёмника. В данном случае необходимо выполнить условие, при котором фронты данных и тактового сигнала располагаются по отношению друг к другу не ближе, чем на $t_{s,min}$ – минимальное время предустановки сигнала данных. Анализ критерия взаимного положения фронтов этих сигналов для удовлетворения минимальному времени удержания $t_{h,min}$ аналогичен.

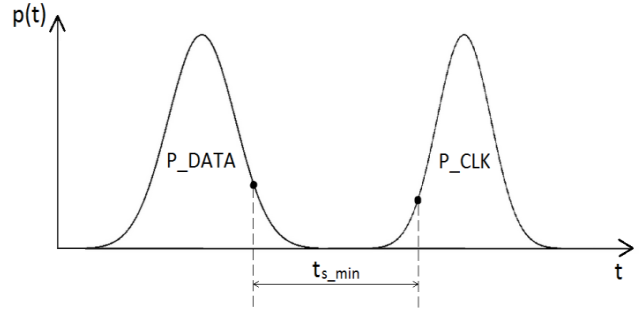


Рис. 5. Распределение вероятности прихода передних фронтов сигналов

Вероятностное распределение фронтов исследуемых сигналов описывается при помощи нормального распределения. Возникновение ошибки можно рассмотреть как одновременное наступление двух случайных событий, при которых не выполняется условие временных соотношений между приходом тактового сигнала и сигнала данных. СКО сигналов DATA и CLK, соответственно, имеют вид:

$$\sigma_{DATA} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (A_i - m_T)^2},$$

$$\sigma_{CLK} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (A_i - m_T)^2},$$

где m_T – математическое ожидание, момент прихода фронта сигнала, соответствующий идеальной сетке тактовых сигналов.

Распределение плотности вероятности моментов прихода фронтов сигналов DATA и CLK, соответственно, имеет вид:

$$P_{DATA}^T(t) = \frac{1}{\sigma_{DATA} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t - m_t)^2}{2\sigma_{DATA}^2}\right),$$

$$P_{CLK}^T(t) = \frac{1}{\sigma_{CLK} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t - m_t)^2}{2\sigma_{CLK}^2}\right),$$

где t – момент прихода фронта сигнала.

СКО отклонения фазы сигнала данных и тактового сигнала сводятся к суммарному СКО по формуле:

$$\sigma = \sqrt{\sigma_{DATA}^2 + \sigma_{CLK}^2}. \quad (3)$$

Принимается, что фаза данных неизменна, а суммарное СКО имеет фаза тактового сигнала. В этом случае BER – вероятность пересечения фронтом сигнала CLK минимальных порогов времён

предустановки и удержания $t_{s.min}$ и $t_{h.min}$. Результирующий BER можно вычислить по формуле:

$$BER_T = 1 - \int_{t_{s.min}}^{T-t_{h.min}} P_{CLK}^T(t) dt,$$

где T – длительность одного бита данных.

В интегральных микросхемах при передаче битового потока возникает детерминированный джиттер, отчасти обусловленный межсимвольной интерференцией. В этом случае возникающая предыстория длиной в несколько бит приводит к вариации длительности отдельного битового интервала (рис. 6).

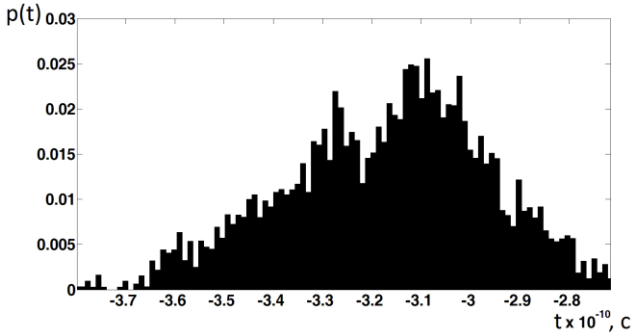


Рис. 6. Распределение вероятности моментов прихода передних фронтов сигналов с учётом детерминированного джиттера

В этом случае усложнённая модель учитывает различие в длинах битовых интервалов, зависящих от последовательности передаваемых данных. Алгоритм анализирует передаваемый код, составляя битовые шаблоны, учитывающие предысторию длиной в несколько бит данных. Например, если длина шаблона равна 5, общее число шаблонов будет равно 32. В этом случае длина последнего бита зависит от последовательности предшествующих четырёх бит. Принимая поток данных бесконечным, алгоритм рассчитывает вероятность появления того или иного шаблона, придавая им весовой коэффициент P_j :

$$P_j = \frac{D}{N} * M_j,$$

где D – длина шаблона в битах, N – общее число переданных битов, M_j – число повторов j -го шаблона в посылке из переданных битов.

При этом функция плотности вероятности для каждого из случаев будет иметь вид:

$$P_{DATAj}^T(t) = \frac{1}{\sigma_{DATAj}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t-m_{tj})^2}{2\sigma_{DATAj}^2}\right),$$

где m_{tj} – математическое ожидание для каждого из вариантов распределения.

Также, как было описано ранее, СКО фазы сигнала данных и тактового сигнала сводятся к суммарному СКО по формуле (3).

Наличие двух и более максимумов распределения момента прихода бита данных означает, что в формуле

(4) будут использованы свои пределы интегрирования в соответствии с каждым из максимумов распределения сигнала данных. При этом СКО для каждого из распределений принимается одним и тем же. Далее производится интегрирование по формуле (4) для каждого из шаблонов:

$$BER_{Tj} = 1 - \int_{T-t_{s.minj}}^{T-t_{h.minj}} P_{CLKj}^T(t) dt, \quad (4)$$

где $t_{s.minj}$ и $t_{h.minj}$ – минимальные времена предустановки и удержания, скорректированные в соответствии со смещением центра распределения сигнала данных для каждого из случаев.

Таким образом, BER по фазе сигналов будет являться алгебраической суммой BER для каждого из шаблонов с учётом их весовых коэффициентов:

$$BER_T = \sum_{j=1}^n BER_{Tj},$$

где n – количество исследованных максимумов распределения.

Результирующий BER тракта представляет из себя сумму BER, рассчитанного по амплитуде сигнала и по фазе сигнала:

$$BER = BER_T + BER_A.$$

IV. ПРОВЕРКА И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДИКИ

Методика была проверена на основе SPICE моделирования тракта, связывающего передатчик и приёмник, работающего по интерфейсу SpaceWire на битовых частотах до 3,125 Гбит/с.

Была создана модель идеального входного триггера приёмника, обладающего фиксированным уровнем переключения и минимальными временами предустановки и удержания. На его вход подавались сигнал данных в кодировке 8В/10В и тактовый сигнал с известной величиной СКО фазового и амплитудного шума. Длина битового интервала составила 320 пс, что соответствует битовой частоте 3,125 Гбит/с. После чего подсчитывалось число ошибочно принятых бит. Полученные данные сравнивались с результатами предсказания частоты ошибок по разработанному методу. Была проведена серия машинных экспериментов с постепенным усложнением модели и увеличением величины джиттера. Результаты зафиксированы в табл. 2. Так, А – модель с нулевыми временами предустановки и удержания входного триггера приёмника и с перепадом тактового сигнала, расположенным посередине битового интервала. Модель Б учитывает времена t_s и t_h , модель В – дополнительно учитывает различные положения перепада тактового сигнала внутри битового интервала.

Было установлено, что если сигнал, поступающий на приёмник, удовлетворяет электрическим спецификациям стандарта по амплитуде, то амплитудный шум не оказывает существенного вклада в суммарный BER.

Результаты проверки предложенной методики оценки BER

m, пс	σ, пс	Формулы	Предсказание BER*10 ^{^(-3)}	Моделирование BER*10 ^{^(-3)}	Примечание
160	55	$BER_T = 1 - \int_0^T P_{CLK}^T(t)dt$	52	39	Модель А. Объём выборки: 1000 бит.
160	60		59	59	
160	65		74	82	
160	70		99	106	
160	55	$BER_T = 1 - \int_{t_{s,min}}^{T-t_{h,min}} P_{CLK}^T(t)dt$	51	52,3	Модель Б. Объём выборки: 1000 бит. Ts(01) = -22 пс, Ts(10) = -12 пс, Th(01) = 31 пс, Th(10) = 56 пс
160	60		71	78,8	
160	65		89	110	
160	70		108	145,4	
313	55	$BER_T = 1 - \int_{t_{s,min}}^{T-t_{h,min}} P_{CLK}^T(t)dt$	23,5	24,8	Модель В. Объём выборки: 5000 бит. Ts(01) = -22 пс, Ts(10) = -12 пс, Th(01) = 31 пс, Th(10) = 56 пс
320	60		49,9	55,4	
327	65		94	102,6	
334	70		160,9	161,5	

Как видно из таблицы, в рамках данной проверки погрешность оценки BER по описанной методике составляет в среднем 10%, чего достаточно для оценки порядка величины BER на этапе проектирования приёмопередатчика. Также при увеличении объёма выборки погрешность уменьшается.

Была проведена серия расчётов BER при различных положениях тактового сигнала внутри бита данных на входе приёмника. Было найдено оптимальное положение фазы тактового сигнала Ph_{clk} в режиме работы автоподстройки фазы приёмника (рис. 7). Джиттер реак-to-реак составил 100 пс. Таким образом, выбрано положение тактового сигнала относительно бита данных, при котором BER минимален.

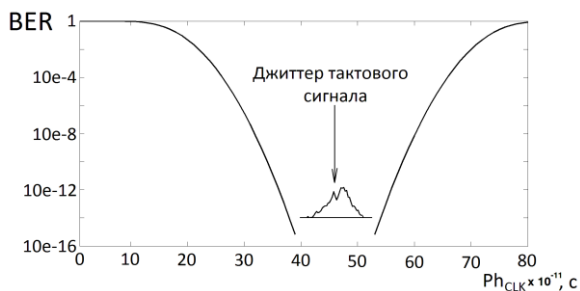


Рис. 7. Зависимость BER от положения тактового сигнала относительно фазы сигнала данных

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Описанная методика реализована в виде программы в среде MATLAB. Перед началом работы в среду импортируются файлы результатов моделирования. Данная методика также может быть

использована с моделью VERILOG, на вход которой поступают сигналы данных и тактового сигнала, на выходе формируется аналоговое напряжение, численно равное BER.

Примером использования методики может послужить процесс оценки BER при проектировании приёмопередатчика для каналов связи SpaceWire, разрабатываемого по отечественной КМОП технологии 180 нм и работающего на битовых частотах от 5 Мбит/с до 1,25 Гбит/с.

Данный метод позволяет оценить величину BER с высокой точностью, не прибегая к долговременному SPICE-моделированию, вне зависимости от варианта реализации тракта передатчик-приёмник.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Buchs K., Zabinski P., Coker J. Basic Bit Error Rate Analysis for Serial Data Links // Special Purpose Processor Development Group Mayo Clinic. 2004. P. 51.
- [2] Miller M. High-Speed Digital Transmitter Characterization Using Eye Diagram Analysis // Hewlett-Packard Journal. 1994. P. 29 – 37.
- [4] Гармаш А.А., Дубинский А.В., Доможаков Д.А., Кобыляцкий А.В. Влияние паразитных конструктивных элементов на характеристики качества СФ-блоков синтезаторов частот в составе КМОП СБИС // Сб. Вопросы радиоэлектроники – 2013. Вып. 2, С. 79.
- [4] Mitić D. Calculating The Required Number of Bits In The Function of Confidence Level and Error Probability Estimation // Serbian Journal of Electrical Engineering. 2012. P. 361 – 375.
- [5] Blankman A. Understanding SDAIII Jitter Calculation Methods // Teledyne Lecroy Everywhereyoulook White Paper. 2012. P. 6.

Bit error rate calculation in high performance communication channels

D.A. Domozhakov¹, A.V. Dubinskij¹, N.Y. Rannev²

¹”ELVEES” R&D Center, OJSC, ddomozhakov@mail.ru

²National Research Nuclear University “MEPhI”

Keywords — interface, eye diagram, BER, signal integrity.

ABSTRACT

In this paper, common bit error rate (BER) calculation methods are briefly reviewed and compared. Statistical BER calculation method was proposed. The presented technique was checked with the use of SPICE simulation. The results are demonstrated.

PURPOSE

The possibility to assess clock jitter and BER in Clock and Data Recovery (CDR) at the design stage is important. Several methods of calculating BER are available. Usually BER calculation methods are not universal; they require relatively complicated preparation for simulation. The accuracy and speed of analysis depends on the implementation of the algorithm. The objective of this work was to create a universal and simple method for BER calculation.

METHODS

In BER estimation, the statistical approach is very fast in contrast to conventional direct Spectre/SPICE simulation, which requires more time for the sample set.

Using short SPICE simulation with noise effects the root mean square (RMS) of CLK jitter is analyzed. Then, we integrate the probability density function of jitter. BER is the result of the integration of the probability density

function of taking into account the parameters of the receiver input stages.

RESULTS

The proposed method of calculating BER can significantly reduce simulation time. The total error of BER estimation is not more than 10%.

This method can be implemented as a VERILOG module for integration into the test at block schematics transceiver design.

REFERENCES

- [1] Buchs K., Zabinski P., Coker J. Basic Bit Error Rate Analysis for Serial Data Links // Special Purpose Processor Development Group Mayo Clinic. 2004. P. 51.
- [2] Miller M. High-Speed Digital Transmitter Characterization Using Eye Diagram Analysis // Hewlett-Packard Journal. 1994. P. 29 – 37.
- [4] Garmash A.A., Dubinskij A.V., Domozhakov D.A., Kobyljackij A.V. Vlijanie parazitnyh konstruktivnyh jelementov na harakteristiki kachestva SF-blokov sintezatorov chastot v sostave KMOP SBIS // Sb. Voprosy radioelektroniki – 2013. Vyp. 2, S. 79.
- [4] Mitić D. Calculating The Required Number of Bits In The Function of Confidence Level and Error Probability Estimation // Serbian Journal of Electrical Engineering. 2012. P. 361 – 375.
- [5] Blankman A. Understanding SDAIII Jitter Calculation Methods // Teledyne Lecroy Everywhereyoulook White Peppe. 2012. P. 6.