

Восстановление сигналов синхронизации высокоскоростных интерфейсов передачи данных

Ю.В. КУЗНЕЦОВ,
д-р техн. наук,
М.А. КОНОВАЛЮК,
канд. техн. наук,
А.Б. БАЕВ,
канд. техн. наук,
А.А. ГОРБУНОВА,
канд. техн. наук
(МАИ, Москва)
baev@mai.ru

Целью работы является разработка алгоритма восстановления сигналов синхронизации по результатам измерений в линиях передачи высокоскоростных интерфейсов, в том числе тактированных с использованием технологии расширения спектра. Для реализации алгоритма сигналы цифровых интерфейсов представлены с использованием счетных случайных процессов. Показана зависимость фазы восстановленного сигнала синхронизации от случайных интервалов между сменами знака. Разработан потоковый алгоритм преобразования сигналов высокоскоростных интерфейсов, измеренных цифровым осциллографом, в сигналы синхронизации. Проведенные экспериментальные исследования восстановления сигналов синхронизации при модуляции тактовой частоты продемонстрировали эффективность разработанного алгоритма.

Вероятность ошибки на бит, сигнал синхронизации, тактирование с расширением спектра, циклостационарный процесс, джиттер

В современных системах цифровой связи для обеспечения необходимого уровня вероятности ошибки на бит предъявляются требования к джиттеру [1, 2]. Высокоточным способом измерения среднеквадратического значения случайного джиттера является спектральный анализ фазовых шумов сигнала синхронизации. Для оценки случайного джиттера в разрабатываемых цифровых системах связи с уровнем вероятности ошибки на бит порядка 10^{-12} и ниже используется фильтрация спектральных компонент фазового шума. Такие высокие требования к вероятности ошибки на бит характерны для серверов хранения и обработки больших данных, предоставляющих широкий доступ для чтения и записи информации. Например, такое оборудование используется в сервисах облачных технологий или искусственного интеллекта [3].

Во многих современных проводных высокоскоростных интерфейсах передачи информации используется специальное кодирование и/или скремблирование бинарных данных, которое обеспечивает самосинхронизацию в приемнике и не требует передачи сигнала синхронизации по шине интерфейса. Восстановление синхросигнала в схемах цифровых преобразователей широко представлено в литературе [4, 5]. Опубликованные научные работы, получившие признание в научном и инженерном сообществе, демонстрируют интуитивно понятные принципы работы многих практических схем синхронизации. Цифровые фазовые детекторы, используемые для символьной синхронизации в цифровой схемотехнике [6–8], всесторонне изучены [9] и характеризуются простотой и наглядностью интерпретации принципов работы [10–12]. Тем не менее связь между сигналом синхронизации, восстановленным из сигнала цифрового интерфейса, и сигналом ошибки фазового детектора в представленной литературе отсутствует.

Понятие фазы цифрового сигнала тесно связано со счетными процессами, формируемыми цифровыми устройствами с использованием задержек, кратного меньших или равных интервалу следования бит или символов. Вместе с тем радиотехнические подходы определения мгновенной фазы для цифровых сигналов с использованием понятия аналитического сигнала почти не встречаются в опубликованных источниках. Все это находится в противоречии с практикой применения систем фазовой автоподстройки символьной или битовой частоты, где принципиально для описания линейной модели с обратной связью контура фазовой автоподстройки [13] используется понятие мгновенной фазы.

При проектировании контура подстройки частоты приемника сигналов в цифровых системах связи производится измерение спектральной плотности мощности фазового шума для оценки среднеквадратического значения джиттера [14]. Полученное значение джиттера сравнивается со значением, указанным в стандарте цифрового интерфейса.

В современных цифровых интерфейсах передачи данных для обеспечения электромагнитной совместимости широко используется технология тактирования с расширением спектра (TRC) [15]. При этом сигнал синхронизации модулируется по частоте периодическими сигналами треугольной формы.

Частота модуляции для гигабитных интерфейсов передачи данных, как правило, составляет десятки килогерц, а диапазон отклонений частоты следования импульсов – десятые доли процента от тактовой частоты.

В данной работе введено описание фазы сигнала цифрового интерфейса с использованием счетного процесса. Также предложены способы определения фазы синхросигнала с использованием двумерной периодической автокорреляционной и двумерной мгновенной автокорреляционных функций с целью восстановления сигнала синхронизации. Разработан алгоритм восстановления сигнала синхронизации, основанный на использовании преобразования Вигнера – Вилли.

Показатели качества системы синхронизации для цифровой связи

Двухуровневый сигнал в шине данных цифрового интерфейса $y(t)$, зарегистрированный с использованием высокоскоростного осциллографа, характеризуется двумерной функцией распределения $\varepsilon(\Delta t, \Delta y)$ доли ошибочно принятых решений в приемнике [16]. Аргументами функции распределения $\varepsilon(\Delta t, \Delta y)$ являются смещение по времени Δt для момента t_k принятия решения и смещение по уровню Δy для порога принятия решения. Для K передаваемых битов информации в сигнале $y(t)$ функция распределения $\varepsilon(\Delta t, \Delta y)$ вычисляется следующим образом:

$$\varepsilon(\Delta t, \Delta y) = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^K \left| \operatorname{sgn}(y(t_k)) - \operatorname{sgn}(y(t_k + \Delta t) + \Delta y) \right|,$$

где функция $\operatorname{sgn}(y)$ определяется выражением

$$\operatorname{sgn}(y) = \begin{cases} 1, & y > 0; \\ 0, & y = 0; \\ -1, & y < 0. \end{cases}$$

Характеристикой качества системы синхронизации в цифровой связи является сечение (подковообразная кривая [17, 18]) двумерной функции распределения доли ошибок $\varepsilon(\Delta t, \Delta y)$, определяемое при нулевом смещении Δy :

$$U(\Delta t) = \varepsilon(\Delta t, 0).$$

В результате измерений в лабораторных условиях могут быть получены значения доли ошибочно принятых решений на уровне от 10^{-6} ... 10^{-9} в зависимости от глубины памяти цифрового осциллографа, что недостаточно для требуемых оценок качества современных цифровых систем. Для определения качества сигнала в интерфейсах с требуемой долей ошибок передачи битов менее 10^{-9} применяют математическую модель функции распределения вероятности ошибки $P_\varepsilon(\Delta t, \Delta y)$ [17]. Как правило, функцию распределения вероятности ошибки рассматривают на единичном интервале по времени, т. е. в пределах смещений Δt , не превышающих периода следования битов T_b :

$$|\Delta t / T_b| \leq 1.$$

Ансамбль функций измеренного сигнала $y(t_k + \Delta t)$ моделируется с использованием случайного процесса $Y(\Delta t)$, который характеризуется зависящей от Δt функцией одномерной плотности вероятности [19]. Противоположные по значению символы $a_k = \pm 1$, передаваемые по каналу связи с двухуровневым кодированием информации, моделируются дискретным по времени и значению случайным процессом $A[k]$. Для вычисления вероятности ошибки на выходе порогового устройства приемника системы связи определяют функции условных плотностей вероятности $f_{Y|A[0]>0}(y|A[0]>0, \Delta t)$ и $f_{Y|A[0]<0}(y|A[0]<0, \Delta t)$. Вероятности условий $P(A[0]>0)$ и $P(A[0]<0)$ совпадают с вероятностями

значений битов. Вероятности условий можно определить с использованием вероятностей взаимоисключающих последовательностей из трех битов $\{111, 011, 010, 110\}$ и $\{000, 100, 101, 001\}$:

$$P(A[0] > 0) = P_1 = P_{111} + P_{011} + P_{010} + P_{110};$$

$$P(A[0] < 0) = P_0 = P_{000} + P_{100} + P_{101} + P_{001}.$$

Кодирование и скремблирование информационных данных обеспечивают одинаковую вероятность условий $P(A[0] > 0) = P(A[0] < 0) = 0,5$. Функция распределения вероятности ошибки $P_e(\Delta t, \Delta y)$ определяется выражением

$$P_e(\Delta t, \Delta y) = P_1 \int_{-\infty}^{\Delta y} f_{Y|A[0]>0}(y | A[0] > 0, \Delta t) dy + P_0 \int_{\Delta y}^{\infty} f_{Y|A[0]<0}(y | A[0] < 0, \Delta t) dy.$$

Пример распределения условных плотностей вероятности для сигнала высокоскоростного интерфейса приведен на рис. 1: $a - f_{Y|A[0]>0}(y | A[0] > 0, \Delta t)$; $b - f_{Y|A[0]<0}(y | A[0] < 0, \Delta t)$.

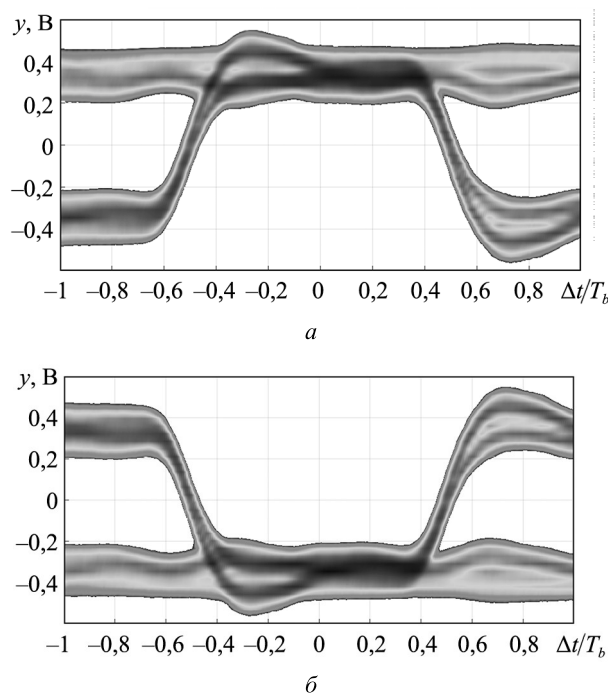


Рис. 1

Как видим (см. рис. 1), предельные значения одномерной функции распределения $P_e(\Delta t, 0)$ при $\Delta t = \pm T_b$ определяются вероятностями переходных процессов, вызванных сменой знака соседних символов последовательности $A[k]$. Ошибка в принятом решении $\text{sgn}(y(t_k)) \neq a_k$, вызванная нарушением синхронизации (т. е. искажением момента t_k тактирования порогового устройства), возникает при условии различия знаков соседних значений символов $a_k a_{k-1} < 0$ и/или $a_k a_{k+1} < 0$. Случайные смещения момента тактирования моделируются джиттером сигнала синхронизации с плотностью вероятности нормального закона распределения $f_{RJ}(t)$ [18]:

$$f_{RJ}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{RJ}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma_{RJ}^2}},$$

где σ_{RJ} – среднеквадратическое значение случайного джиттера.

Плотность вероятности полного джиттера вычисляется Q -кратной сверткой $f_{RJ}(t)$ с плотностями вероятности законов распределения детерминированного, периодического и других типов джиттера [18]:

$$f_{TJ}(t) = f_{RJ}(t) * f_{J_1}(t) * f_{J_2}(t) * \dots * f_{J_Q}(t),$$

где $f_{J_q}(t)$ – плотность вероятности джиттера q -го типа, $q = 1, 2, \dots, Q$, Q – число источников джиттера, символом «*» обозначена операция свертки.

Для моделирования эффекта влияния джиттера на вероятность ошибки передачи данных по каналу связи можно воспользоваться попарными произведениями $(A[0]A[-1])$ и $(A[0]A[1])$, с помощью которых определяется различие знаков символа $A[0]$ и его соседних символов $A[-1]$ и $A[1]$. Математическую модель функции $U(\Delta t)$ в виде одномерной зависимости вероятности ошибки $P_\varepsilon(\Delta t, 0)$ определяют с использованием копий плотности вероятности полного джиттера $f_{TJ}(t)$, симметрично смещенных относительно друг друга по времени на единичный интервал

$$P_\varepsilon(\Delta t, 0) = P(A[0]A[1] < 0) \int_{-\infty}^{\Delta t} f_{TJ}(t - T_b/2) dt + P(A[0]A[-1] < 0) \int_{\Delta t}^{\infty} f_{TJ}(t + T_b/2) dt,$$

и вероятностей условий, определяемых как различающимися, так и совпадающими вероятностями последовательностей из трех битов:

$$\begin{aligned} P(A[0]A[-1] < 0) &= P_{100} + P_{011} + P_{101} + P_{010}; \\ P(A[0]A[1] < 0) &= P_{001} + P_{110} + P_{101} + P_{010}. \end{aligned} \quad (1)$$

В выражениях (1) для вероятностей условий $P(A[0]A[-1] < 0)$ и $P(A[0]A[1] < 0)$ суммы вероятностей являются вероятностями переходных процессов $Y(\Delta t)$, и их значения могут не совпадать со значениями вероятностей битов P_1 и P_0 . Данный эффект, например, возникает при измерениях сигналов высокоскоростных цифровых интерфейсов, в которых применяется совместное скремблирование и кодирование 8 бит/10 бит.

Восстановление сигнала синхронизации

Рассмотрим случайный процесс $S(t)$ на выходе ограничителя напряжения в линии связи проводного интерфейса с момента времени запуска триггера по возрастающему фронту. Наблюдаемый процесс $S(t)$ для $t \geq 0$ может быть представлен в виде модели случайного двоичного сигнала (телеграфного сигнала) [20]

$$S(t) = \text{sgn}(Y(t)) = (-1)^{N(t)},$$

где $Y(t)$ – случайный процесс на входе ограничителя; $N(t)$ – случайный счетный процесс, определяющий значения на выходе счетчика количества смены знака $S(t)$. Процесс $N(t)$ описывается выражением

$$N(t) = \sum_{n=1}^N u(t - Z_n),$$

где Z_n – упорядоченные по n случайные моменты времени смены знака; $u(t)$ – единичная ступенчатая функция.

При восстановлении символьной синхронизации необходимо учитывать, что предварительно выполняется компенсация линейных искажений сигналов, возникающих при их преобразовании в проводном канале связи. Дополнительной особенностью сигнала синхронизации является возможность использования в цифровых интерфейсах технологии тактирования с расширением спектра [21]. Решения о передаваемых символах принимаются в моменты времени, находящиеся внутри интервала $Z_{n-1} < t < Z_n$.

Начальное значение $Z_0 = 0$, поскольку момент запуска триггера совмещен с началом координат по оси времени t . Ширина n -го интервала определяется выражением

$$\Delta_n = Z_n - Z_{n-1}.$$

Рассмотрим случайный процесс $S(t)$ без модуляции тактового сигнала и джиттера. Для такого процесса Δ_n принимает только дискретные значения, кратные интервалу следования битов T_b цифрового сигнала. Количество возможных дискретных значений Δ_n определяется кодером источника цифровых данных, который позволяет восстановить синхронизацию за счет равного количества нулей и единиц для небольшого четного числа последовательно передаваемых бит.

Пример распределения вероятностей интервалов Δ_n для интерфейса, использующего кодер 8 бит/10 бит [22], показан на рис. 2.

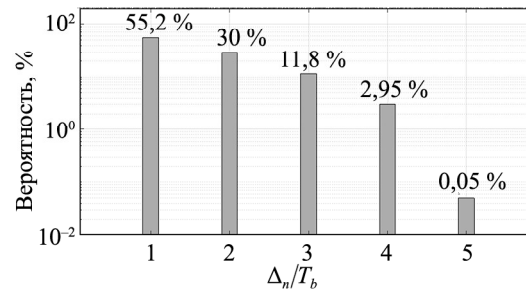


Рис. 2

Сигналы цифровых интерфейсов характеризуются циклостационарными (периодически коррелированными) свойствами [21]. Циклостационарность возникает из-за регулярных процессов, присущих режиму работы электронного устройства. К циклостационарным относятся процессы, обусловленные передачей данных между блоками электронных устройств. Для оценки характеристик циклостационарных случайных процессов используются двумерные авто- и взаимно корреляционные функции [23]. Двумерная корреляционная функция $R_{SS}(t, \tau)$ случайного процесса $S(t)$ без модуляции тактового сигнала и джиттера определяется выражением

$$R_{SS}(t, \tau) = E \{ S(t)S(t - \tau) \} = \sum_{k=0}^{\infty} p_k(t)q_k(t) p_k(t - \tau)q_k(t - \tau), \quad (2)$$

где $E\{\circ\}$ – оператор математического ожидания; $p_k(t) = u(t - kT_b)$; $q_k(t) = u(-t - kT_b + T_b)$.

Связь между фазой сигнала синхронизации и двумерной автокорреляционной функцией (2) может быть определена с использованием оконтуривания границы области определения автокорреляционной функции для положительных значений сдвига по времени τ . Как правило, при оконтуривании двумерной скалярной функции используются компоненты градиента.

Определим одностороннюю функцию $g(t, \tau)$:

$$g(t, \tau) = -\frac{\partial R_{SS}(t, \tau)}{\partial \tau} u(\tau).$$

Следует отметить эквивалентность частной производной двумерной автокорреляционной функции и взаимно корреляционной функции между процессом $S(t)$ и его первой производной $S'(t)$

$$R_{SS'}(t, \tau) = E \{ S(t)S'(t - \tau) \} = -\frac{\partial R_{SS}(t, \tau)}{\partial \tau}.$$

Таким образом, $g(t, \tau)$ является односторонней взаимно корреляционной функцией $R_{SS'}(t, \tau)$:

$$g(t, \tau) = R_{SS'}(t, \tau)u(\tau).$$

На рис. 3 показан пример области определения двумерной автокорреляционной функции $R_{SS'}(t, \tau)$ и односторонней взаимно корреляционной функции $g(t, \tau)$ для случайного процесса $S(t)$ без модуляции тактового сигнала и джиттера.

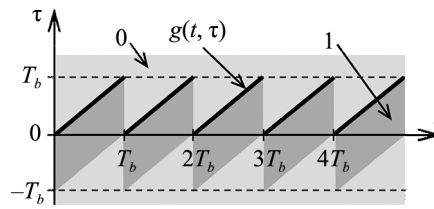


Рис. 3

Одномерное преобразование Фурье по сдвигу τ для взаимно корреляционной функции $R_{SS'}(t, \tau)$ определяет частотно-временную функцию $W_{SS'}(t, f)$:

$$W_{SS'}(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{SS'}(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau,$$

которая является взаимным распределением Вигнера – Вилли. Для односторонней функции $g(t, \tau)$ одномерное преобразование Фурье по сдвигу τ имеет вид

$$G(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau.$$

Для гармонического синхросигнала $b(t) = \sin \phi(t) = \sin(2\pi F_b t)$ с частотой $F_b = 1/T_b$ фаза $\theta(t)$ по модулю 2π может быть определена следующим образом:

$$\theta(t) = \phi(t) \bmod 2\pi = 2\pi F_b t \bmod 2\pi = 2\pi F_b t - 2\pi c(t),$$

где функция $x \bmod y$ возвращает остаток от деления x на y , сигнал на выходе счетчика периодов определяется выражением

$$c(t) = \sum_{k=1}^{\infty} p_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} u(t - nT_b).$$

Групповое время запаздывания $\tau_g(t)$ определяется с помощью функции $G(t, f)$ и совпадает по форме с фазой $\theta(t)$:

$$\tau_g(t) = -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial \arg\{G(t, f)\}}{\partial f} = \frac{\theta(t)}{2\pi F_b}.$$

График функции группового времени запаздывания для случайного процесса $S(t)$ показан на рис. 4.

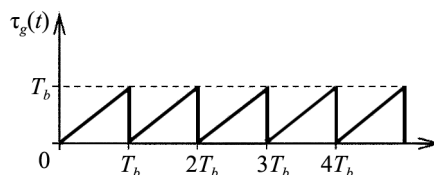


Рис. 4

Для восстановления синхросигнала с использованием случайного сигнала $s(t)$ могут быть использованы различные подходы. В данной работе используется связь между двумерной автокорреляци-

онной функцией $R_{SS}(t, \tau)$ и двумерной взаимно корреляционной функцией $R_{SS'}(t, \tau)$. Для случайного сигнала $s(t)$ мгновенная двумерная автокорреляционная функция $\rho_{SS}(t, \tau)$ и взаимно корреляционная функция сигнала $s(t)$ и его первой производной $s'(t)$ определяются выражениями [24]

$$\rho_{SS}(t, \tau) = s(t)s(t - \tau); \quad \rho_{SS'}(t, \tau) = s(t)s'(t - \tau).$$

При определении фазы синхросигнала с использованием мгновенной взаимно корреляционной функции $\rho_{SS'}(t, \tau)$ появляется несколько компонент по сдвигу τ при увеличении t , что приводит к неоднозначному решению восстановления фазы. Вместо определения сдвига всего множества компонент можно определить задержку только первой из них по сдвигу τ . Для этого абсолютные значения компонент накапливаются по сдвигу τ и ограничиваются по уровню согласно выражению

$$v(t, \tau) = \operatorname{sgn} \left(\int_0^\tau |\rho_{SS'}(t, \xi)| d\xi \right).$$

Пример реализации мгновенной автокорреляционной функции $\rho_{SS}(t, \tau)$ для случайного сигнала $s(t)$ показан на рис. 5.

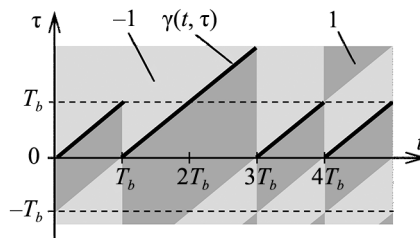


Рис. 5

Для оконтуривания мгновенной взаимно корреляционной функции $\rho_{SS'}(t, \tau)$ определим функцию

$$\gamma(t, \tau) = \frac{\partial v(t, \tau)}{\partial \tau}.$$

Для найденной функции $\gamma(t, \tau)$ с помощью одномерного преобразования Фурье определяется функция группового времени запаздывания

$$\tau_\gamma(t) = -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial \arg \{ \Gamma(t, f) \}}{\partial f} = \frac{\varphi(t)}{2\pi F_b},$$

где $\Gamma(t, f) = \int_0^\infty \gamma(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$.

Пример реализации функции группового времени запаздывания $\tau_\gamma(t)$ случайного сигнала $s(t)$ показан на рис. 6.

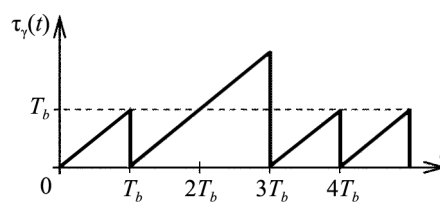


Рис. 6

Функция $\varphi(t)$ является реализацией случайной процесса $\Phi(t)$. В отличие от фазы сигнала синхронизации $\theta(t)$ функция $\varphi(t)$ не является периодической, но их значения, взятые по модулю 2π , совпадают:

$$\theta(t) = \varphi(t) \bmod 2\pi = \varphi(t + kT_b) \bmod 2\pi, k \in \mathbb{Z}.$$

Таким образом, синхросигнал $b(t)$ можно определить с помощью функции $\varphi(t)$ следующим образом:

$$b(t) = \sin \theta(t) = \sin \varphi(t) = \sin [2\pi F_b \tau_\gamma(t)].$$

Случайный процесс $\Phi(t)$ может быть записан следующим образом:

$$\Phi(t) = 2\pi F_0 (t - D_N(t)),$$

где F_0 – частота сигнала синхронизации.

Случайный процесс $D_N(t)$ имеет вид

$$D_N(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} \Delta_n u(t - Z_n).$$

Если частота F_0 совпадает с F_b , то гармонический синхросигнал для случайной фазы $\Phi(t)$ совпадает с синхросигналом $b(t)$ для фазы $\theta(t)$:

$$b(t) = \sin \theta(t) = \sin \Phi(t).$$

Если частота F_0 является начальным приближением неизвестной частоты следования битов F_b с неточностью δF , такой, что $|F_0 - F_b|/F_b \leq \delta F$, то синхросигнал $b(t)$ может быть восстановлен в пределе по бесконечно большому числу нулей $N \rightarrow \infty$ процесса $S(t)$:

$$b(t) = \sin \left(\lim_{N \rightarrow \infty} \Psi_N(t) \right),$$

где случайная фаза синхросигнала $\Psi_N(t) = 2\pi F_N (t - D_N(t))$.

N -я оценка частоты синхросигнала F_N определяется отношением

$$F_N = \frac{C_N(t)}{D_N(t)} = \frac{C_N(Z_N)}{D_N(Z_N)} = \frac{C_N(Z_N)}{Z_N},$$

где счетный процесс $C_N(t)$ определяется выражением

$$C_N(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} \left[F_{n-1} \Delta_n + \frac{1}{2} \right] u(t - Z_n),$$

а величина $C_N(Z_N)$ равна числу принятых бит в момент времени $t = Z_N$.

Потоковый алгоритм преобразования сигнала высокоскоростного интерфейса, измеренного цифровым осциллографом, в сигнал синхронизации был разработан в виде системы дискретного времени. Исходными данными для алгоритма являются упорядоченные по времени значения отсчетов сигнала интерфейса, интервал дискретизации T_s цифрового осциллографа и начальное значение частоты следования битов F_0 . На выходе алгоритма вычисляются упорядоченные по времени значения отсчетов сигнала синхронизации.

Структурная схема алгоритма представлена на рис. 7.

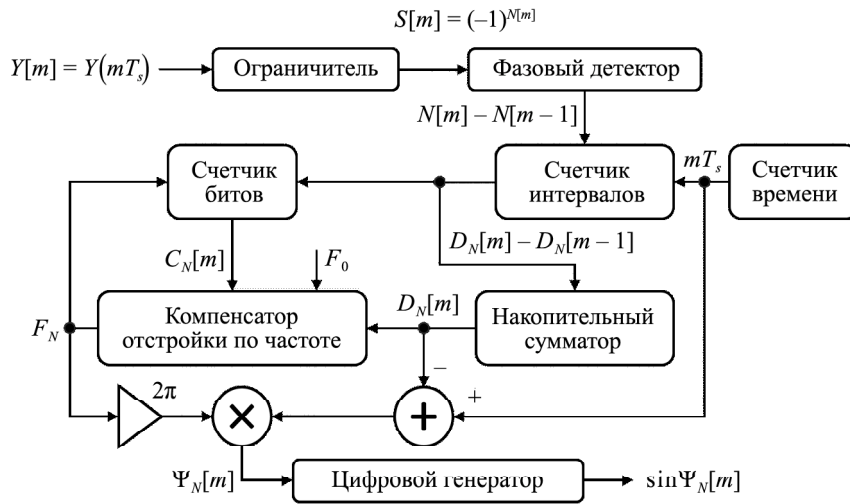


Рис. 7

Представленные ранее счетные процессы для непрерывного времени в разработанном алгоритме были заменены на процессы дискретного времени. На представленной схеме (см. рис. 7) в качестве индекса дискретного времени используется переменная m . Дискретный по времени случайный процесс $Y[m] = Y(mT_s)$ определяет последовательность измеренных значений отсчетов сигнала интерфейса.

Фазовый детектор на своем выходе формирует единичное значение после изменения знака в дискретном процессе на выходе ограничителя $S[m] = (-1)^{N[m]}$, а в остальных случаях – нулевые значения. Выходной сигнал фазового детектора определяется разностным выражением $N[m] - N[m-1]$. Счетчик интервалов оценивает длительность интервала между переходами, определяемую разностным выражением $D_N[m] - D_N[m-1]$.

Далее накопительный сумматор аккумулирует значения на выходе счетчика интервалов, восстанавливая процесс $D_N[m]$. Выходные сигналы счетчика интервалов и накопительного сумматора используются в контуре оценки среднего значения частоты следования битов F_N . Счетчик битов формирует процесс $C_N[m]$. Компенсатор отстройки по частоте вычисляет оценку частоты следования F_N битов пропорционально числу битов $C_N[m]$ и обратно пропорционально времени $D_N[m]$. Начальное значение частоты следования битов F_0 используется для запуска счетчика битов и вычисления фазы $\Psi_0[m]$ при $N[m] = 0$.

Разность $mT_s - D_N[m]$ формирует счетный случайный процесс со сбросами значений. Случайная фаза синхросигнала $\Psi_N[m]$ пропорциональна этой разности с коэффициентом круговой частоты $2\pi F_N$. Цифровой генератор выполняет вычисление значения отсчета синхросигнала $\sin \Psi_N[m]$.

Представленная схема (см. рис. 7) может быть использована для анализа сигналов, измеренных цифровым осциллографом с частотой дискретизации F_s , превышающей частоту следования битов F_b более чем в четыре раза. Максимальное значение неточности начального значения частоты δF не должно превышать 50%. Начальное значение частоты следования битов F_0 выбирается равным номинальному значению скорости передачи данных согласно стандарту высокоскоростного интерфейса.

Исследование эффективности разработанного алгоритма было проведено для сигналов интерфейса USB 3.2 Gen 1 [25], измеренных в шине передачи данных четырех различных устройств с помощью цифрового осциллографа. Одно из исследуемых устройств не поддерживало тактирование с модуляцией

тактовой частоты. В остальных трех устройствах использовалась технология тактирования с расширением спектра. Обмен данными по шине интерфейса производился со скоростью 5 Гбит/с. Частота дискретизации задавалась равной 40 ГГц, длина выборки данных составляла 200 млн отсчетов.

Зависимости оценки частоты F_N от числа переходов через нуль N , полученные для четырех исследуемых устройств, представлены на рис. 8: *a* – диапазон по N (1...100); *б* – диапазон по N (10^2 ... 10^6). Отклонение начального значения частоты F_0 для всех устройств от номинального значения по стандарту не превышало 50 %.

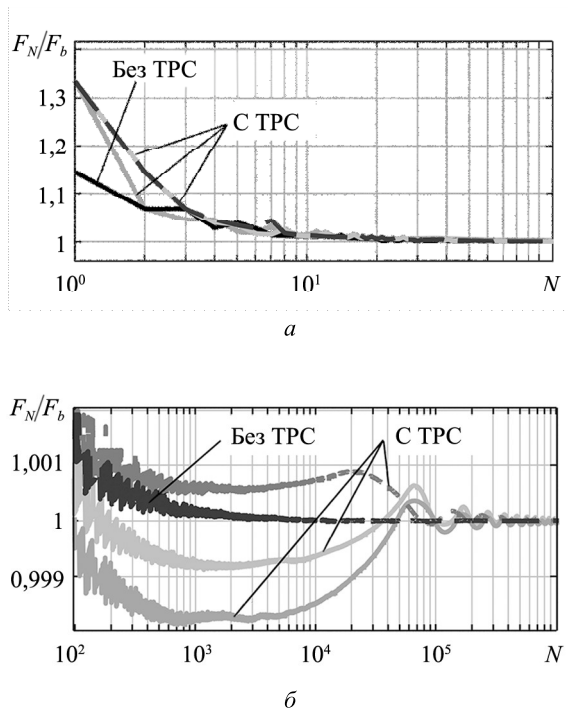


Рис. 8

Как видим (см. рис. 8), значение частоты следования битов F_N устанавливается в пределах не точности δF менее 0,2 % для числа переходов через нуль $N = 10^2$. Зависимость F_N для значений N в диапазоне 1... 10^2 имеет экспоненциальный характер для всех устройств и не зависит от наличия тактирования с расширением спектра. Для сигнала без модуляции тактовой частоты экспоненциальный характер зависимости сохраняется для значений N в диапазоне 10^2 ... 10^6 , тогда как для сигналов с модуляцией тактовой частоты проявляются колебания зависимости. Модуляция тактовой частоты замедляет приближение значения F_N к F_b на длительности интервала одного периода модуляции тактовой частоты вплоть до $N = 10^5$. Для $N > 10^5$ зависимости имеют вид экспоненциально затухающих колебаний. Следует отметить, что в сигналах всех устройств значения F_b были разными.

Для восстановленных сигналов синхронизации USB 3.2 Gen.1 были получены оценки амплитудных спектров и спектрограмм для небольших значений отстроек по частоте от номинального значения 5 ГГц. Приведем примеры амплитудного спектра (рис. 9, 10, *a*) и спектрограммы восстановленных сигналов синхронизации (рис. 9, 10, *б*) без модуляции тактовой частоты (рис. 9) и при ее наличии (рис. 10).

При сравнении спектров (см. рис. 9, 10, *a*) установлено, что модуляция тактовой частоты привела к увеличению ширины спектра и уменьшению уровня спектра вблизи тактовой частоты 5 ГГц. Смещение средней частоты спектра сигнала синхронизации к частоте 4,99 ГГц соответствует снижению среднего значения скорости передачи данных. По спектрограмме восстановленного сигнала синхронизации при наличии модуляции частоты (см. см. рис. 10, *б*) можно оценить параметры модуляции: частота модулирующего сигнала порядка 32,5 кГц, девиация частоты – 10 МГц.

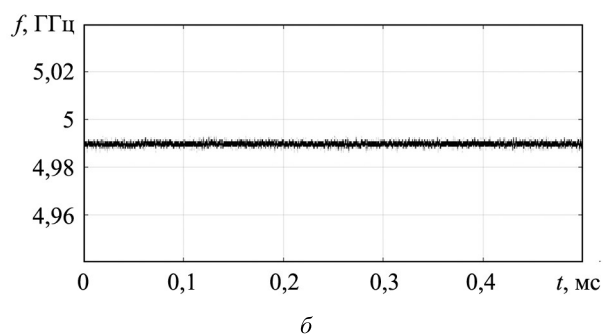
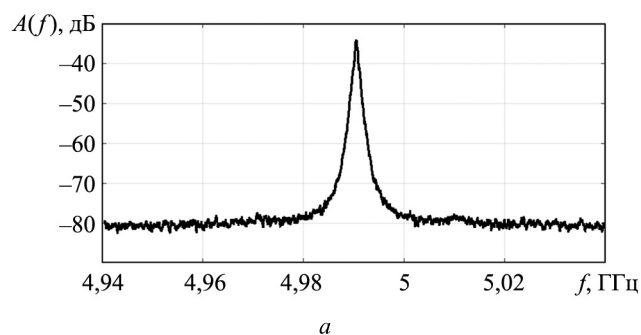


Рис. 9

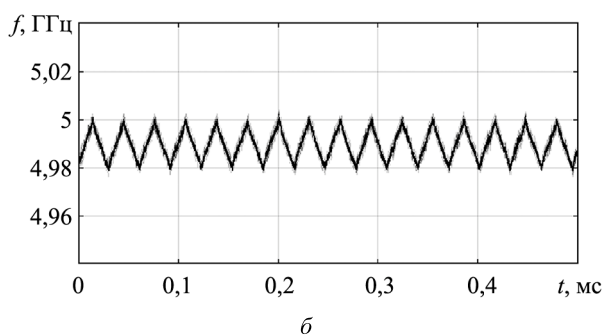
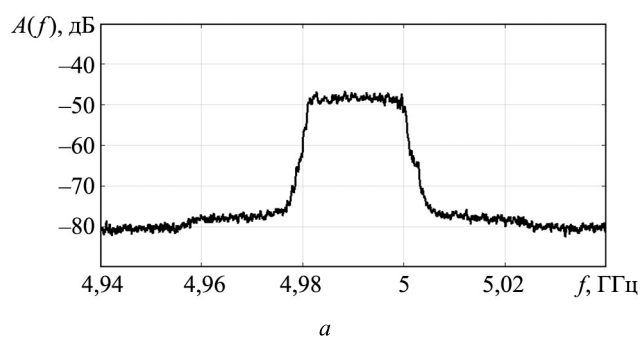


Рис. 10

Таким образом, описана современная методика контроля и измерения параметров синхронизации на основе вероятностной модели джиттера для выполнения требований стандартов высокоскоростных интерфейсов передачи данных.

Представлена модель случайного двоичного сигнала цифрового интерфейса с использованием счетного случайного процесса. В представленной модели вероятности интервалов времени между сменами знака сигнала цифрового интерфейса определяются способом кодирования цифровых данных. Показано, что фазу сигнала синхронизации можно получить преобразованием двумерной корреляционной

функции сигнала цифрового интерфейса. Эквивалентность фазы, полученной преобразованием корреляционной функции, и фазы, полученной с использованием счетного процесса, определяется совпадающими значениями сигналов синхронизации.

Разработан потоковый алгоритм преобразования сигнала высокоскоростного интерфейса, измененного цифровым осциллографом, в сигнал синхронизации. Данный алгоритм возможно использовать в качестве программной опции для расширения функционала цифровых осциллографов высокого класса. Для разработанного алгоритма приведены зависимости оценки частоты следования битов от числа переходов через нуль для разных измеренных сигналов высокоскоростных интерфейсов, в которых используется модуляция тактовой частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. PCI Express 6.0 Specification [Electronical Resource]. URL: <https://pcisig.com/pci-express-6.0-specification> (дата обращения: 28.10.2025).
2. IEEE 802.3-2018/ IEEE Standard for Ethernet [Electronical Resource]. URL: https://standards.ieee.org/standard/802_3-2018.html (дата обращения: 28.10.2025).
3. *Panella Augusto (Gus)*. The Road from 1 Gbps-NRZ to 224 Gbps-PAM4 [Electronical Resource]. URL: <https://www.signalintegrityjournal.com/articles/3391-the-road-from-1-gbps-nrz-to-224-gbps-pam4> (дата обращения: 28.10.2025).
4. *Ming-ta Hsieh, Sobelman G.E.* Architectures for Multi-Gigabit Wire-Linked Clock and Data Recovery // IEEE Circuits and Systems Magazine. 2008. Vol. 8. Iss. 4. P. 45–57.
5. *Razavi B.* Challenges in the Design High-Speed Clock and Data Recovery Circuits // IEEE Communications Magazine. 2002. Vol. 40. Iss. 8. P. 94–101.
6. *Mueller K., Muller M.* Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers // IEEE Transactions on Communications. 1976. Vol. 24. Iss. 5. P. 516–531.
7. *Erup L., Gardner F.M., Harris R.A.* Interpolation in Digital Modems. II. Implementation and Performance // IEEE Transactions on Communications. 1993. Vol. 41. Iss. 6. P. 998–1008.
8. *Rice M.* Digital Communications: A Discrete-Time Approach. Prentice Hall, 2009. 778 p.
9. *Mengali U., D'Andrea A.N.* Synchronization Techniques for Digital Receivers. N.Y.: Plenum Press, 1997. 520 p.
10. *Лемешко Н.В., Кечиев Л.Н., Захарова С.С.* IBIS-модели и их применение в задачах ЭМС. М.: Грифон, 2016. 192 с.
11. Implementation Agreement OIF-CEI-05 [Electronical Resource]. URL: <https://www.oiforum.com/wp-content/uploads/OIF-CEI-5.0.pdf> (дата обращения: 28.10.2025).
12. *Stauffer D.R. et al.* High Speed Serdes Devices and Applications. Springer-Verlag, 2008. 490 p.
13. *Best R.E.* Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications. N.Y: McGraw-Hill, 2007. 490 p.
14. *Da Dalt N., Sheikholeslami A.* Understanding Jitter and Phase Noise: A Circuits and Systems Perspective. Cambridge University Press, 2018. 264 p.
15. *Skinner H.G., Slattery K.P.* Why Spread Spectrum Clocking of Computing Devices Is Not Cheating // Proc. of the IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Aug. 13–17, 2001, Montreal, Canada. Vol. 1. P. 537–540.
16. *Noguchi H. et al.* A 40-Gb/s CDR Circuit with Adaptive Decision-Point Control Based on Eye-Opening Monitor Feedback // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2008. Vol. 43. Iss. 12. P. 2929–2938.
17. *Kyung Suk (Dan) Oh, Xingchao (Chuck) Yuan.* High-Speed Signaling: Jitter Modeling, Analysis, and Budgeting. Prentice Hall, 2012. 511 p.
18. *Hall S.H., Heck H.L.* Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs. Wiley & Sons, Inc., 2009. 660 p.
19. *Кузнецов Ю.В. и др.* Разделение циклостационарных сигналов и наводок в линиях передачи печатных плат методом независимых компонент // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. № 5. С. 6–23.
20. *Franks L.E.* Signal Theory. Prentice-Hall, 1969. 317 p.
21. *Баев А.Б. и др.* Исследование излучений в ближнем поле цифровых устройств с частотно-модулированным тактированием // Электромагнитные волны и электронные системы. 2025. № 5. С. 7–19.
22. Serial ATA Revision 3.5 [Electronical Resource]. URL: https://sata-io.org/system/files/specifications/SerialATA_Revision_3_5_Gold.pdf (дата обращения: 28.10.2025).
23. *Kuznetsov Y. et al.* Autocorrelation Analysis and Near-Field Localization of the Radiating Sources with Cyclostationary Properties // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2020. Vol. 62. Iss. 5. P. 2186–2195.
24. Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference / Ed. B. Boashash. Academic Press, 2015. 1056 p.

Clock Recovery of High-Speed Data Transmission Interfaces

YU.V. KUZNETSOV, M.A. KONOVALYUK, A.B. BAEV, AND A.A. GORBUNOVA

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow

This paper presents a synchronization signal recovery, both with and without spread spectrum clocking, by post-processing of waveform acquisitions in high-speed interface transmission lines. A count random process model was used for derivation the algorithm of clock recovery from the encoded data signals. The dependence of the reconstructed synchronization signal phase on random intervals between sign changes is determined. A signal flow algorithm for converting a high-speed interface signal, measured by a digital oscilloscope, into a synchronization signal is developed. The effectiveness of the developed algorithm of synchronization signal recovery for frequency modulated measured data of high-speed interface is demonstrated.

Bit error ratio, clock signal recovery, spread spectrum clocking, cyclostationary process, jitter