

Разделение циклостационарных сигналов и наводок в линиях передачи печатных плат методом независимых компонент

Ю. В. Кузнецов, А. Б. Баев✉, М. А. Коновалюк, А. А. Горбунова

Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет), Москва, Россия

✉ baev@mai.ru

Аннотация

Введение. При разработке и тестировании высокоскоростных линий связи цифровых электронных устройств проводится контроль формы электрических сигналов и наводок в линиях передачи с использованием глазковых диаграмм. В настоящее время контроль осуществляется с использованием многоканальных измерительных приборов, позволяющих определять форму импульсных сигналов и связанных с ними импульсных перекрестных помех.

Цель работы. Разработка способа слепой идентификации модели неизвестного сигнала, измеренного цифровым осциллографом в микрополосковых линиях передачи.

Материалы и методы. В работе использована модель сигнала, представляющего собой сумму информационного сигнала, межсимвольной интерференции и перекрестной помехи от соседней линии передачи в предположении статистической независимости символов их источников. Реализованный способ слепой идентификации позволил выполнить разделение трех компонент сигнала и определить их парциальные импульсные отклики. Предложенная процедура оценки характеристик модели сигнала включает в себя предварительную обработку измеренных данных с использованием метода главных компонент и последующий анализ независимых компонент на основе статистических характеристик четвертого порядка.

Результаты. В статье представлены результаты параллельной и независимой обработки экспериментальных данных, измеренных в микрополосковых линиях передачи двух близкорасположенных печатных плат, демонстрирующие эффективность предложенного способа разделения сигналов. Проведено сравнение методов слепого разделения сигналов на основе статистик второго порядка, кумулянтов четвертого порядка и метода независимых компонент. Результаты проведенного моделирования показали, что для произвольной формы парциальных импульсов метод независимых компонент обеспечивает наилучшее качество восстановления.

Заключение. Разработанный способ слепой идентификации параметров сигналов, измеренных в высокоскоростных линиях связи цифровых электронных устройств, позволит расширить функционал систем проектирования и тестирования многоканальных проводных линий связи.

Ключевые слова: перекрестная помеха, метод слепой идентификации, метод главных компонент, циклостационарный процесс, кумулянт четвертого порядка

Для цитирования: Разделение циклостационарных сигналов и наводок в линиях передачи печатных плат методом независимых компонент / Ю. В. Кузнецов, А. Б. Баев, М. А. Коновалюк, А. А. Горбунова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 5. С. 6–23. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-5-6-23

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 14.06.2024; принята к публикации после рецензирования 16.07.2024; опубликована онлайн 29.11.2024

Separation of Cyclostationary Signals and Interference in Transmission Lines of Printed Circuit Boards Based on Independent Component Analysis

Yury V. Kuznetsov, Andrey B. Baev✉,
Maxim A. Konovalyuk, Anastasia A. Gorbunova

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia

✉ baev@mai.ru

Abstract

Introduction. When developing and testing high-speed communication links of digital electronic devices, the pulse shape of electrical signals and interference in transmission lines is commonly controlled using eye diagrams. Partial pulse responses are estimated by modern multi-channel testing and measuring equipment using specific testing procedures.

Aim. To develop an approach to blind identification of a wireline communication signal measured by a digital oscilloscope in microstrip transmission lines.

Materials and methods. The study was carried out using a communication signal model composed of a superposition of the information signal, intersymbol interference, and crosstalk interference from an adjacent transmission line, with the symbols of these signal sources being assumed statistically independent. The implemented blind identification method makes it possible to separate three components of the signal and evaluate their partial pulse responses. The proposed procedure for signal separation includes preliminary processing of the data measured by principal component analysis followed by an analysis of independent components based on fourth-order statistical characteristics.

Results. The performance of the proposed signal separation method is demonstrated using the results of parallel and independent data processing measured in microstrip transmission lines in an experimental setup with two closely spaced printed circuit boards. A comparison of blind signal separation methods is carried out based on second-order statistics, fourth-order cumulants, and independent component analysis. The proposed method of independent component analysis demonstrated the highest efficiency in terms of minimum bit error probability for blind signal separation with arbitrary partial pulse responses, which was confirmed by simulation results.

Conclusion. The developed approach to blind identification of wireline signal parameters measured in high-density integrated digital electronic devices extends the range of systems for circuit design and testing of multi-channel high-speed communication lines.

Keywords: crosstalk, blind identification method, principal component analysis, cyclostationary process, fourth order cumulant

For citation: Kuznetsov Yu. V., Baev A. B., Konovalyuk M. A., Gorbunova A. A. Separation of Cyclostationary Signals and Interference in Transmission Lines of Printed Circuit Boards Based on Independent Component Analysis. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 5, pp. 6–23. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-5-6-23

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 14.06.2024; accepted 16.07.2024; published online 29.11.2024

Введение. При разработке высокотехнологичных электронных устройств требуется проведение измерений временных характеристик и контроль целостности сигналов в линиях передачи данных в полосе частот до десятков гигагерц [1]. Одним из самых важных этапов разработки цифрового электронного устройства явля-

ется создание современных версий технических спецификаций на высокоскоростные линии связи, необходимые для передачи электрических сигналов по проводникам печатных плат [2].

Нарушение целостности сигналов в проводных интерфейсах может приводить к снижению скорости передачи данных и существенному

замедлению функционирования электронного устройства. Контроль целостности сигнала осуществляется для оптимизации передатчика и приемника в проводной системе связи и заключается в определении характеристик информационного сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), перекрестных помех и межсимвольной интерференции [3]. Анализ характеристики сигналов и помех в линиях передачи проводится во временной области с применением методов статистической обработки [4].

Наблюдаемые синхронно с частотой следования символов случайные импульсные отклики в линии передачи принято представлять контрольными глазковыми диаграммами. Случайные изменения формы наблюдаемых откликов обусловлены межсимвольной интерференцией – наложением переходных процессов, формирующих фронты предшествующих импульсов, и перекрестными помехами, вызванными наводками от параллельных каналов передачи данных.

В описываемом исследовании рассмотрен случай последовательной передачи бинарных данных в дуплексном канале связи. В каждой линии канала связи данные независимых источников передаются асинхронно и с одинаковой скоростью. На рис. 1 представлены примеры

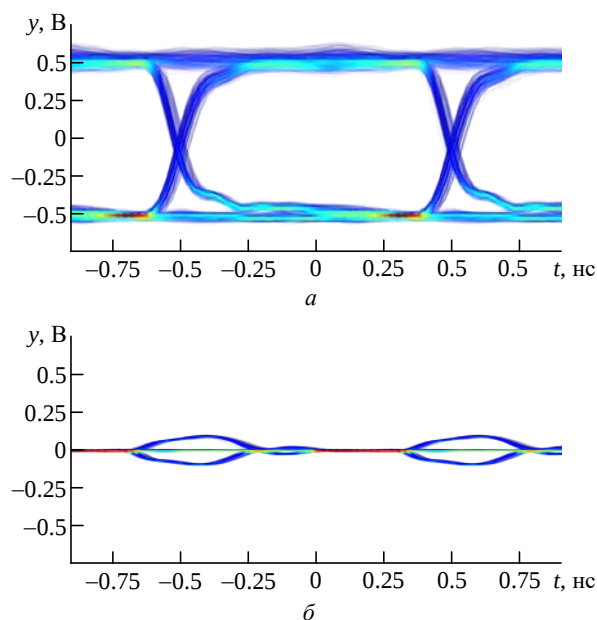


Рис. 1. Глазковые диаграммы в двухканальной линии при одноканальной передаче: *a* – сигнал в канале 1; *б* – наводка в канале 2

Fig. 1. Eye diagrams in a two-channel link with single-link transmission: *a* – signal in channel 1; *б* – crosstalk in channel 2

реализаций глазковых диаграмм сигналов в двухканальной линии при одноканальной передаче. В этом случае (рис. 1, *б*) в канале 2 наблюдается сигнал наводки, обусловленный передачей данных в канале 1. При асинхронной передаче данных по двум каналам (рис. 2) в каждом канале наблюдаются искажения, вызванные перекрестными помехами от соседнего канала.

Импульсные отклики для сигналов и помех, наблюдаемые на интервале времени, ограниченном длительностью одного символа информации, принято называть парциальными откликами или импульсами [5]. Парциальные импульсы могут быть использованы для формирования модели сигнала, наблюдаемого в линии передачи. Основными составляющими модели являются информационный сигнал, межсимвольная интерференция и перекрестная помеха.

Данное исследование посвящено решению задачи оценки характеристик модели сигнала, измеренного в высокоскоростной линии передачи. В качестве характеристик выбраны форма парциальных откликов и последовательность передаваемых символов для каждой из трех составляющих модели в отдельности. Полученные характеристики предлагается использовать для восстановления трех сигналов в линии переда-

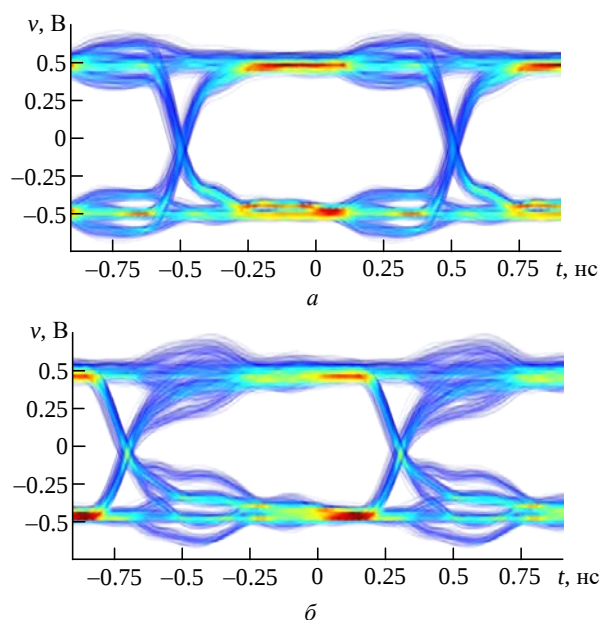


Рис. 2. Глазковые диаграммы в двухканальной линии при двухканальной асинхронной передаче: *a* – сигнал с наводкой в канале 1; *б* – сигнал с наводкой в канале 2

Fig. 2. Eye diagrams in a two-channel link with double-link asynchronous transmission: *a* – signal with crosstalk in channel 1; *б* – signal with crosstalk in channel 2

чи: информационного сигнала, сигнала межсимвольной интерференции и перекрестной помехи.

При высокоскоростной последовательной передаче данных в проводных линиях связи широко используются сигналы с АИМ. В большинстве современных электронных устройств информационные символы предварительно преобразуются для последовательной передачи по каналам связи с использованием скремблера и кодера. Эти преобразования предназначены для стационаризации статистических характеристик символического потока, а сам поток данных может рассматриваться как стационарный дискретный случайный процесс. Поток кодированных цифровых данных модулирует по амплитуде импульсы. Простейшей моделью потока данных является упорядоченная последовательность независимо и одинаково распределенных случайных величин. При этом формируемый сигнал с АИМ, а также сигналы с другими видами кодоимпульсной модуляции обладают свойствами циклостационарности [6, 7] с циклическим периодом, равным интервалу следования импульсов.

АИМ-сигнал анализируется с использованием глазковых диаграмм на одном или нескольких циклических периодах. На диаграммах отображается синхронный ансамбль реализаций случайного процесса. Согласно теореме Карунена–Лоэва [8], главными компонентами ансамбля являются ортогональные функции, с помощью которых представляется циклостационарный процесс и его автокорреляционная функция. Коэффициентами разложения случайного процесса в базисе ортогональных функций являются некоррелированные координаты или, иначе, линейно независимые случайные величины.

Для описания наблюдаемого на одном циклическом периоде сигнала, искаженного межсимвольной интерференцией и перекрестной помехой, можно воспользоваться простейшей линейной моделью независимых компонент. Независимыми компонентами в рамках такой модели являются информационные символы и символы источников межсимвольной интерференции и перекрестных помех. Для описания соответствующей вероятностной модели может быть использован случайный вектор, объединяющий статистически независимые случайные величины.

Статистические характеристики вектора наблюдения широко освещены в литературе [9, 10], включая статистики четвертого порядка. В теоретическом разделе статьи представлено сравнение эквивалентных подходов к описанию кумулянтов четвертого порядка. Одним подходом является применение тензорных вычислений. Другой подход позволяет использовать линейную алгебру для матричного представления тензора. Для кумулянтов четвертого порядка следует также отметить значительное увеличение числа учитываемых элементов статистики по сравнению с корреляцией. Корреляционная матрица для случайного вектора с m координатами содержит m^2 взаимных корреляций координат. Тензор кумулянта четвертого порядка для этого вектора содержит m^4 взаимных кумулянтов четырех координат вектора.

В данной статье рассмотрены методы слепого разделения сигналов на основе моментов второго порядка, кумулянтов четвертого порядка и их комбинации. Выполнено сравнение представленных методов на модели сигнала в линии передачи при использовании ортогональных и неортогональных парциальных импульсов. По результатам моделирования предложен комбинированный способ для обработки экспериментальных данных, в которых парциальные импульсы информационного сигнала и наводки содержат как ортогональные, так и неортогональные отклики.

В статье представлены результаты экспериментальных исследований сигналов в линии передачи данных с использованием методов главных и независимых компонент. Метод главных компонент использован на первом этапе статистической обработки измеренного сигнала для сокращения размерности пространства сигнала и определения некоррелированных координат вектора наблюдения. Метод независимых компонент позволил выполнить разделение сигналов, которое основано на статистической независимости символов источника сигнала в линии передачи и символов источника наводки. В результате анализа независимых компонент были определены формы парциальных импульсов и последовательности символов источников сигнала и наводки.

Модель сигнала. При последовательной

передаче бинарных данных в линиях передачи, образующих физическую среду канала связи, формируются электрические сигналы с двухуровневой АИМ. Интервал следования импульсов Δ обратно пропорционален скорости передачи бит. Длительность одиночного импульса превышает длительность интервала следования импульсов за счет переходных процессов в линии передачи, что влечет за собой появление межсимвольной интерференции в канале связи. Передача импульсных сигналов в двух близко расположенных линиях передачи формирует перекрестные помехи.

Таким образом, наблюдаемый сигнал в линии передачи может рассматриваться как аддитивная смесь передаваемого информационного сигнала, искаженного межсимвольной интерференцией, перекрестной помехи и шума [11]. Вероятность ошибочного приема информационного символа (ИС) $s_{ИС}(n)$, который передается в течение n -го интервала битовой последовательности по линии канала связи, увеличивается при росте уровня шумов и помех. Увеличение уровня шумов и помех относительно интенсивности АИМ-сигнала в линиях передачи вызывается, главным образом, не за счет внешних источников, а за счет увеличения скорости передачи данных, которое приводит к перетеканию мощности от полезных источников к источникам помех.

Источники непреднамеренных помех, синхронные с источником ИС, определяются символами межсимвольной интерференции (МСИ) $s_{МСИ}(n)$ и перекрестной помехи (ПП) $s_{ПП}(n)$. Наблюдаемые синхронно случайные символы ИС, МСИ и ПП считаются независимыми на n -м интервале битовой последовательности. Закон распределения вероятностей случайного процесса для каждой последовательности символов является стационарным в строгом смысле, что обусловлено предположением об одинаковом и независимом распределении вероятностей символов для соседних интервалов битовой последовательности. Последовательность ИС описывается процессом Бернулли. Символы МСИ и ПП характеризуются двумя различными законами распределений.

В рамках рассматриваемой модели сигнала символы трех источников могут быть объединены в случайный вектор:

$$\mathbf{s}(n) = [s_{ИС}(n) \ s_{МСИ}(n) \ s_{ПП}(n)]^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1},$$

где T – операция транспонирования.

Детерминированные временные характеристики рассматриваемых синхронных источников случайных сигналов, наблюдаемые на интервале времени Δ , описываются парциальными импульсами [12, 13]. Для трех рассматриваемых синхронных источников на рис. 3 показаны формы парциальных импульсов информационного символа $a_{ИС}(t)$, межсимвольной интерференции $a_{МСИ}(t)$ и перекрестной помехи $a_{ПП}(t)$ и их суммарный отклик (рис. 3, б).

Парциальные импульсы в рассматриваемой модели формируют детерминированный вектор параметров:

$$\mathbf{a}(t) = [a_{ИС}(t) \ a_{МСИ}(t) \ a_{ПП}(t)]^T.$$

Размерность пространства парциальных импульсов определяется количеством главных компонент на интервале времени Δ и совпадает с размерностью пространства независимых источников.

Одиночная n -я компонента искаженного помехами АИМ-сигнала описывается линейной модуляцией вектора детерминированных им-

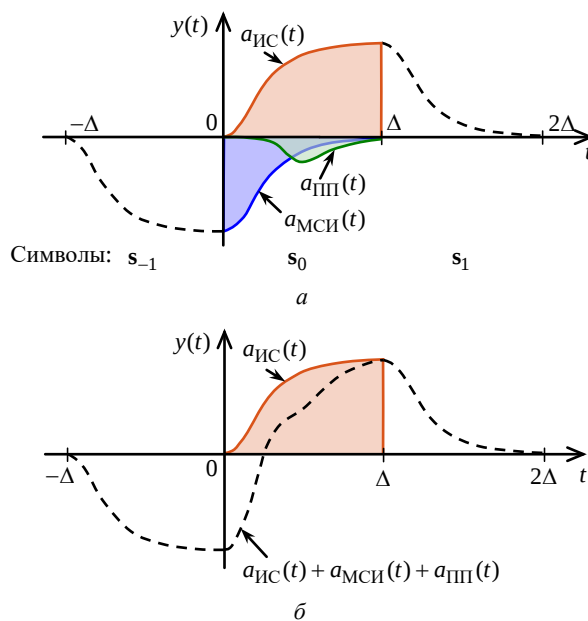


Рис. 3. Форма парциальных импульсов в линии передачи: а – ИС, МСИ и ПП; б – суммарный отклик

Fig. 3. The shape of partial pulses in the transmission line: а – information symbol, intersymbol interference and crosstalk; б – total response

пульсов $\mathbf{a}(t)$, задержанного на интервал времени $n\Delta$, случайным значением n -го вектора символов $\mathbf{s}(n)$. Таким образом, рассматриваемый АИМ-сигнал является непрерывным случайным циклостационарным сигналом с циклическим периодом Δ [14].

Наблюдаемый непрерывный циклостационарный сигнал в линии передачи $y(t)$ может быть представлен в виде скалярного произведения случайного вектора символов источников $\mathbf{s}(n)$ и детерминированного вектора $\mathbf{a}(t)$ парциальных импульсов в присутствии аддитивного шума $w(t)$ в следующем виде:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{a}^T(t - n\Delta) \mathbf{s}(n) + w(t).$$

Вектор наблюдения $\mathbf{y}(n)$ объединяет M дискретных сигналов $\{y_i(n)\}_{i=1}^M$ следующим образом:

$$\mathbf{y}(n) = [y_1(n) \dots y_M(n)]^T \in \mathbb{R}^{M \times 1}, \quad (1)$$

где i -й элемент получен из сигнала $y(t)$ сдвигом по времени на $\tau_i = (i-1)\Delta/M$, $i=1, \dots, M$, с последующей дискретизацией с интервалом Δ :

$$y_i(n) = y(n\Delta + \tau_i) = \mathbf{a}^T(\tau_i) \mathbf{s}(n) + w(n\Delta + \tau_i).$$

Для исследования вектора наблюдения далее рассмотрены статистические характеристики первого, второго и четвертого порядка случайного вектора.

Статистические характеристики случайного вектора. При определении статистических характеристик случайных сигналов [15] широко используется их преобразование в случайный вектор, позволяющее использовать аппарат линейной алгебры. При этом для определения статистик четвертого порядка используются также тензоры четвертого порядка [10].

Если для случайного вектора $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_m]^T \in \mathbb{R}^m$ задана плотность вероятности $f_{\mathbf{x}}(\xi)$, то для i -й координаты x_i математическое ожидание функции $g(x_i)$ определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} E\{g(x_i)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi_i) f_{\mathbf{x}}(\xi) d^m \xi = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi_i) f_{x_i}(\xi_i) d\xi_i, \end{aligned}$$

где $f_{x_i}(\xi_i)$ – одномерная маргинальная плотность вероятности i -й координаты.

Случайный вектор $\mathbf{x}$ характеризуется нулевым вектором математических ожиданий, если

$$\boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}\} = \mathbf{0},$$

где $\mathbf{0} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ – нулевой вектор.

Взаимная корреляция i -й и j -й координат случайного вектора x_i и x_j является взаимным моментом второго порядка:

$$\begin{aligned} E\{x_i x_j\} &= \int_{-\infty}^{\infty} \xi_i \xi_j f_{\mathbf{x}}(\xi) d^m \xi = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \xi_i \xi_j f_{x_i, x_j}(\xi_i, \xi_j) d\xi_i d\xi_j, \end{aligned}$$

где $f_{x_i, x_j}(\xi_i, \xi_j)$ – совместная двумерная плотность вероятности i -й и j -й координат.

Корреляционные свойства случайного вектора описываются с использованием корреляционной матрицы:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^T\} \in \mathbb{R}^{m \times m}.$$

Корреляционная матрица полного ранга $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$ представляется в виде собственных векторов $\{\mathbf{v}_p \in \mathbb{R}^{m \times 1}\}_{p=1}^m$ и собственных значений

$$\{\lambda_p\}_{p=1}^m:$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = \sum_{p=1}^m \lambda_p \mathbf{v}_p \mathbf{v}_p^T.$$

Для случайного вектора $\mathbf{w}$ с нулевым вектором математических ожиданий $\boldsymbol{\mu}_{\mathbf{w}} = \mathbf{0}$, координаты которого взаимно не коррелированы и имеют одинаковую мощность σ_w^2 , корреляционная матрица имеет диагональный вид:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = \sigma_w^2 \mathbf{I},$$

где $I \in \mathbb{R}^{m \times m}$ – единичная матрица.

Если для случайного вектора $\mathbf{x}$ с нулевым вектором математических ожиданий $\mu_{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ координаты вектора коррелированы, то определение вектора некоррелированных координат $\mathbf{z}$ выполняется с использованием следующего выражения:

$$\mathbf{z} = R_{\mathbf{xx}}^{-1/2} \mathbf{x} = \Lambda^{-1/2} V^T \mathbf{x},$$

где $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_m)$ – диагональная матрица собственных значений; $V = [v_1 \dots v_m]$ – матрица собственных векторов. Корреляционная матрица вектора некоррелированных координат $\mathbf{z}$ является единичной матрицей:

$$R_{\mathbf{zz}} = I.$$

Математическое ожидание для произведения четырех координат случайного вектора x_i, x_j, x_k и x_l является взаимным моментом четвертого порядка:

$$E\{x_i x_j x_k x_l\} = \int_{-\infty}^{\infty} \xi_i \xi_j \xi_k \xi_l f_{\mathbf{x}}(\xi) d^m \xi.$$

Современные вычислительные методы линейной алгебры хорошо развиты и реализованы в большинстве программ математических вычислений. Существуют также вычислительные программы, которые поддерживают математические операции с многомерными массивами. Такие математические операции не являются широко известными и требуются для описания статистических характеристик четвертого порядка для случайного вектора [10].

Произведение матрицы $A \in \mathbb{R}^{M \times N}$ и тензора $\mathcal{A} \in \mathbb{R}^{I_1 \times \dots \times I_n \times \dots \times I_L}$ вдоль его n -го измерения обозначается символом $\times_n$ и определяется выражением для $(j_1 \dots j_n \dots j_L)$ -го элемента $(\mathcal{A} \times_n A) \in \mathbb{R}^{J_1 \times \dots \times J_n \times \dots \times J_L}$ следующим образом:

$$(\mathcal{A} \times_n A)_{j_1 \dots j_n \dots j_L} = \sum_{i_n=1}^N (A)_{j_n i_n} (\mathcal{A})_{j_1 \dots j_n \dots j_L},$$

где $I_n = N$ – число элементов тензора $\mathcal{A}$ вдоль n -го измерения; $J_n = M$ – число элементов

тензора $\mathcal{A} \times_n A$ вдоль n -го измерения; $J_{k \neq n} = I_{k \neq n}$; L – число измерений тензора.

Тензор кумулянта четвертого порядка $Q_{\mathbf{xxxx}} \in \mathbb{R}^{m \times m \times m \times m}$ для случайного вектора $\mathbf{x}$ с нулевым вектором математических ожиданий $\mu_{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} Q_{\mathbf{xxxx}} = & E\{\mathbf{x} \times_2 \mathbf{x} \times_3 \mathbf{x} \times_4 \mathbf{x}\} - \\ & - E\{\mathbf{x} \times_2 \mathbf{x}\} \times_3 E\{\mathbf{x} \times_4 \mathbf{x}\} - \\ & - E\{\mathbf{x} \times_3 \mathbf{x}\} \times_2 E\{\mathbf{x} \times_4 \mathbf{x}\} - \\ & - E\{\mathbf{x} \times_4 \mathbf{x}\} \times_2 E\{\mathbf{x} \times_3 \mathbf{x}\}. \end{aligned}$$

Кумулянт четвертого порядка для случайного вектора $\mathbf{x}$ с нулевым вектором математических ожиданий $\mu_{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ можно определить с использованием квадроквариационной матрицы [9]. Квадроквариационная матрица $Q_{\mathbf{xxxx}} \in \mathbb{R}^{m^2 \times m^2}$ является матричным представлением тензора кумулянта четвертого порядка:

$$\begin{aligned} (Q_{\mathbf{xxxx}})_{(i-1)m+j, (k-1)m+l} &= (Q_{\mathbf{xxxx}})_{ijkl} = \\ &= E\{x_i x_j x_k x_l\} - E\{x_i x_j\} E\{x_k x_l\} - \\ &- E\{x_i x_k\} E\{x_j x_l\} - E\{x_i x_l\} E\{x_j x_k\}. \end{aligned}$$

Квадроквариационная матрица позволяет вычислить кумулянт с использованием статистических характеристик второго порядка для вектора, координаты которого связаны квадратичным преобразованием с координатами исходного вектора $\mathbf{x}$. Квадроквариационная матрица $Q_{\mathbf{xxxx}}$ случайного вектора $\mathbf{x}$ определяется разностью между ковариационной матрицей векторной функции преобразования $\mathbf{g}(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^{m^2 \times 1}$ и математическим ожиданием матричной функции $G(\mathbf{xx}^T) \in \mathbb{R}^{m^2 \times m^2}$:

$$\begin{aligned} Q_{\mathbf{xxxx}} = & E\left\{\left(\mathbf{g}(\mathbf{x}) - E\{\mathbf{g}(\mathbf{x})\}\right)\left(\mathbf{g}(\mathbf{x}) - E\{\mathbf{g}(\mathbf{x})\}\right)^T\right\} - \\ & - E\{G(\mathbf{xx}^T)\}, \end{aligned}$$

где $\mathbf{g}(\mathbf{x}) \in \mathbf{x} \otimes \mathbf{x}$ – векторная функция; $\otimes$ – символ кронекеровского произведения; $G(R) = R \otimes R + (\mathbf{1}^T \otimes R) \odot (R \otimes \mathbf{1}^T)$ – матрич-

ная функция; $R \in \mathbb{R}^{m \times m}$ – квадратная матрица; $\mathbf{1} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ – единичный вектор; $\odot$ – символ попарного кронекеровского произведения столбцов матрицы слева и матрицы справа, имеющих одинаковое число столбцов.

Кронекеровское произведение матрицы $A \in \mathbb{R}^{m \times n}$ и матрицы $B \in \mathbb{R}^{M \times N}$ определяется выражением

$$A \otimes B = \begin{bmatrix} a_{11}B & \cdots & a_{1m}B \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1}B & \cdots & a_{nm}B \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{mM \times nN}.$$

Операция для определения составной матрицы из попарных кронекеровских произведений столбцов матрицы $A = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_m] \in \mathbb{R}^{M \times m}$ и столбцов матрицы $B = [\mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_m] \in \mathbb{R}^{N \times m}$ определяется следующим выражением:

$$A \odot B = [\mathbf{a}_1 \otimes \mathbf{b}_1 \dots \mathbf{a}_m \otimes \mathbf{b}_m] \in \mathbb{R}^{MN \times m}.$$

Квадроквариационная матрица $Q_{\mathbf{xxxx}}$ является матрицей неполного ранга m и представляется с помощью собственных векторов $\{\mathbf{m}_p \in \mathbb{R}^{m^2 \times 1}\}_{p=1}^m$ и собственных значений $\{k_p\}_{p=1}^m$:

$$Q_{\mathbf{xxxx}} = \sum_{p=1}^m k_p \mathbf{m}_p \mathbf{m}_p^T.$$

Собственный вектор $\mathbf{m}_p$ является векторным представлением собственной матрицы тензора $M_p \in \mathbb{R}^{m \times m}$ кумулянта четвертого порядка:

$$(\mathbf{m}_p)_{(i-1)m+j} = (M_p)_{ij}.$$

Тензор кумулянта четвертого порядка представляется в виде собственной матрицы $\{M_p \in \mathbb{R}^{m \times m}\}_{p=1}^m$ и собственных значений $\{k_p\}_{p=1}^m$ в соответствии с выражением

$$Q_{\mathbf{xxxx}} = \sum_{p=1}^m k_p \mathfrak{J} \times_1 M_p \times_2 M_p,$$

где $\mathfrak{J} \in \mathbb{R}^{m \times m \times m \times m}$ – единичный тензор, элементы которого определяются элементами единичной матрицы $I \in \mathbb{R}^{m^2 \times m^2}$ с использованием следующего выражения:

$$(\mathfrak{J})_{ijkl} = (I)_{(i-1)m+j, (k-1)m+l}.$$

Если координаты вектора являются независимыми случайными величинами, то совместная плотность вероятности определяется произведением маргинальных плотностей вероятностей:

$$f_{x_1, x_2, \dots, x_m}(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m) = \prod_{p=1}^m f_{x_p}(\xi_p).$$

Корреляционная матрица $R_{\mathbf{xx}}$ случайного вектора $\mathbf{x}$ с нулевым средним и независимыми координатами имеет диагональный вид и ее элементы определяются выражением

$$(R_{\mathbf{xx}})_{ij} = \begin{cases} E\{x_i^2\}, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

Элементы соответствующего тензора $Q_{\mathbf{xxxx}}$ кумулянта четвертого порядка для того же вектора $\mathbf{x}$ определяются выражением

$$(Q_{\mathbf{xxxx}})_{ijkl} = \begin{cases} E\{x_i^4\} - 3E\{x_i^2\}^2, & i = j = k = l \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Дискретный по времени случайный процесс $s(n)$, отсчеты которого имеют независимое и одинаковое распределение вероятностей, является стационарным в строгом смысле случайным процессом [16]. Для вектора наблюдения $\mathbf{s}(n)$ плотность вероятности не зависит от времени и является инвариантной к сдвигу k по времени:

$$f_{\mathbf{s}(n+k)}(\xi; n+k) = f_{\mathbf{s}(n)}(\xi; n) = f_{\mathbf{s}(n)}(\xi),$$

где $s_i(n) = s(n+i-1)$ – i -я координата вектора наблюдения $\mathbf{s}(n)$, полученная сдвигом по времени стационарного в строгом смысле процесса $s(n)$, которая описывается плотностью вероятности, совпадающей с плотностью вероятности j -й компоненты вектора наблюдения $\mathbf{s}(n)$:

$$f_{s_i(n)}(\xi) = f_{s_j(n)}(\xi).$$

Многомерная плотность вероятности стационарного в строгом смысле процесса $s(n)$ является произведением m одинаковых одномерных плотностей вероятностей:

$$f_{s_1(n), \dots, s_m(n)}(\xi_1, \dots, \xi_m) = \prod_{i=1}^m f_{s_i(n)}(\xi_i).$$

Стационарный в строгом смысле случайный процесс используется в качестве простейшей модели наблюдения информационных символов или шума. Для телекоммуникационных сигналов часто используется модель циклоstationарного процесса [7]. Дискретный циклоstationарный случайный процесс $x(n)$ образуется из стационарного в строгом смысле случайного процесса $s(n)$ с использованием следующего выражения:

$$x(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m)\theta(n-mM),$$

где функция $\theta(n)$ определяется элементами произвольного детерминированного вектора $\theta \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ следующим образом:

$$\theta(n) = \sum_{i=1}^M (\theta)_i \delta(n-i+1),$$

$\delta(n)$ – дельта-функция Кронекера.

Для M -мерного вектора наблюдения $\mathbf{x}(n)$ плотность вероятности является периодической функцией времени с циклическим периодом M :

$$f_{\mathbf{x}(n)}(\xi; n) = f_{\mathbf{x}(n+kM)}(\xi; n+kM),$$

где $x_i(n) = x(n+i-1)$ – i -я координата вектора наблюдения $\mathbf{x}(n)$, полученная сдвигом случайного процесса $x(n)$ по времени.

Дискретный случайный процесс $y_i(n)$, образованный из циклоstationарного случайного процесса $x(n)$ с циклическим периодом M согласно выражению

$$y_i(n) = x(nM+i-1) = \theta_i s(n),$$

является стационарным процессом. Для M -мерного вектора наблюдения, составленного из

совокупности процессов $\{y_i(n)\}_{i=1}^M$ согласно выражению

$$\mathbf{y}(n) = [y_1(n) \dots y_M(n)]^T = \theta \mathbf{s}(n) \in \mathbb{R}^{M \times 1},$$

плотность вероятности не зависит от времени и является инвариантной к сдвигу по времени

$$f_{\mathbf{y}(n+k)}(\xi; n+k) = f_{\mathbf{y}(n)}(\xi; n) = f_{\mathbf{y}(n)}(\xi),$$

что соответствует стационарному процессу.

Разделение сигналов и методы слепой идентификации. Модель вектора наблюдения $\mathbf{y}(n)$ (1) может быть представлена с использованием матрицы смешивания $A = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_m] \in \mathbb{R}^{M \times m}$, вектора независимых компонент $\mathbf{s}(n) = [s_1(n) \dots s_m(n)]^T \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ и вектора шумов наблюдения $\mathbf{w}(n) \in \mathbb{R}^{M \times 1}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(n) &= A\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}(n) = \\ &= \sum_{p=1}^m \mathbf{a}_p s_p(n) + \mathbf{w}(n) = \sum_{p=1}^m \mathbf{x}_p(n) + \mathbf{w}(n), \end{aligned}$$

где ij -й элемент матрицы смешивания определяется значением j -го парциального импульса для i -го сдвига $a_j(\tau_i)$:

$$(A)_{ij} = a_j(\tau_i),$$

$\mathbf{x}_p(n) = \mathbf{a}_p s_p(n) \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ – вектор для сигнала p -го независимого источника.

Вектор наблюдения $\mathbf{y}(n)$ является стационарным случайным вектором, поскольку случайный вектор независимых источников $\mathbf{s}(n)$ и случайный вектор шумов наблюдения $\mathbf{w}(n)$ предполагаются стационарными. Координаты векторов $\mathbf{s}(n)$ и $\mathbf{w}(n)$ предполагаются несмещенными, поэтому векторы математических ожиданий являются нулевыми:

$$\begin{aligned} \mu_{\mathbf{s}} &= \mathbf{0} \in \mathbb{R}^{m \times 1}; \mu_{\mathbf{w}} = \mathbf{0} \in \mathbb{R}^{M \times 1}; \\ \mu_{\mathbf{y}} &= A\mu_{\mathbf{s}} + \mu_{\mathbf{w}} = \mathbf{0} \in \mathbb{R}^{M \times 1}. \end{aligned}$$

Корреляционная матрица вектора наблюдения $\mathbf{y}(n)$ имеет вид

$$R_{yy} = AR_{ss}A^T + \sigma_w^2 I,$$

где R_{ss} – корреляционная матрица независимых символов; σ_w^2 – мощность шумов наблюдения.

Оценка вектора независимых компонент по методу наименьших квадратов может быть получена с использованием выражения

$$\hat{s}(n) = A^+ y(n),$$

где $A^+ = (A^T A)^{-1} A^T$ – псевдообратная матрица Мура–Пенроуза, являющаяся матрицей разделения независимых компонент.

Оценка вектора для сигнала p -го независимого источника может быть получена с использованием выражения

$$\hat{x}_p(n) = a_p \hat{s}_p(n).$$

Таким образом, для разделения сигналов требуется знание матрицы смешивания. Если матрица смешивания неизвестна, то для ее определения применяют методы слепой идентификации [10].

Для слепой идентификации на основе статистических характеристик второго порядка используется собственный вектор v_p и собственное значение λ_p корреляционной матрицы вектора наблюдения, удовлетворяющие выражению

$$R_{yy} v_p = \lambda_p v_p.$$

Выражение для определения матрицы смешивания с использованием метода идентификации на основе статистик второго порядка имеет следующий вид:

$$A_{II} = V(\Lambda - \sigma_w^2 I)^{1/2},$$

где $V = [v_1 \dots v_m]$ – матрица собственных векторов; $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_m)$ – диагональная матрица собственных значений.

Квадроквариационная матрица гауссовских шумов наблюдения является нулевой матрицей, поскольку для гауссовского распределения кумулянты старше второго порядка равны нулю:

$$Q_{www} = 0.$$

Квадроквариационная матрица вектора наблюдения для случая гауссовских шумов наблюдения

определяется следующим выражением:

$$Q_{yyyy} = (A \otimes A) Q_{ssss} (A \otimes A)^T + Q_{www} = (A \otimes A) Q_{ssss} (A \otimes A)^T,$$

где Q_{ssss} – квадроквариационная матрица независимых источников.

Тензор кумулянта четвертого порядка вектора наблюдения, который соответствует квадроквариационной матрице Q_{yyyy} , определяется следующим образом:

$$Q_{yyyy} = Q_{ssss} \times_1 A \times_2 A \times_3 A \times_4 A,$$

где Q_{ssss} – тензор кумулянта четвертого порядка для независимых источников, соответствующий квадроквариационной матрице Q_{ssss} .

Для слепой идентификации на основе статистических характеристик четвертого порядка используется собственный вектор m_p и собственное значение k_p квадроквариационной матрицы вектора наблюдения, удовлетворяющие выражению

$$Q_{yyyy} m_p = k_p m_p.$$

Альтернативно может использоваться выражение для собственной матрицы M_p и собственного значения κ_p тензора кумулянта четвертого порядка

$$\langle Q_{yyyy}, M_p \rangle = \kappa_p M_p,$$

где k -й элемент скалярного произведения тензора и матрицы определяется выражением

$$(\langle Q_{yyyy}, M_p \rangle)_{kl} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m (M_p)_{ij} (Q_{yyyy})_{ijkl}.$$

Элементы собственной матрицы M_p и элемента собственного вектора m_p связаны выражением

$$(M_p)_{ij} = (m_p)_{(i-1)M+j}.$$

Собственный вектор Φ_p для матрицы M_p единичного ранга определяется из уравнения

$$\mathcal{M}_p \Phi_p = \Phi_p.$$

Выражение для определения матрицы смешивания с использованием метода идентификации на основе статистик четвертого порядка имеет следующий вид:

$$A_{IV} = \Phi \left(\Lambda - \sigma_w^2 I \right)^{1/2},$$

где $\Phi = [\Phi_1 \Phi_2 \dots \Phi_m] \in \mathbb{R}^{M \times m}$.

Анализ вектора наблюдения $\mathbf{y}(n) \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ методом главных компонент позволяет получить вектор некоррелированных координат меньшей размерности

$$\mathbf{z}(n) = D\mathbf{y}(n) \in \mathbb{R}^{m \times 1},$$

где

$$D = \left(\Lambda - \sigma_w^2 I \right)^{1/2} V^T.$$

Квадроквариационная матрица вектора некоррелированных координат $\mathbf{z}(n)$ определяется выражением

$$Q_{zzzz} = (H \otimes H) Q_{ssss} (H \otimes H)^T$$

и соответствует тензору кумулянта четвертого порядка

$$Q_{zzzz} = Q_{ssss} \times_1 H \times_2 H \times_3 H \times_4 H, \quad H = DA.$$

Для слепой идентификации на основе метода независимых компонент используется собственный вектор $\mathbf{u}_p$ и собственное значение v_p квадроквариационной матрицы вектора $\mathbf{z}(n)$, удовлетворяющие выражению

$$Q_{zzzz} \mathbf{u}_p = v_p \mathbf{u}_p.$$

Альтернативно может использоваться выражение для собственной матрицы U_p и собственного значения v_p тензора кумулянта четвертого порядка:

$$\langle Q_{zzzz}, U_p \rangle = v_p U_p.$$

Элементы собственной матрицы U_p и элемента собственного вектора $\mathbf{u}_p$ связаны выражением

$$(U_p)_{ij} = (\mathbf{u}_p)_{(i-1)m+j}.$$

Собственный вектор Ψ_p матрицы U_p единичного ранга определяется из уравнения

$$U_p \Psi_p = \Psi_p.$$

Выражение для определения матрицы смешивания с использованием методов главных компонент и независимых компонент имеет следующий вид:

$$A_\Lambda = V \left(\Lambda - \sigma_w^2 I \right)^{1/2} \Psi,$$

где $\Psi = [\Psi_1 \Psi_2 \dots \Psi_m] \in \mathbb{R}^{m \times m}$.

Сравнение описанных подходов разделения сигналов было выполнено с помощью компьютерного моделирования.

Результаты. Сравнение методов слепого разделения сигналов на основе статистик второго и четвертого порядка и метода независимых компонент проводилось на модели сигнала в линии передачи при использовании ортогональных и неортогональных парциальных импульсов. Отсутствие свойства ортогональности парциальных импульсов не позволяет эффективно выполнить разделение сигналов на основе рассмотренных методов, использующих статистики второго и четвертого порядка. В этом случае метод независимых компонент является более эффективным инструментом для разделения сигналов. Эффективность разделения сигналов в линиях связи характеризуется снижением вероятности ошибки на бит или символ информации.

При проведении компьютерного моделирования использовались математические модели форм парциальных импульсов в линии связи для двух независимых источников, формирующих информационный сигнал и перекрестную помеху, согласно выражению

Параметры модели сигналов в линии передачи

Transmission line signal model parameters

Номер модели	Информационный сигнал		Перекрестная помеха	
	A, В	φ, рад	A, В	φ, рад
1	1	0	0.5	π/2
2	1	0	0.5	π/5

$$a(\tau_i) = A \sin(\omega \tau_i / 2 + \varphi).$$

Параметры модели парциальных импульсов приведены в таблице. Количество рассматриваемых в модели независимых источников $m = 2$ является минимальным для разделения сигналов. Это позволяет отобразить на плоскости, заданной двумя координатами независимых источников, результаты разделения сигналов. В модели 1 в качестве ортогональных импульсов использованы квадратурные тригонометрические функции на интервале половины периода. В модели 2 использованы неортогональные формы импульсов.

Таким образом, согласно таблице используют одиночные отклики, формирующие вектор-столбцы модели (1). Размерность $M = 10$ вектор-столбцов соответствует 10 отсчетам парциального импульса. Параметр $\omega = 2\pi / \Delta$ выбран в соответствии с длительностью парциального импульса.

Законы распределения двух независимых источников, формирующих информационный сигнал и перекрестную помеху, описывают одинаково и независимо распределенные последовательности случайных величин. Плотность вероятности равновероятного бинарного ИС задана выражением

$$f_{\text{ИС}}(\alpha) = 0.5 \delta(\alpha + 1) + 0.5 \delta(\alpha - 1).$$

Плотность вероятности символа ПП задана следующим образом:

$$f_{\text{ПП}}(\beta) = 0.25 \delta(\beta + 1) + 0.5 \delta(\beta) + 0.25 \delta(\beta - 1).$$

Совместная плотность вероятности независимых символов ИС и ПП определялась в виде произведения $f_{\text{ИС}}(\alpha)$ и $f_{\text{ПП}}(\beta)$:

$$f_{\text{ИС, ПП}}(\alpha, \beta) = f_{\text{ИС}}(\alpha) f_{\text{ПП}}(\beta).$$

Модель шума представляет собой случайный процесс с нормальным законом распределения, нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением (σ_w). Значение σ_w определялось для заданного отношения сигнал-шум (ОСШ), равного 10^3 , выражением

$$\sigma_w = \sqrt{\frac{\text{tr}(AR_{ss}A^T)}{M \cdot \text{ОСШ}}}.$$

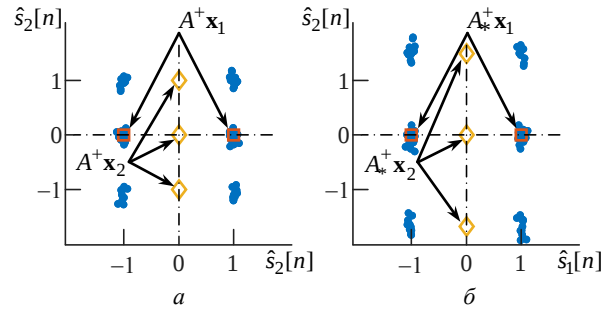


Рис. 4. Оценки независимых компонент, полученные для первой модели разными методами:

$$a - A^+; \bar{b} - A^+ = A_{\Pi}^+ = A_{V1}^+ = A_{\Lambda}^+$$

Fig. 4. Estimates of independent components obtained for the first model using different methods:

$$a - A^+; \bar{b} - A^+ = A_{\Pi}^+ = A_{V1}^+ = A_{\Lambda}^+$$

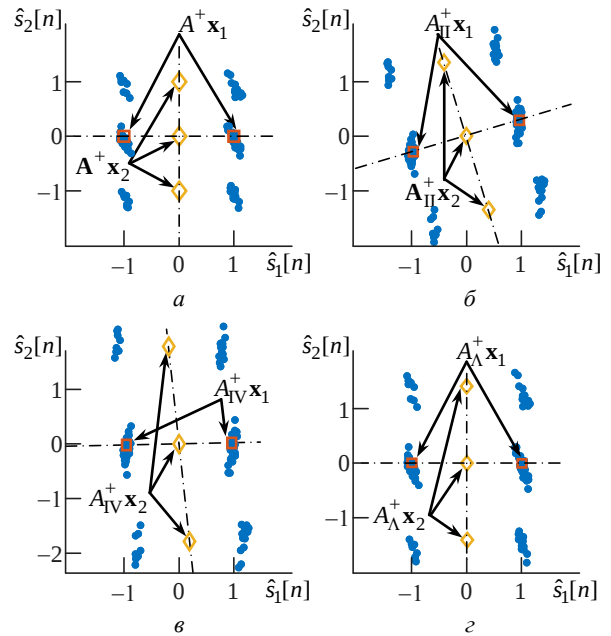


Рис. 5. Оценки независимых компонент, полученные для второй модели разными методами:

$$a - A^+; \bar{b} - A_{\Pi}^+; \bar{v} - A_{V1}^+; \bar{z} - A_{\Lambda}^+$$

Fig. 5. Estimates of independent components obtained for the second model using different methods:

$$a - A^+; \bar{b} - A_{\Pi}^+; \bar{v} - A_{V1}^+; \bar{z} - A_{\Lambda}^+$$

Оценки независимых компонент для моделей 1 и 2, полученные по 100 реализациям случайного вектора для разных методов, приведены на рис. 4 и 5 соответственно. На рис. 4, а и 5, а на плоскости независимых компонент красными квадратами отмечены символы информационного сигнала, а оранжевыми ромбами – символы перекрестной помехи. Положения символов на осевых штрихпунктирных линиях не зависят от модели и определяются

законами распределений $f_{\text{ИС}}(\alpha)$ и $f_{\text{ПП}}(\beta)$. Совместный закон распределения $f_{\text{ИС, ПП}}(\alpha, \beta)$ отображается на рисунках диаграммой рассеяния 100 реализаций случайного вектора. Случайные векторы определяются путем решения обратной задачи методом наименьших квадратов при известной матрице смешивания. Как видно из реализаций, ИС могут быть безошибочно определены как проекции на координату $\hat{s}_1$.

Из рис. 4, б видно, что все рассмотренные методы слепого разделения сигналов позволяют эффективно определять символы ИС для модели 1, что демонстрируется осяевыми линиями, расположенными вдоль координат оценки вектора, и диаграммами рассеяния, совпадающими по ориентации и структуре с методом наименьших квадратов. Матрицы разделения для методов слепой идентификации совпадают, что подтверждает верность выбранных нормировок для проведения сравнений.

Из рис. 5 видно, что для модели 2 матрицы разделения для всех слепых методов получились различными. Из рис. 5, б видно, что осяевые линии для матрицы разделения $A_{\text{П}}^+$, т. е. при использовании статистик второго порядка, расположены перпендикулярно, но определяют повернутую в плоскости систему координат. Поворот системы координат приводит к увеличению рассеяния проекций на координату $\hat{s}_1$, что приводит к увеличению вероятности ошибок на бит информации.

Из рис. 5, в видно, что осяевые линии для матрицы разделения A_{V}^+ , т. е. при использовании статистик четвертого порядка, расположены неперпендикулярно. При этом рассеяние проекций на координату $\hat{s}_1$ меньше, чем для статистик второго порядка.

Из рис. 5, г видно, что наилучший результат слепого разделения сигналов для модели 2 позволяет получить метод независимых компонент, для которого осяевые линии расположены вдоль координат оценки вектора независимых компонент, и диаграмма рассеяния совпадает по ориентации и структуре с методом наименьших квадратов.

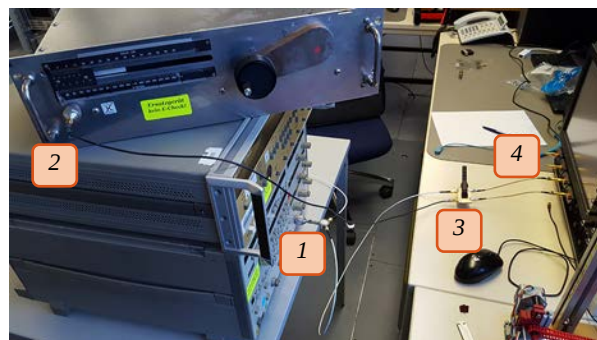


Рис. 6. Фотография измерительного стенда
Fig. 6. Photo of the measurement setup

Экспериментальные исследования проводились на измерительном стенде, фотография которого приведена на рис. 6 [17]. Две одинаковые и симметричные печатные платы (см. рис. 6, 3), расположенные друг относительно друга на расстоянии $h = 1$ мм, использовались для формирования интенсивных перекрестных помех в зигзагообразных микрополосковых линиях. В качестве источника сигнала в линиях передачи был использован генератор псевдослучайной последовательности импульсов (рис. 6, 1), к выходу которого подключался разветвитель сигналов. Один из выходных сигналов разветвителя поступал непосредственно на вход нижней печатной платы, а другой сигнал подавался на вход верхней печатной платы через линию задержки (рис. 6, 2). Выходы печатных плат подключались к двум каналам цифрового осциллографа (рис. 6, 4). Схема подключения печатных плат показана на рис. 7.

Генератор импульсов Anritsu MP1604B был настроен для формирования периодической псевдослучайной последовательности импульсов с числом импульсов в периоде $2^{10}-1 = 1023$. Частота следования импульсов составляла 1 ГГц. Величина задержки была установлена таким образом,

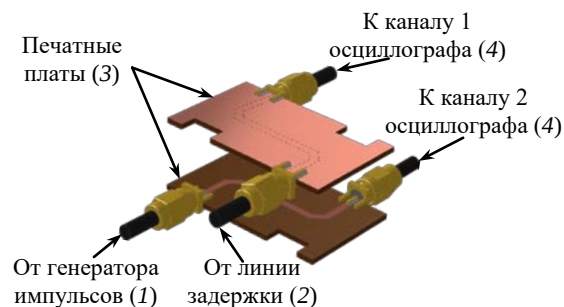


Рис. 7. Схема подключения печатных плат
Fig. 7. PCB connection diagram

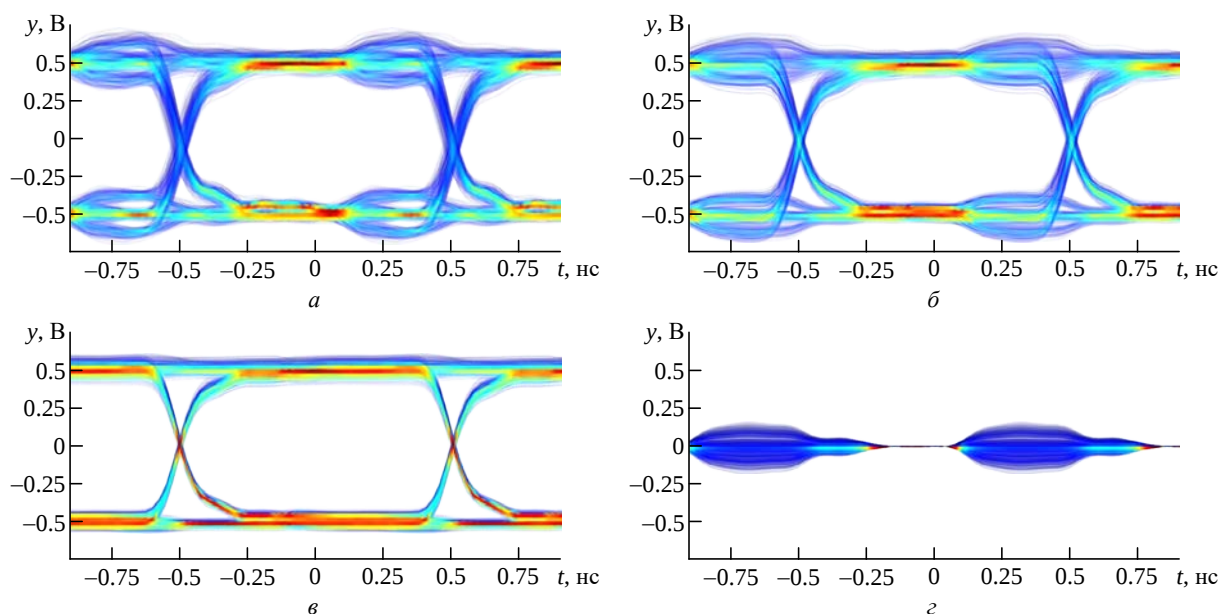


Рис. 8. Глазковые диаграммы сигналов и наводки в канале 1: a – измеренный сигнал; b – проекции; v – информационный сигнал; z – наводка

Fig. 8. Eye diagrams of signals and interference in channel 1: a – measured signal; b – projections; v – informative signal; z – crosstalk

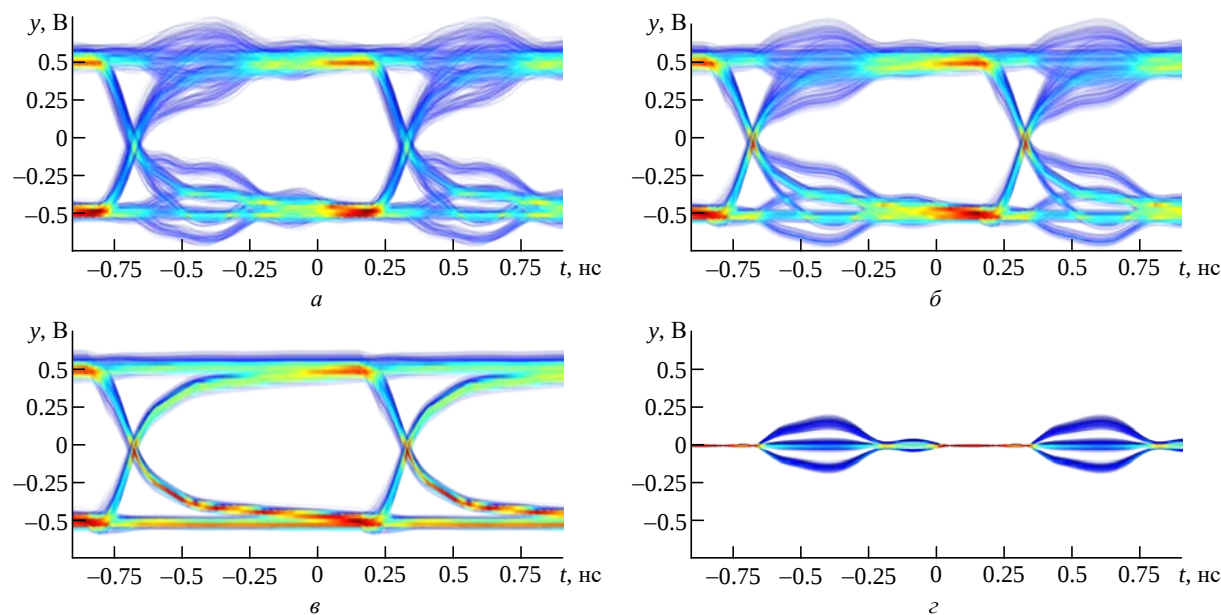


Рис. 9. Глазковые диаграммы сигналов и наводки в канале 2: a – измеренный сигнал; b – проекции; v – информационный сигнал; z – наводка

Fig. 9. Eye diagrams of signals and interference in channel 2: a – measured signal; b – projections; v – informative signal; z – crosstalk

чтобы обеспечить независимость псевдослучайных сигналов в линиях передачи на интервале наблюдения. Частота дискретизации многоканального анализатора сигналов (осциллографа) LeCroy SDA 813Zi-A составляла 40 ГГц.

Результаты экспериментальных исследований для сигналов, зарегистрированных в первом и втором каналах осциллографа, приведе-

ны на рис. 8 и 9 соответственно. Глазковые диаграммы исходных измеренных сигналов в первом и втором каналах осциллографа показаны на рис. 8, a и 9, a соответственно. Проекция в трехмерное пространство главных компонент для двух каналов показаны на рис. 8, b и 9, b . Проекция, полученные за счет сокращения пространства сигнала, представляют собой ре-

Разделение циклостационарных сигналов и наводок

в линиях передачи печатных плат методом независимых компонент

Separation of Cyclostationary Signals and Interference in Transmission Lines of Printed Circuit Boards Based on Independent Component Analysis

зультат аппроксимации измеренных данных и выглядят сглаженными копиями измеренных сигналов. В результате разделения проекций методом независимых компонент восстановлены сигналы без наводок в двух каналах (см. рис. 8, в и 9, в). Представленные рисунки демонстрируют эффективное разделение информационного сигнала и наводки, что позволит выполнить анализ характеристик качества передачи данных по микрополосковым линиям связи [18] после обработки (например, ширина и высота открытого глазка сигнала, длительность фронта импульса, величина джиттера и др.) Выделенная помеховая компонента в измеренном сигнале (см. рис. 8, г и 9, г) также может быть использована для оценки характеристик случайных процессов, влияющих на качество передачи данных.

Результат оценки матрицы смешивания в виде парциальных импульсов для трех независимых источников модели (ИС, МСИ и ПП) представлен на рис. 10. Полученные формы детерминированных импульсов необходимы при проектировании устройств тактирования и синхронизации, эквалайзеров и компенсаторов помех [19], снижающих вероятность ошибки при передаче данных по измеренным линиям связи. Задержанный на интервал длительности одного бита парциальный импульс межсим-

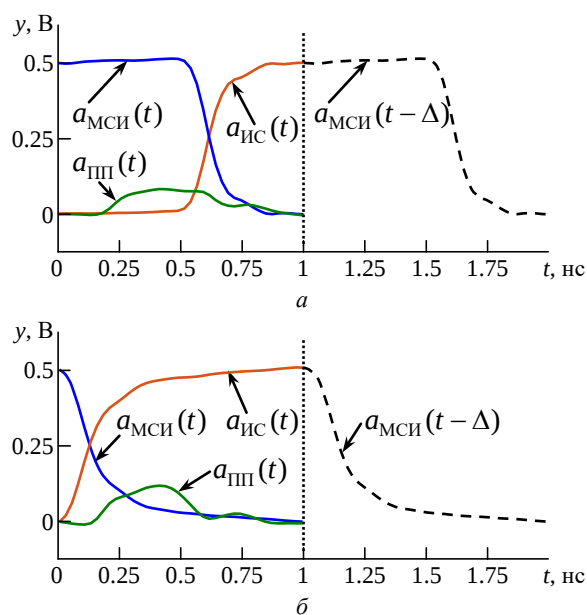


Рис. 10. Восстановленные парциальные импульсы:
а – канал 1; б – канал 2

Fig. 10. Reconstructed partial pulses: а – channel 1;
б – channel 2

вольной интерференции образует вместе с парциальным импульсом информационного сигнала общую форму отклика в линии на один бит (рис. 10). На рисунках наблюдаются различия в форме импульсов в двух каналах. Данная информация может быть использована при формировании диапазонов искажений сигналов в микрополосковых линиях связи [20].

Представленные результаты обработки измеренных данных демонстрируют эффективность слепого разделения сигналов при анализе целостности сигналов в проводных линиях связи. Отсутствие необходимости использовать априорные сведения о связи двух одновременно измеряемых сигналов позволяет осуществлять статистическую обработку независимо и параллельно для каждого канала осциллографа или поочередно для каждой линии связи при измерении одноканальным осциллографом. Снижение общего числа синхронных каналов измерения позволяет использовать внешние автоматические коммутирующие устройства при проектировании и тестировании многоканальных проводных линий связи.

Заключение. В статье предложен подход к решению задачи слепой оценки неизвестных характеристик модели наблюдаемого сигнала в микрополосковых линиях передачи с использованием метода независимых компонент. Проведено сравнение методов слепого разделения сигналов на основе статистик второго порядка, кумулянтов четвертого порядка и метода независимых компонент. В методе независимых компонент в качестве первичного этапа статистической обработки для сокращения размерности пространства сигнала и определения некоррелированных координат вектора наблюдения используется метод главных компонент. Метод независимых компонент позволяет выполнить разделение сигналов, основанное на статистической независимости символов источника сигнала в линии передачи и преобразованных символов источника наводки. Результаты проведенного моделирования показали, что для произвольной формы парциальных импульсов метод независимых компонент обеспечивает наилучшее качество восстановления.

В статье представлены результаты обработки экспериментальных данных, измеренных в двух близкорасположенных микрополосковых линиях, при передаче периодической псевдо-

случайной последовательности импульсов с тактовой частотой 1 ГГц. В результате применения метода независимых компонент были получены оценки формы сигналов и парциальных импульсов источников информационных символов и перекрестных помех.

Полученные результаты показали, что предложенная процедура слепой идентифика-

ции обеспечивает разделение сигнала данных и сигнала наводки при условии статистической независимости символов их источников, что позволит повысить качество проектирования и эффективность процесса тестирования высокоскоростных интерфейсов передачи данных в устройствах с высокой степенью интеграции.

Авторский вклад

Кузнецов Юрий Владимирович – постановка задачи; аннотация; введение; проведение экспериментальных исследований; обработка экспериментальных данных; заключение.

Баев Андрей Борисович – описание модели сигнала; проведение экспериментальных исследований; обработка экспериментальных данных; заключение.

Коновалюк Максим Александрович – введение; описание модели сигнала; статистические характеристики случайных величин; методы идентификации; компьютерное моделирование.

Горбунова Анастасия Александровна – статистические характеристики случайных величин; методы идентификации; метод независимых компонент; компьютерное моделирование.

Author's contribution

Yury V. Kuznetsov, problem statement; abstract; introduction; experimental research; analysis of experimental results, conclusion.

Andrey B. Baev, description of the signal model; experimental research; analysis of experimental results; conclusion.

Maxim A. Konovalyuk, introduction; description of the signal model; statistical characteristics of random variables, identification methods, computer modeling.

Anastasia A. Gorbunova, statistical characteristics of random variables; identification methods; independent component analysis; computer modeling.

Список литературы

1. Herres D. Oscilloscopes: A Manual for Students, Engineers, and Scientists. New York: Springer International Publishing, 2020. 267 p. doi: 10.1007/978-3-030-53885-9
2. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. Cambridge: Cambridge University Press, 2015. 1220 p.
3. Pre-FEC and Post-FEC BER as Criteria for Optimizing Wireline Transceivers / M. Yang, S. Shahramian, H. Wong, P. Krotnev, A. C. Carusone // IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS), Daegu, Korea, 22–28 May 2021. IEEE, 2021. doi: 10.1109/iscas51556.2021.9401125
4. Sanders A., Resso M., D'Ambrosia J. Channel Compliance Testing Utilizing Novel Statistical Eye Methodology // Proc. DesignCon, Santa Clara, USA, Feb. 2004. 25 p.
5. Sequence-Coded Multilevel Signaling for High-Speed Interface / C. R. Dick, Aurangozeb, M. Mohammad, M. Hossain // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2020. Vol. 55, № 1. P. 27–37. doi: 10.1109/JSSC.2019.2941016
6. Френкс Л., Теория сигналов: пер. с англ. / под ред. Д. Е. Вакмана. М.: Сов. радио, 1974. 343 с.
7. Gardner W. A. Cyclostationarity in communication and signal processing. New York: IEEE Press, 1994. 448 p.
8. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1966. 728 с.

9. Chrysostomos N. L., Petropulu A. P. Higher-order spectra analysis: a nonlinear signal processing framework. New Jersey: PTR Prentice Hall, 1993. 537 p.
10. Zarzoso V., Nandi A. K. Blind Source Separation. Blind Estimation Using Higher-Order Statistics. Boston: Springer, 1999. P. 167–252. doi: 10.1007/978-1-4757-2985-6_4
11. Qureshi S. U. H. Adaptive equalization // Proc. of the IEEE. 1985. Vol. 73, № 9. P. 1349–1387. doi: 10.1109/proc.1985.13298
12. Anderson J. B., Rusek F., Owall V. Faster-Than-Nyquist Signaling // Proc. of the IEEE. 2013. Vol. 101, № 8. P. 1817–1830. doi: 10.1109/JPROC.2012.2233451
13. Lathi B. P., Ding Zhi. Modern Digital and Analog Communication Systems. 4th ed. Oxford: Oxford University Press, 2009. 1004 p.
14. Meyr H. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing. New York: John Wiley & Sons Inc, 1997. 864 p. doi: 10.1002/0471200573
15. Hyvärinen A., Karhunen J., Oja E. Independent component analysis. London: Wiley Interscience, 2001. 504 p. doi: 10.1002/0471221317
16. Kay S. M. Intuitive Probability and Random Processes Using MATLAB. New York: Springer, 2006. 834 p. doi: 10.1007/b104645

17. Independent Component Analysis of the Cyclostationary Signals in the Transmission Line / Yu. V. Kuznetsov, A. B. Baev, M. A. Konovalyuk, A. A. Gorbunova, J. A. Russer // Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, Gothenburg, Sweden, 05–08 Sept. 2022. IEEE, 2022. P. 96–101. doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9901014

18. Blind Separation of the Measured Mixed Cyclostationary Waveforms in Transmission Lines of the PCB / Yu. V. Kuznetsov, A. B. Baev, M. A. Konovalyuk, A. A. Gorbunova // Electronics. 2023. Vol. 12, № 15. P. 3272. doi: 10.3390/electronics12153272

19. Cyclostationary Crosstalk Cancellation in High-Speed Transmission Lines / Yu. V. Kuznetsov, A. B. Baev, M. A. Konovalyuk, A. A. Gorbunova // Applied Sciences. 2021. Vol. 11, № 17. P. 7988. doi: 10.3390/app11177988

20. Формирование вероятностной модели циклоstationарных сигналов в линиях передачи электронных устройств / М. А. Коновалюк, А. Б. Баев, А. А. Горбунова, Ю. В. Кузнецов // Электросвязь. 2020. № 12. С. 64–71. doi: 10.34832/elsv.2020.13.12.010

Информация об авторах

Кузнецов Юрий Владимирович – доктор технических наук (2005), профессор (2007), заведующий кафедрой теоретической радиотехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации (2012). Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации (2020). Автор 233 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; электромагнитная совместимость; информационная безопасность.

Адрес: Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Волоколамское шоссе, д. 4, ГСП-3, Москва, 125993, Россия

E-mail: kuznetsovyv@mai.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1194-3445>

Баев Андрей Борисович – кандидат технических наук (2002), доцент (2007), доцент кафедры теоретической радиотехники (405), начальник научно-исследовательского отдела кафедры 405 Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Автор 172 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; статистическая радиотехника; электромагнитная совместимость.

Адрес: Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Волоколамское шоссе, д. 4, ГСП-3, Москва, 125993, Россия

E-mail: baev@mai.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3829-1379>

Коновалюк Максим Александрович – кандидат технических наук (2011), доцент кафедры теоретической радиотехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Автор 85 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; статистическая радиотехника; электромагнитная совместимость.

Адрес: Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Волоколамское шоссе, д. 4, ГСП-3, Москва, 125993, Россия

E-mail: konovalyukma@mai.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5673-1580>

Горбунова Анастасия Александровна – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры теоретической радиотехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Автор 74 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; статистическая радиотехника; электромагнитная совместимость.

Адрес: Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Волоколамское шоссе, д. 4, ГСП-3, Москва, 125993, Россия

E-mail: gorbunovaaa@mai.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1300-1718>

References

1. Herres D. Oscilloscopes: A Manual for Students, Engineers, and Scientists. New York, Springer International Publishing, 2020, 267 p. doi: 10.1007/978-3-030-53885-9

2. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. Cambridge, Cambridge University Press, 2015, 1220 p.

3. Yang M., Shahramian S., Wong H., Krotnev P., Carusone A. C. Pre-FEC and Post-FEC BER as Criteria for Optimizing Wireline Transceivers. IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS), Daegu, Korea, 22–28 May 2021. IEEE, 2021. doi: 10.1109/iscas51556.2021.9401125

4. Sanders A., Resso M., D'Ambrosia J. Channel Compliance Testing Utilizing Novel Statistical Eye Methodology. Proc. DesignCon, Santa Clara, USA, Feb. 2004, 25 p.

5. Aurangozeb, Dick C. R., Mohammad M., Hossain M. Sequence-Coded Multilevel Signaling for High-Speed Interface. IEEE J. of Solid-State Circuits. 2020, vol. 55, no. 1, pp. 27–37. doi: 10.1109/JSSC.2019.2941016

6. Franks L. E. Signal Theory. New Jersey, Prentice-Hall, 1969, 317 p.

7. Gardner W. A. Cyclostationarity in Communication and Signal Processing. New York, IEEE Press, 1994, 448 p.
8. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radioelektroniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, Sov. radio, 1966, 728 p. (In Russ.)
9. Chrysostomos N. L., Petropulu A. P. Higher-Order Spectra Analysis: A Nonlinear Signal Processing Framework. New Jersey, PTR Prentice Hall, 1993, 537 p.
10. Zarzoso V., Nandi A. K. Blind Source Separation. Blind Estimation Using Higher-Order Statistics. Boston, Springer, 1999, pp. 167–252. doi: 10.1007/978-1-4757-2985-6_4
11. Qureshi S. U. H. Adaptive Equalization. Proc. of the IEEE. 1985, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387. doi: 10.1109/proc.1985.13298
12. Anderson J. B., Rusek F., Owall V. Faster-Than-Nyquist Signaling. Proc. of the IEEE. 2013, vol. 101, no. 8, pp. 1817–1830. doi: 10.1109/JPROC.2012.2233451
13. Lathi B. P., Ding Zhi. Modern Digital and Analog Communication Systems. 4th ed. Oxford, Oxford University Press, 2009, 1004 p.
14. Meyr H. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing. New York, John Wiley & Sons Inc, 1997, 864 p. doi: 10.1002/0471200573
15. Hyvärinen A., Karhunen J., Oja E. Independent Component Analysis. London, Wiley Interscience, 2001, 504 p. doi: 10.1002/0471221317
16. Kay S. M. Intuitive Probability and Random Processes Using MATLAB. New York, Springer, 2006, 834 p. doi: 10.1007/b104645
17. Kuznetsov Yu. V., Baev A. B., Konovalyuk M. A., Gorbunova A. A., Russer J. A. Independent Component Analysis of the Cyclostationary Signals in the Transmission Line. Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, Gothenburg, Sweden, 05–08 Sept. 2022. IEEE, 2022, pp. 96–101. doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9901014
18. Kuznetsov Yu. V., Baev A. B., Konovalyuk M. A., Gorbunova A. A. Blind Separation of the Measured Mixed Cyclostationary Waveforms in Transmission Lines of the PCB. Electronics. 2023, vol. 12, no. 15, p. 3272. doi: 10.3390/electronics12153272
19. Kuznetsov Yu. V., Baev A. B., Konovalyuk M. A., Gorbunova A. A. Cyclostationary Crosstalk Cancellation in High-Speed Transmission Lines. Applied Sciences. 2021, vol. 11, no. 17, p. 7988. doi: 10.3390/app11177988
20. Konovalyuk M. A., Baev A. B., Gorbunova A. A., Kuznetsov Yu. V. Generation of a Probabilistic Model of Cyclostationary Signals in Transmission Lines of Electronic Devices. *Electrosvyaz*. 2020, no. 12, pp. 64–71. doi: 10.34832/elsv.2020.13.12.010. (In Russ.)

Information about the authors

Yury V. Kuznetsov, Dr Sci. (Eng.) (2005), Professor (2007), Head of the Department of Theoretical Radio Engineering of Moscow Aviation Institute (National Research University). Honorary Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2012). Honored Worker of Higher School of the Russian Federation (2020). The author of 233 scientific publications. Area of expertise: statistical radio engineering; electromagnetic compatibility; information security. Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoye Highway, GSP-3, Moscow 125993, Russia
E-mail: kuznetsovyv@mai.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1194-3445>

Andrey B. Baev, Cand. Sci. (Eng.) (2002), Associate Professor (2007), Associate Professor and a head of R&D Department on the Theoretical Radio Engineering of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of 172 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; statistical radio engineering; electromagnetic compatibility. Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoye Highway, GSP-3, Moscow 125993, Russia
E-mail: baev@mai.ru
<https://orcid.org/0000-0003-3829-1379>

Maxim A. Konovalyuk, Cand. Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor of the Theoretical Radio Engineering Department of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of 85 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; statistical radio engineering; electromagnetic compatibility. Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoye Highway, GSP-3, Moscow 125993, Russia
E-mail: konovalyukma@mai.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5673-1580>

Anastasia A. Gorbunova, Cand. Sci. (Eng.) (2014), Associate Professor of the Theoretical Radio Engineering Department of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of 74 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; statistical radio engineering; electromagnetic compatibility. Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoye Highway, GSP-3, Moscow 125993, Russia
E-mail: gorbunovaaa@mai.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1300-1718>