

УДК 621.393.3

ИНВАРИАНТНЫЙ АДАПТИВНЫЙ ЭХОКОМПЕНСАТОР С КВАДРАТУРНЫМИ КАНАЛАМИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Абрамов С.С.

*ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»,
Новосибирск, e-mail: abramov@sibsutis.ru*

На основе обобщенной схемы инвариантного эхокомпенсатора, где имеется блок идентификации форм сигналов, который анализирует форму передаваемого в данном интервале времени сигнала и отыскивает в блоке памяти образцов уже переданных сигналов и сравнивает их. Эту задачу идентификации форм сигналов можно решить и другим способом. Рассмотрен и разработан новый метод компенсации эхо-сигналов с использованием адаптивного инвариантного эхокомпенсатора с квадратурными каналами обработки сигналов. Произведено теоретическое исследование нового метода адаптации инвариантного эхокомпенсатора для высокоскоростных систем передачи информации с использованием комбинированных видов модуляции (амплитудно-фазовая модуляция). Найден способ технической реализации идентификации форм сигналов посредством суммирования двух амплитудно-модулированных сигналов с несущими, сдвинутыми по фазе на 90° , называемой квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ). Представленная разработанная схема инвариантного адаптивного эхокомпенсатора в случае использования амплитудно-фазовой модуляции (КАМ) существенно упрощается за счёт исключения блока идентификации форм сигналов и блока памяти для хранения образцов ранее переданных сигналов. Преимуществом данной схемы по сравнению с обобщенной схемой инвариантного эхокомпенсатора является отсутствие таких сложных в реализации блоков, как идентификатор формы сигналов, вычислителя длин векторов сигналов.

Ключевые слова: квадратурно-амплитудная модуляция, инвариантные эхокомпенсаторы, дуплексные системы связи

INVARIANT ADAPTIVE ECHO CANCELLER WITH QUADRATURE CHANNELS INFORMATION PROCESSING

Abramov S.S.

*Siberian State University of Telecommunications and Informatics Sciences,
Novosibirsk, e-mail: abramov@sibsutis.ru*

Based on the generalized circuit there is an invariant echo canceller where identification unit waveforms that analyzes a form of the transmitted signal a given time interval and searches the memory unit are transmitted signal samples and compares them. This task is the identification of the waveforms can be solved in another way. Considered and developed a new method echo cancellation using adaptive echo canceller invariant quadrature signal processing channels. Produced a theoretical study of a new method of adaptation invariant echo canceller for high-speed data transmission systems using the combined types of modulation (amplitude and phase modulation). Found technical realization of the method of identification by summing waveforms of two amplitude- modulated signals with carrier phase shifted by 90° , called quadrature amplitude modulation (QAM). Developed scheme presented adaptive echo canceller invariant in the case of phase-amplitude modulation (QAM) is greatly simplified by eliminating the identification unit waveforms and memory unit for storing samples previously transmitted signals. The advantage of this scheme compared with the generalized scheme invariant echo canceller is the lack of implementation of such complex in blocks as identifier waveform calculator vector lengths signals.

Keywords: quadrature amplitude modulation, invariant echo cancellers, duplex communication system

Современный уровень развития передачи и приема информации ставит задачу высокой помехоустойчивой системы. Дуплексные системы передачи в настоящее время широко распространены в системах телекоммуникаций. Используются в двух вариантах: двух- и четырехпроводном. Разумеется, дуплексная передача по двухпроводному каналу является экономически более выгодной, однако технически она более сложно реализуема. Причиной является необходимость компенсации эхо-сигналов. Причина возникновения эхо-сигналов – разбалансировка дифференциальной системы, разделяющей направления передач. Известны различные методы компенсации эхо-сигналов: с помощью модели эхо-тракта в виде трансверсального фильтра или

путем выборки необходимых образцов эхо-сигналов из блока памяти при табличном методе компенсации. В первом случае для работы эхокомпенсатора требуется производить большое количество операций умножения и сложения, а во втором необходим большой объем памяти для хранения всех возможных образцов эхо-сигналов. В последние годы появился новый метод эхокомпенсации, который в литературе называется по-разному: относительный, инвариантный. Исследованию этого метода посвящено немало публикаций, а также диссертационных исследований, включая докторские диссертации. Однако всем этим исследованиям присущ существенный недостаток – все внимание уделено анализу частотных искажений, вносимых

в принимаемый сигнал эхокомпенсатором, при полном игнорировании влияния сигналов собственного передатчика на работу эхокомпенсатора. Отсутствует также исследование влияния разбалансировки дифференциальной системы, которая может произойти после окончания обучения эхокомпенсатора. Отсутствие этих исследований не позволяет дать рекомендации по практическому применению инвариантных эхокомпенсаторов. Одним из возможных подходов к решению данной задачи является

совместное использование метода относительной амплитудной модуляции и инвариантного подхода передачи сообщений [1, 2].

Разработка структурной схемы эхокомпенсатора с квадратурными каналами

На базе теории инвариантов [3] синтезирован так называемый инвариантный эхокомпенсатор и построена структурная схема обобщенного инвариантного эхокомпенсатора.

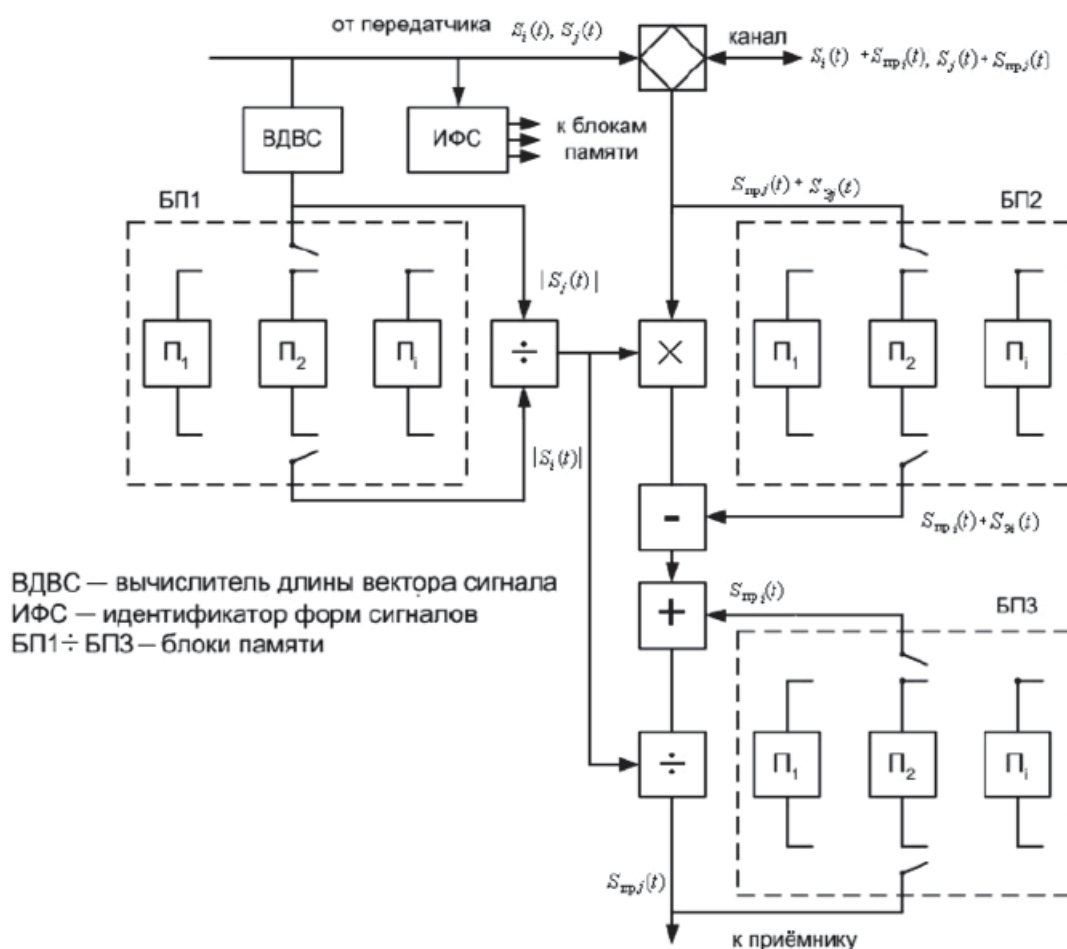


Рис. 1. Обобщенная структурная схема инвариантного эхокомпенсатора

В обобщенной схеме инвариантного эхокомпенсатора, изображенного на (рис. 1), имеется блок идентификации форм сигналов. Его задача – анализировать форму передаваемого на данном интервале времени сигнала и отыскивать в блоке памяти образцы уже переданных сигналов, которые отличаются от передаваемого сигнала только постоянным множителем.

Задачу идентификации форм сигналов можно решать разными способами. Наиболее целесообразным в плане технической

реализации представляется следующий способ.

Будем исходить из того, что в большинстве современных высокоскоростных систем передачи используются комбинированные виды модуляции, чаще всего – амплитудно-фазовая модуляция. При её реализации посредством суммирования двух амплитудно-модулированных сигналов с несущими, сдвинутыми по фазе на 90° , она называется квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ).

При таком способе реализации КАМ передаваемые сигналы, поступающие на вход дифференциальной системы от передатчика, можно записать в виде известного выражения:

$$S_{\text{КАМ}}(t) = A \sin(\omega t + \varphi) = A_{\sin} \sin \omega t + A_{\cos} \cos \omega t, \quad (1)$$

где A_{\sin} и A_{\cos} – амплитуды квадратурных составляющих сигналов $S_{\text{КАМ}}(t)$;

при этом $A = \sqrt{A_{\sin}^2 + A_{\cos}^2}$; $\varphi = \arctg \frac{A_{\cos}}{A_{\sin}}$.

Выражение (1) позволяет любой амплитудно-фазовый модулированный сигнал $S_i(t)$, передаваемый в i -й интервал времени, однозначно соотнести с двумя числами $A_{i \sin}$ и $A_{i \cos}$. Для хранения этих чисел достаточно двух ячеек памяти – БП₁ и БП₂. При этом вследствие «подобия» любых двух чисел (каждое число после умножения на постоянный множитель по-прежнему остаётся числом) отсутствует необходимость в блоках памяти, предназначенных для хранения образцов форм ранее переданных сигналов [4, 5]. Таким образом, обобщённая схема инвариантного эхокомпенсатора в случае использования амплитудно-фазовой модуляции (КАМ) существенно упрощается за счёт исключения блока идентификации форм сигналов и блока памяти для хранения образцов ранее переданных сигналов.

При представлении потока передаваемых сигналов $S_i(t)$ двумя потоками чисел $A_{i \sin}$ и $A_{i \cos}$ аналогичное представление должно быть реализовано и для сигналов на входе схемы эхокомпенсации. Это означает, что на выходе дифференциальной системы необходимо включить два коррелятора с опорными колебаниями $S_{\sin}(t) = \sin \omega t$ и $S_{\cos}(t) = \cos \omega t$.

Разумеется, что корреляторы должны работать синхронно с корреляторами, которые обрабатывают переданный сигнал $S_i(t)$ и вычисляют величины $A_{i \sin}$ и $A_{i \cos}$.

$$A_{i \sin \Sigma} = \int_0^{\tau_0} [S_{i \text{ пр}}(t) + S_{i \text{ э}}(t)] \sin \omega t dt = A_{i \sin \text{ пр}} + A_{i \text{ э} \sin};$$

$$A_{i \cos \Sigma} = \int_0^{\tau_0} [S_{i \text{ пр}}(t) + S_{i \text{ э}}(t)] \cos \omega t dt = A_{i \cos \text{ пр}} + A_{i \text{ э} \cos},$$

где τ_0 – длительность передаваемых и принимаемых сигналов; ω – частота несущей передаваемых сигналов с комбинированной амплитудно-фазовой модуляцией.

Через ключи $K_{л3}$ и $K_{л4}$ значения $A_{i \sin \Sigma}$ и $A_{i \cos \Sigma}$ поступают соответственно на входы блоков памяти БП₃ и БП₄.

В этих блоках памяти хранятся предыдущие значения:

$$A_{(i-1) \sin \Sigma} = A_{(i-1) \sin \text{ пр}} + A_{(i-1) \text{ э} \sin} \quad (\text{в БП}_3)$$

дифференциальной системы от передатчика, можно записать в виде известного выражения:

Схема инвариантного эхокомпенсатора с квадратурными каналами обработки сигналов представлена на рис. 2.

Этапу передачи сообщений предшествует этап обучения. Обучение эхокомпенсатора заключается в передаче передатчиком обучающего сигнала $S_{\text{об}}(t)$. Результаты вычислений его квадратурных компонент записываются в блоки памяти БП₁ и БП₂. Результаты вычисления его квадратурных компонент записываются в блоки памяти БП₁ и БП₂. Результаты вычисления квадратурных компонент сигнала-эха $S_{\text{об} \text{ э} \sin}$ и $S_{\text{об} \text{ э} \cos}$ помещаются в блоки памяти БП₃ и БП₄. Блоки памяти БП₅ и БП₆ – обучены.

В рабочем режиме схема работает следующим образом.

Передаваемый амплитудно-фазово-модулированный сигнал поступает на вход дифференциальной системы и, одновременно, на левый блок корреляторов, состоящих из умножителей и интеграторов. Работа интеграторов и ключей $K_{л1}$ и $K_{л2}$ синхронизируется передатчиком таким образом, что начало и конец времени интегрирования совпадает с границами передаваемых сигналов [6].

Через ключи $K_{л1}$ и $K_{л2}$ вычисленные величины $A_{i \sin}$ и $A_{i \cos}$ поступают соответственно на входы блоков памяти БП₁ и БП₂. В этих блоках памяти хранятся предыдущие значения $A_{(i-1) \sin}$ и $A_{(i-1) \cos}$.

Аналогичная схема, состоящая из двух корреляторов, подключена к выходу дифференциальной системы.

Эти корреляторы вычисляют коэффициенты разложения суммы принимаемого сигнала $S_{i \text{ пр}}(t)$ и эхо-сигнала $S_{i \text{ э}}(t)$, порождаемого передаваемым сигналом $S_i(t)$.

и $A_{(i-1) \cos \Sigma} = A_{(i-1) \cos \text{ пр}} + A_{(i-1) \text{ э} \cos}$ (в БП₄).

В блоках памяти БП₅ и БП₆ находятся предыдущие значения $A_{(i-1) \sin \text{ пр}}$ и $A_{(i-1) \cos \text{ пр}}$.

В конце передачи сигнала $S_i(t)$ делители D_1 и D_2 вычисляют отношение:

$$K_1 = \frac{A_{i \sin}}{A_{(i-1) \sin}} \quad \text{и} \quad K_2 = \frac{A_{i \cos}}{A_{(i-1) \cos}}.$$

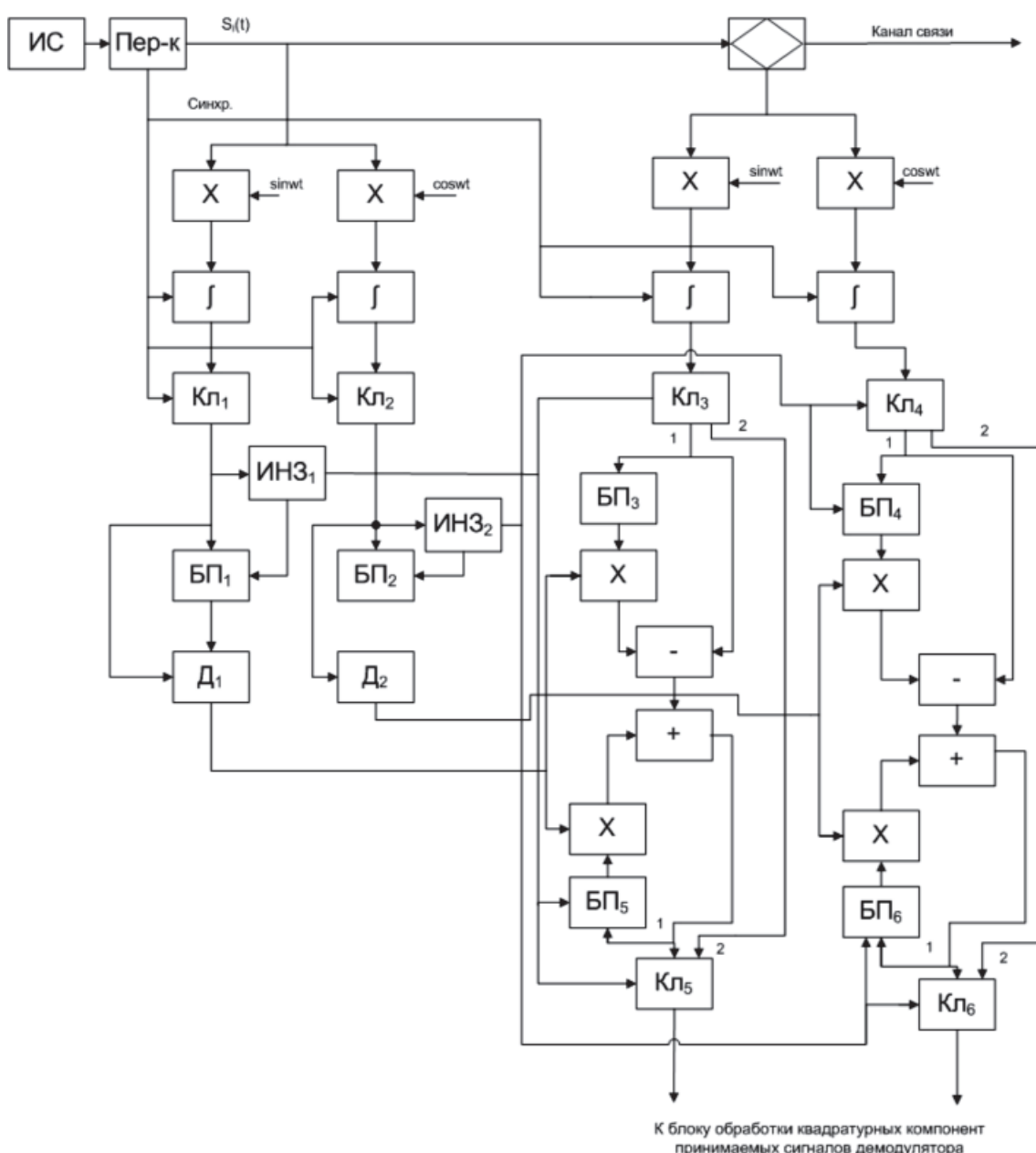


Рис. 2. Структурная схема инвариантного эхокомпенсатора с квадратурными каналами обработки сигналов

Величины K_1 и K_2 поступают на умножитель левого канала и правого канала схемы эхокомпенсации, состоящей из зеркально симметричных структур. Левый канал включает в себя блок памяти $БП_3$, умножитель, сумматор, вычитатель и зеркально-симметричную структуру $БП_5$. Правый канал состоит из $БП_4$, умножителя, вычитателя, а симметричная нижняя часть – из $БП_6$, умножителя и сумматора.

После умножения на K_1 величины эха $A_{(i-1)\sin}$, хранящейся в $БП_3$, и на K_2 величины $A_{(i-1)\cos}$, хранящейся в $БП_4$, полученные произведения будут равны наблюдаемым в дан-

ный момент величинам эха на выходах ключей $К_{л3}$ и $К_{л4}$, т.е.:

$$\begin{aligned} A_{(i-1)\sin} \cdot K_1 &= A_{i\sin}; \\ A_{(i-1)\cos} \cdot K_2 &= A_{i\cos}. \end{aligned} \quad (2)$$

Напомним, что эти равенства следуют из свойств инвариантности (сохраняемости) отношения длин векторов на входе и выходе линейной системы (в данном случае – эхо-тракта дифференциальной системы).

Вследствие равенств (2) на выходе вычитателей эхо-сигналы будут отсутствовать.

Нижние части схемы каналов эхокомпенсатора служат для восстановления структуры принимаемых сигналов, которые нарушаются верхними частями схем каналов эхокомпенсатора. После устранения эха квадратурные компоненты принимаемого сигнала $A_{i\text{np sin}}$ и $A_{i\text{np cos}}$ поступают в блок, где их обрабатывают в демодуляторе приемника.

Решения проблемы «деления на ноль» в схеме инвариантного эхокомпенсатора с квадратурными каналами обработки сигналов

В исходной обобщенной схеме инвариантного эхокомпенсатора ввиду того, что в современных системах передачи данных сигналы, равные нулю, не используются, вычислитель длин векторов передаваемых сигналов, соответственно, не может выдавать результаты расчётов длин векторов, равные нулю. Вследствие этого при вычислении отношения длин векторов передаваемых сигналов проблема деления на ноль не может возникнуть. Однако в описанной выше схеме эта проблема может возникнуть, так как величины $A_{i\text{sin}}$ и $A_{i\text{cos}}$ могут принимать нулевые значения. В этом случае, во-первых, делители D_1 и D_2 не смогут вычислять K_1 и K_2 , а во-вторых, при равенстве нулю $A_{i\text{sin}}$ или $A_{i\text{cos}}$ соответствующие им величины эха тоже будут равны нулю.

По этим значениям, находящимся в БП₃ и БП₄, будет невозможно рассчитать величины эха для следующего интервала времени.

Решение данной проблемы может быть следующим. Подключим к выходам ключей $K_{л1}$ и $K_{л2}$ индикаторы нулевых значений $A_{i\text{sin}}$ и $A_{i\text{cos}}$ – ИНЗ₁ и ИНЗ₂.

При передаче сигнала $S_i(t)$, в котором $A_{i\text{sin}}$ и/или $A_{i\text{cos}}$ равны нулю, на выходах корреляторов, подключенных к выходу диффсистемы, соответствующие значения $A_{i\text{sin}}$ и $A_{i\text{cos}}$ тоже будут равны нулю. С учётом этого квадратурные компоненты принимаемого сигнала $A_{i\text{np sin}}$ или $A_{i\text{np cos}}$ можно подать на входы приёмника непосредственно, минуя схемы эхокомпенсации. Это реализуется ключами $K_{л1}$, $K_{л2}$, $K_{л3}$, $K_{л4}$, у которых задействованы соответственно вторые выходы и вторые входы.

В этот же момент по командам, поступающим от ИНЗ₁ и/или ИНЗ₂, запрещается запись нуля (нулей) в БП₁ и/или БП₂. В этих блоках памяти сохраняется прежнее содержание. Запрещается также обновление содержимого блоков памяти БП₃, БП₅ и/или БП₄, БП₆ и вообще работа схемы компенсации прекращается на время, пока величины $A_{i\text{sin}}$ и/или $A_{i\text{cos}}$ будут равны нулю.

Вследствие (после передачи сигналов с нулевыми значениями $A_{i\text{sin}}$ и $A_{i\text{cos}}$) для вы-

числения $A_{i\text{sin}}$ и $A_{i\text{cos}}$ будут использоваться предыдущие ненулевые значения $A_{(i-n)\text{sin}}$ и $A_{(i-k)\text{cos}}$ (n и k – количество интервалов времени длительностью τ_0 до предыдущего интервала с ненулевыми значениями).

Разумеется, что ИНЗ₁ и ИНЗ₂ также управляют и работой ключей $K_{л3}$, $K_{л4}$ и $K_{л5}$, $K_{л6}$; при обнаружении нуля эти ключи переключаются в положение «2».

Заключение

Преимуществом данной схемы по сравнению с обобщенной схемой инвариантного эхокомпенсатора является отсутствие таких сложных в реализации блоков, как идентификатор формы сигналов, вычислителя длин векторов сигналов.

Список литературы

1. Лебедянцев В.В. Разработка методов инвариантной передачи сообщений по линейным каналам связи: отчет по научно-исследовательской работе. – Новосибирск, СибГУТИ, 2002.
2. Лебедянцев В.В., Морозов Е.В. Инвариантные эхокомпенсаторы и проблемы их практического применения // Вестник СибГУТИ. – 2009. – № 2. – С. 58–64.
3. Лебедянцев В.В. Разработка и исследование методов анализа и синтеза инвариантных систем связи // Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – Новосибирск, СибГАТИ, 2005.
4. Сондхи М.М., Беркли Д.А. Методы подавления эхо в телефонных сетях // ТИИЭР. – 1980. – Т. 68, № 8. – С. 5–24.
5. Цыбулин М.К. Подавление электрического эха в телефонных каналах. – М.: Радио и связь, 1990. – 112 с.
6. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции (формулы, графики, таблицы). – М., 1968. – 344 с.

References

1. Lebedyantsev V.V. Razrabotka metodov invariantnoy peredachi soobscheniy po lineynym kanalam svyazi: otchet po nauchno-issledovatel'skoy rabote. Novosibirsk, SibGUTI, 2002.
2. Lebedyantsev V.V., Morozov E.V. Invariantnyie ehokompensatoryi i problemy ih prakticheskogo primeneniya / Vestnik SibGUTI. 2009. no. 2. pp. 58–64.
3. Lebedyantsev V.V. Razrabotka i issledovanie metodov analiza i sinteza invariantnyih sistem svyazi // Dissertatsiya na soiskanie uchenoy stepeni doktora tehnikeskikh nauk. Novosibirsk, SibGATI, 2005.
4. Sondhi M.M., Berkli D.A. Metodyi podavleniya eho v telefonnyih setyah // TPIER, 1980, tom 68, no. 8, pp. 5–24.
5. Tsyibulin M.K. Podavlenie elektricheskogo eha v telefonnyih kanalah. M.: Radio i svyaz, 1990. 112 p.
6. Yanke E., Emde F., LYosh F. Spetsialnyie funktsii (formuly, grafiki, tablitsyi). M., 1968. 344 p.

Рецензенты:

Сединин В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Системы автоматизированного проектирования», ФГБОУ ВПО СибГУТИ, г. Новосибирск;

Носов В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Системы радиосвязи», ФГБОУ ВПО СибГУТИ, г. Новосибирск.

Работа поступила в редакцию 18.04.2014.