

УДК 621.393.3

УСТРАНЕНИЕ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ПОМЕХ ВЫХОДЕ ЭХОТРАКТА В ИНВАРИАНТНОМ ЭХОКОМПЕНСАТОРЕ С КВАДРАТУРНЫМИ ПОДКАНАЛАМИ

Лебедянцев В.В., Абрамов С.С., Гусельников А.С., Калачиков А.А., Павлов И.И.
ФГБОУ ВО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»,
Новосибирск, e-mail: abramov@sibsutis.ru

Работа любых телекоммуникационных и радиотехнических систем сопровождается межсимвольными искажениями, вносимыми средой распространения. Для устранения этого явления в настоящее время используются эхокомпенсаторы амплитудно-частотных и фазо-частотных искажений. Принцип работы таких компенсаторов основан на обратном моделировании параметров неизвестной системы. Основным недостатком работы известных алгоритмов коррекции можно считать то, что для их работы необходим эталонный сигнал передачи, что в реальных ситуациях сделать практически невозможно. В данной статье рассмотрен, разработан и описан способ компенсации эха в условиях межсимвольной интерференции эхосигналов 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, называемой квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ). Представленная разработанная схема инвариантного адаптивного эхокомпенсатора в случае использования амплитудно-фазовой модуляции (АФМ) существенно упрощается за счёт исключения блока идентификации форм сигналов и блока памяти для хранения образцов раннее 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: межсимвольная интерференция, эхотракт, квадратурная амплитудная модуляция

SOLUTION INTER-SYMBOL INTERFERENCE AT THE OUTPUT EHOTRAKTA ECHO CANCELLER IN THE INVARIANT QUADRATURE SUBCHANNELS

Lebedyantsev V.V., Abramov S.S., Guselnikov A.S., Kalachikov A.A., Pavlov I.I.
Siberian State University of Telecommunications and Informatics Sciences,
Novosibirsk, e-mail: abramov@sibsutis.ru

Work of any telecommunication and radio engineering systems is followed by the intersymbolical distortions brought by the distribution environment. For elimination of this phenomenon echokompensator of amplitude-frequency and phase-frequency distortions are used now. The principle of operation of such compensators is based on the return modeling of parameters of unknown system. The main lack of work of known algorithms of correction can be considered that the reference signal of transfer is necessary for their work that in real situations it is almost impossible to make. In this article the way of compensation of an echo in the conditions of an intersymbolical interference of echo signals with use of an adaptive invariant echokompensator with quadrature channels of processing of signals is considered, developed and described. Theoretical research of a new method of adaptation of an invariant echokompensator is made for high-speed systems of information transfer with use of the combined types of modulation (the amplitude-phase modulation). The way of technical realization of identification of forms of signals by means of summation of two amplitude-modulated signals with bearing, shifted on the phase called by the quadrature amplitude modulation (QAM) is found. The presented developed scheme of an invariant adaptive echokompensator in case of use of the amplitude-phase modulation (APM), significantly becomes simpler at the expense of an exception of the block of identification of forms of signals and the block of memory for storage of samples early the transmitted signals. Advantage of this scheme in comparison with the generalized scheme of an invariant echokompensator is lack of such difficult blocks in realization as the identifier of a form of signals, the calculator of lengths of vectors of signals.

Keywords: intersymbol interferences, ehotrakt, quadrature amplitude modulation

Известно, что паразитный эхотракт дуплексной системы передачи сообщений обладает «памятью». «Память» эхотракта обусловлена тем, что его импульсная реакция имеет некоторую длительность. Форма и длительность импульсной реакции могут быть различными, поскольку они определяются множеством факторов (схемой

дифференциальной системы, степенью согласования выходных параметров дифференциальной системы с входными параметрами ненагруженного канала связи и т.д.). В качестве примера на рис. 1 изображена одна из возможных форм импульсной реакции эхотракта, образованного дифференциальной системой.

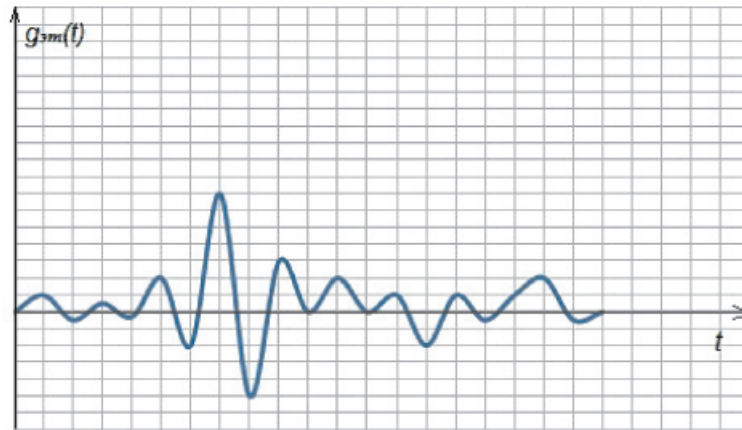


Рис. 1. Импульсная реакция эхотракта диффсистемы

При условии, что эхотракт является линейной системой, эхосигналы $S_э(t)$ на выходе эхотракта можно рассчитать посредством интеграла свёртки:

$$S_э(t) = \int_0^t S_{пер}(t) g_{э\tau}(t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где $S_{пер}(\tau)$ – сигналы передатчика; $g_{э\tau}(t)$ – импульсная реакция эхотракта.

Представляя сигналы передатчика в виде суммы его квадратурных компонент $S_{пер\sin}(t)$ и $S_{пер\cos}(t)$, выражение (1) можно представить в виде

$$\begin{aligned} S_э(t) &= \int_0^t [S_{пер\cos}(t) + S_{пер\sin}(t)] g_{эм}(t - \tau) d\tau = \\ &= \int_0^t S_{пер\cos}(t) g_{э\tau}(t - \tau) d\tau + \\ &+ \int_0^t S_{пер\sin}(t) g_{э\tau}(t - \tau) d\tau = \\ &= S_{э\cos}(t) + S_{э\sin}(t). \end{aligned} \quad (2)$$

Следует заметить, что слагаемые $S_{э\sin}(t)$ и $S_{э\cos}(t)$ в общем случае не являются ортогональными, так как ортогональность сохраняют на выходе линейной системы только сигналы, описываемые разными собственными векторами матрицы оператора паразитного эхотракта, а $S_{пер\sin}(t)$ и $S_{пер\cos}(t)$ такими сигналами в общем случае не являются. Длительность $S_э(t)$ вследствие эхотракта всегда превышает длительность передаваемых сигналов, что приведет к появлению межсимвольной интерференции эхосигналов. В случае если межсимвольная интерференция существенна, необходимо учитывать ее наличие и использовать алгоритмы

компенсации эха, учитывающие наличие межсимвольной интерференции такой эхокомпенсации.

Далее рассмотрим ситуацию, когда передатчик реализует алгоритмы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), которая представляет собой разновидность многопозиционной амплитудно-фазовой модуляции. Этот выбор обусловлен распространенностью КАМ в современных высокоскоростных системах передачи сообщений.

КАМ-модулированный сигнал может быть записан в виде следующего выражения:

$$S_{пер}(t) = I_m \cdot \cos(2\pi ft) + Q_m \cdot \sin(2\pi ft), \quad (3)$$

где f – частота несущей; I_m , Q_m – амплитуды квадратурных компонентов; m – значность модуляции.

На рис. 2 изображены сигнальные созвездия КАМ для разной значности модуляции: $m = 2, m = 4, m = 5, m = 6$.

Амплитуды квадратурных составляющих I и Q принимают дискретные значения $\pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7$ и т.д.

В качестве примера на рис. 3 изображена структурная схема модулятора КАМ-16.

Передаваемый информационный цифровой сигнал от источника сообщений поступает в регистр (Р), затем в преобразователь кода (ПК), где формируется бинарный однополярный сигнал, подвергающийся скремблированию в скремблере (СКР). После скремблера сигнал разделяется в делителе потока (ДП1) на два потока (1П и 2П), каждый из которых затем делится ещё на два потока в делителях потока ДП2 и ДП3. Эти потоки пронумерованы цифрами 3, 4 и 5, 6 соответственно. В цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП) происходит формирование 4-уровневых модулирующих сигналов квадратурных каналов.

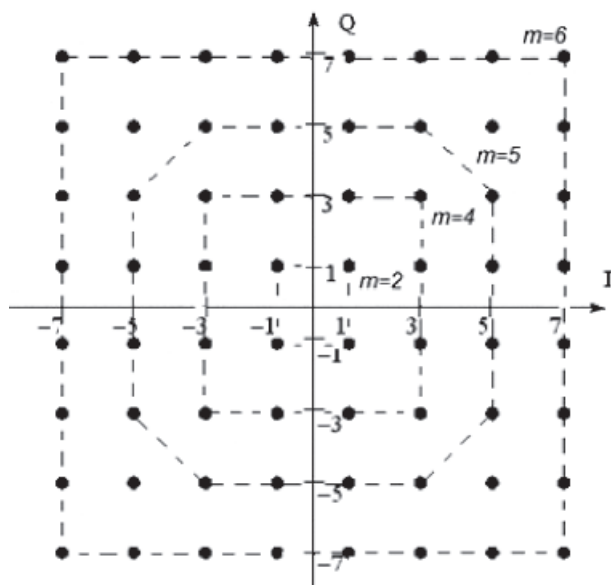


Рис. 2. Сигнальные созвездия КАМ при различных значениях m

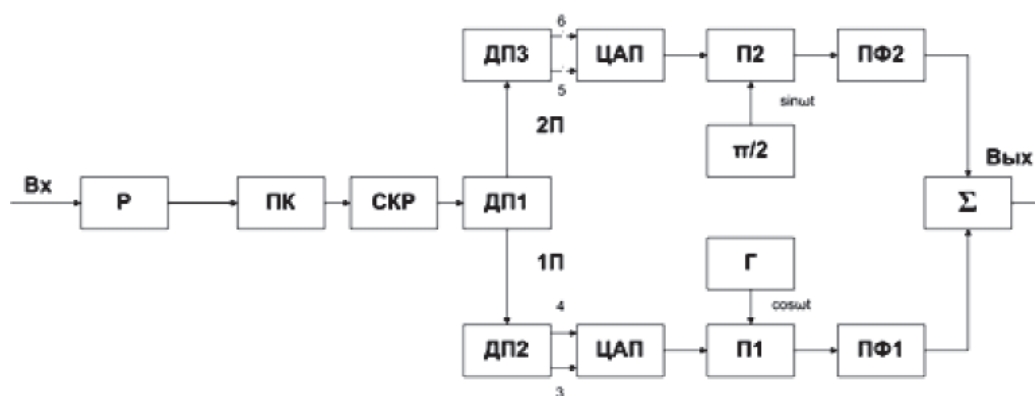


Рис. 3. Структурная схема модулятора КАМ-16

При этом для каждого из возможных сочетаний 4-х входных двоичных символов (квадробитов) вырабатывается определённый уровень сигнала

на выходе ЦАП. Таблица соответствия квадробитов и величин амплитуд модулирующих сигналов I и Q приведена ниже.

Таблица 1

Соответствия квадробитов и величин амплитуд модулирующих сигналов I и Q для QAM-16

Квадробиты				I	Q	Квадробиты				I	Q
0	1	0	1	3	3	1	0	0	1	-1	3
0	1	0	0	3	1	1	0	0	0	-1	1
0	1	1	0	3	-1	1	0	1	0	-1	-1
0	1	1	1	3	-3	1	0	1	1	-1	-3
0	0	0	1	1	3	1	1	0	1	-3	3
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1
0	0	1	0	1	-1	1	1	1	0	-1	-1
0	0	1	1	1	-3	1	1	1	1	-3	-3

В умножителях П1 и П2 происходит умножение 4-уровневых сигналов I и Q на квадратурные поднесущие. Полосовые фильтры ПФ1 и ПФ2 производят выделение тех спектральных составляющих амплитудно-модулированных сигналов, которые выходят за пределы отведённой полосы частот.

Теперь проанализируем процесс межсимвольной интерференции на выходе эхотракта с импульсной реакцией $g_{эТ}(t)$.

Пусть на i -м единичном интервале времени длительностью τ_0 передаётся сигнал:

$$S_{i\text{ пер}}(t) = I_{mi} \cdot \cos \omega t + Q_{mi} \cdot \sin \omega t. \quad (4)$$

Тогда для эхосигнала на выходе эхотракта можно записать

$$S_{i\text{ э}}(t) = \int_{(i-1)\tau_0}^{i\tau_0} S_{i\text{ пер}}(\tau) g_{эТ}(t-\tau) d\tau = I_{mi\text{ эТ}} \int_{(i-1)\tau_0}^{i\tau_0} \cos \omega \tau g(t-\tau) d\tau + Q_{mi\text{ эТ}} \int_{(i-1)\tau_0}^{i\tau_0} \sin \omega \tau g(t-\tau) d\tau = I_{mi} C_3(t) + Q_{mi} S_3(t), \quad (5)$$

где $C_3(t)$ и $S_3(t)$ – сигналы на выходе эхотракта, порождаемые импульсами $\cos \omega t$ и $\sin \omega t$, поступающими на вход эхотракта.

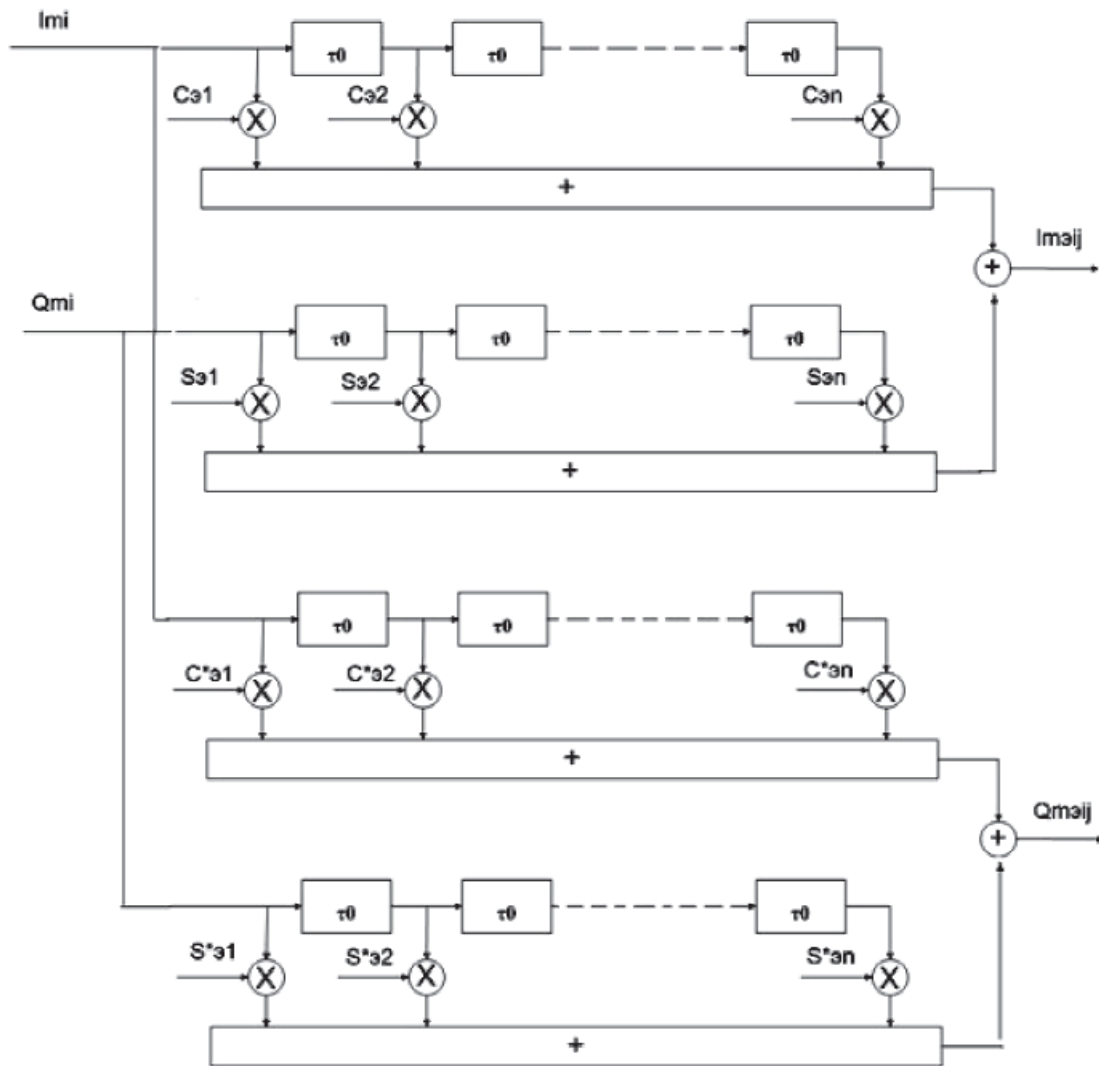


Рис. 4. Эквивалентная схема эхотракта с корреляторами для дискретных моментов времени

Пусть в схеме после дифференциальной системы включены два коррелятора с опорными сигналами $\cos \omega t$ и $\sin \omega t$ и длительностью интервала интегрирования τ_0 . Эти корреляторы разлагают сумму эхосигнала и принимаемого сигнала на квадратурные составляющие $I'_{mzi} + Q_{mi \text{ пер}}$ и $Q'_{mzi} + Q_{mi \text{ пер}}$. Вследствие памяти эхотракта длительность сигналов $C_3(t)$ и $S_3(t)$ будет больше τ_0 . Тогда количество результатов обработки сигналов $C_3(t)$ и $S_3(t)$ корреляторами будет равно

$$n = \left\lceil \frac{\tau_{\text{вых}}}{\tau_0} \right\rceil, \quad (6)$$

где $\tau_{\text{вых}}$ – длительность $C_3(t)$ и $S_3(t)$; при этом $\tau_{\text{вых}} = \tau_0 + \tau_{\text{эт}}$ ($\tau_{\text{эт}}$ – длительность импульсной реакции эхотракта).

Квадратные скобки означают операцию округления до ближайшего большего целого числа.

Таким образом, на выходе корреляторов будет наблюдаться последовательность величин $I_{m \Delta ij}$ и $Q_{m \Delta ij}$:

$$\begin{aligned} I_{m \Delta ij} &= I_{mi} \int_{(i-1)\tau_0}^{j\tau_0} C_3(t) \cos \omega t d\tau + \\ &+ Q_{mi} \int_{(i-1)\tau_0}^{j\tau_0} S_3(t) \cos \omega t d\tau = \\ &= I_{mi} C_{3j}(j\tau_0) + Q_{mi} S_{3j}(\tau_0) \end{aligned} \quad (7)$$

и

$$\begin{aligned} Q_{m \Delta ij} &= I_{mi} \int_{(i-1)\tau_0}^{j\tau_0} C_3(t) \sin \omega t d\tau + \\ &+ Q_{mi} \int_{(i-1)\tau_0}^{j\tau_0} S_3(t) \sin \omega t d\tau = \\ &= I_{mi} C_{3j}^*(j\tau_0) + Q_{mi} S_{3j}^*(\tau_0), \end{aligned} \quad (8)$$

где $j = 1, 2, \dots, n$.

Для дискретных моментов времени $t_j = j\tau_0$ модель эхотракта с корреляторами на его выходе будет следующей, той которая изображена на рис. 4.

Как следует из этой модели, пара чисел I_{mi} и Q_{mi} превращаются в две последовательности чисел I_{mij} и Q_{mij} , каждая из которых имеет длину, равную n . С другой стороны, в формировании каждой пары чисел $I_{m \Delta i}$ и $Q_{m \Delta j}$ участвуют n пар чисел

$$\{I_{(m(i-n))}, Q_{(m(i-n))}\}, \{I_{(m(i-n-1))}, Q_{(m(i-n-1))}\}, \\ \{I_{(m(i-n-2))}, Q_{(m(i-n-2))}\}, \dots, \{I_{mi}, Q_{mi}\}.$$

При этом можно записать

$$I_{m \Delta i} = \bar{I}_{mn} \bar{C}_3^T + \bar{Q}_{mn} \bar{S}_3^T; \quad (9)$$

$$Q_{m \Delta i} = \bar{I}_{mn} \bar{C}_3^{*T} + \bar{Q}_{mn} \bar{S}_3^{*T}, \quad (10)$$

где \bar{I}_{mn} – вектор-строка, составленная из n чисел $I_{mi}, I_{m(i-1)}, \dots, I_{m(i-n)}$; \bar{Q}_{mn} – вектор-строка, составленная из n чисел $Q_{mi}, Q_{m(i-1)}, \dots, Q_{m(i-n)}$; \bar{C}_3^T – вектор-столбец, составленный из чисел $C_{31}, C_{32}, \dots, C_{3n}$; \bar{S}_3^T – вектор-столбец, составленный из чисел $S_{31}, S_{32}, \dots, S_{3n}$; \bar{C}_3^{*T} – вектор-столбец, составленный из чисел $C_{31}^*, C_{32}^*, \dots, C_{3n}^*$; \bar{S}_3^{*T} – вектор-столбец, составленный из чисел $S_{31}^*, S_{32}^*, \dots, S_{3n}^*$; T – знак транспонирования вектор-строки в вектор-столбец.

Как было показано выше, в формировании пары величин $I_{m \Delta ij}$ и $Q_{m \Delta j}$ на выходе корреляторов, подключённых к выходу диффсистемы, участвует последовательность из n ранее переданных сигналов $S_{i \text{ пер}}(t), S_{(i-1) \text{ пер}}(t), \dots, S_{(i-n) \text{ пер}}(t)$, каждый из которых однозначно представлен парой чисел $\{I_{mi}, Q_{mi}\}; \{I_{m(i-1)}, Q_{m(i-1)}\}, \dots, \{I_{m(i-n)}, Q_{m(i-n)}\}$. Эта последовательность пар чисел может быть отображена вектором \bar{S}_n в пространстве с $2n$ измерениями. С учётом того, что каждая из n координатных осей отображает 2^m возможных векторов сигналов, за каждым из этих 2^m векторов следует любой из 2^m векторов, общее число вариантов вектора \bar{S}_n будет равно 2^{mn} .

В качестве координат вектора \bar{S}_n можно рассматривать числа, составляющие вышеперечисленные пары чисел. Таким образом, каждый вектор \bar{S}_n согласно (9) будет порождать на выходах корреляторов, подключённых к выходу диффсистемы, две величины $I_{m \Delta i}$ и $Q_{m \Delta i}$.

В качестве примера в табл. 2 приведены все возможные варианты векторов \bar{S}_n для $m = 2$ и $n = 2$. Векторы заданы значениями $I_{mi}, I_{m(i-1)}$ и $Q_{mi}, Q_{m(i-1)}$.

В табл. 3 представлены соответствующие величины $I_{m \Delta i}$ и $Q_{m \Delta j}$, рассчитанные для конкретных значений $C_{31} = 0,2; C_{32} = 0,1; S_{31} = 0,1; S_{32} = 0,05; C_{31}^* = 0,1; C_{32}^* = 0,04; S_{31}^* = 0,2; S_{32}^* = 0,15$.

Множество векторов \bar{S}_n можно разбить на два подмножества противоположно направленных векторов. Каждая пара противоположно направленных векторов, очевидно, является парой параллельных векторов, для которых выполняется инвариант аффинной группы преобразований, описывающих преобразования передаваемых сигналов в паразитном эхотракте: если два вектора, отображающих группу из n передаваемых сигналов, параллельны, то отношение длин их векторов будет равно отношению длин

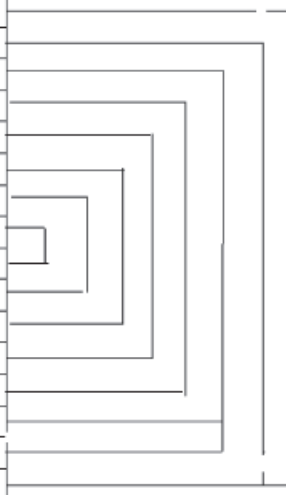
векторов соответствующих им экосигналов (при этом вектора экосигналов также будут параллельны).

Здесь k обозначает количество единичных интервалов, отделяющих две последовательности передаваемых сигналов,

Таблица 2

Варианты векторов \overline{S}_n для $m = 2$ и $n = 2$

	I_2	Q_2	I_1	Q_1
$\overline{S}_{2,1}$	1	1	1	1
$\overline{S}_{2,2}$	1	1	1	-1
$\overline{S}_{2,3}$	1	1	-1	1
$\overline{S}_{2,4}$	1	1	-1	-1
$\overline{S}_{2,5}$	1	-1	1	1
$\overline{S}_{2,6}$	1	-1	1	-1
$\overline{S}_{2,7}$	1	-1	-1	1
$\overline{S}_{2,8}$	1	-1	-1	-1
$\overline{S}_{2,9}$	-1	1	1	1
$\overline{S}_{2,10}$	-1	1	1	-1
$\overline{S}_{2,11}$	-1	1	-1	1
$\overline{S}_{2,12}$	-1	1	-1	-1
$\overline{S}_{2,13}$	-1	-1	1	1
$\overline{S}_{2,14}$	-1	-1	1	-1
$\overline{S}_{2,15}$	-1	-1	-1	1
$\overline{S}_{2,16}$	-1	-1	-1	-1



Это инвариантное соотношение можно записать следующим образом:

$$И = \frac{|S_{ni}|}{|S_{n(i-k)}|} = \frac{|S_{\varepsilon i}|}{|S_{\varepsilon(i-k)}|}. \quad (11)$$

отображаемых параллельными векторами. Вектор $\overline{S}_{\varepsilon i}$ и $\overline{S}_{\varepsilon(i-k)}$ представлены парами чисел $\{I_{mi}, Q_{mi}\}$ и $\{I_{(m(i-k))}, Q_{(m(i-k))}\}$.

Из (11) следует, что

$$\overline{S}_{\varepsilon i} = \overline{S}_{\varepsilon(i-k)} \cdot \frac{|S_{\varepsilon i}|}{|S_{\varepsilon(i-k)}|}. \quad (12)$$

Таблица 3
Величины эха на выходах корреляторов

$I_{m \varepsilon i}$	$Q_{m \varepsilon i}$
0,49	0,49
0,35	0,19
0,25	0,41
0,15	0,11
0,25	0,09
0,15	-0,21
0,05	0,01
-0,05	-0,29
0,05	0,29
-0,05	-0,01
-0,15	0,21
-0,25	-0,09
-0,15	-0,11
-0,25	-0,41
-0,35	-0,19
-0,45	-0,49

Соотношение (12) показывает, каким образом можно вычислить оценку вектора экосигнала $\overline{S}_{\varepsilon i}$, используя для этого образц вектора предыдущего экосигнала $\overline{S}_{\varepsilon(i-k)}$ и отношение длин векторов, отображающих группу передаваемых сигналов, обладающих свойством подобия, проявляющееся свойством параллельности соответствующих им векторов). Вычисленная оценка вектора экосигнала может быть использована для компенсации эха пути вычитания её из вектора реального экосигнала.

Описанный способ компенсации эха в условиях межсимвольной интерференции экосигналов может быть реализован следующей структурной схемой, изображенной на рис. 5.

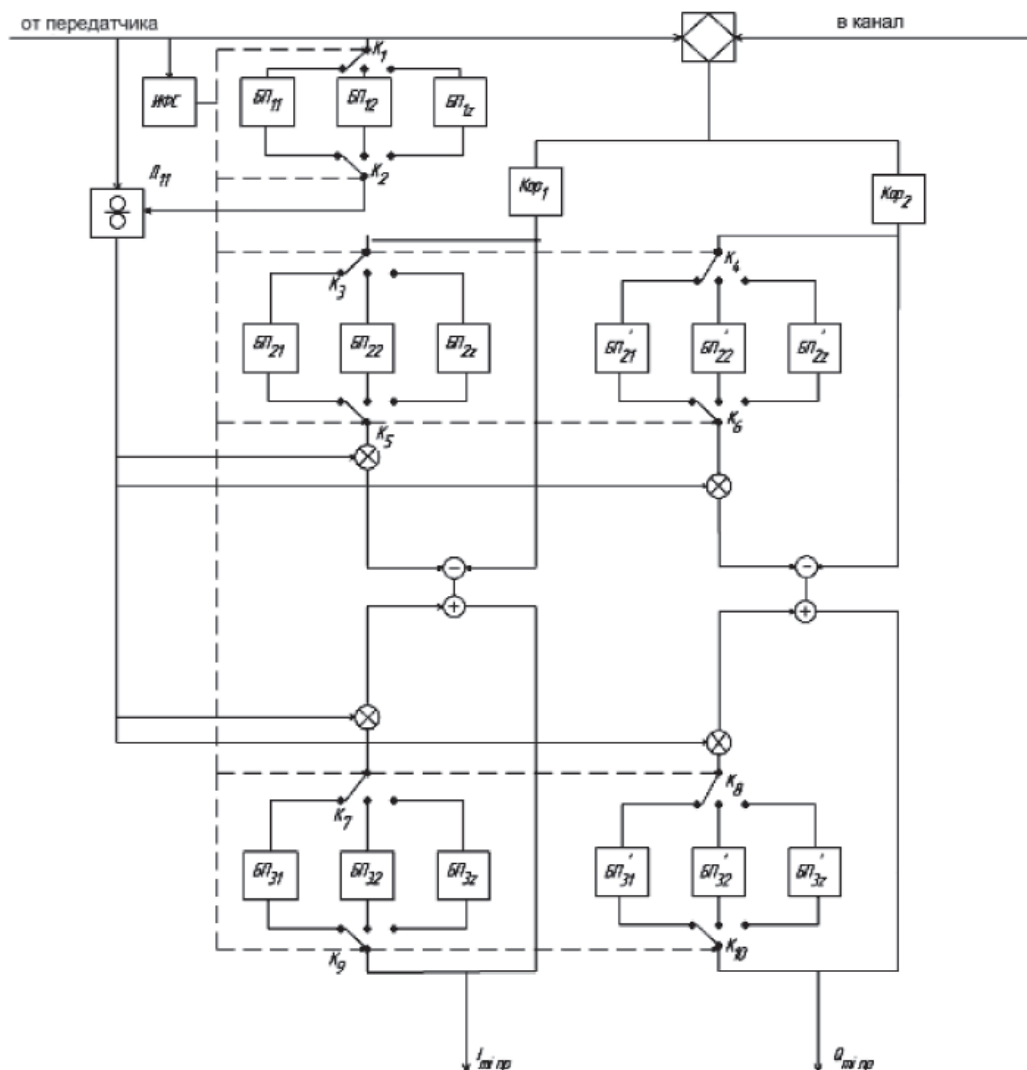


Рис. 5. Схема инвариантного эхокомпенсатора с квадратурными каналами обработки сигналов

Список литературы

1. Лебедянец В.В. Разработка методов инвариантной передачи сообщений по линейным каналам связи // Отчет по научно-исследовательской работе. – Новосибирск: СибГУТИ, 2002.
2. Лебедянец В.В., Морозов Е.В. Оценки информационной защищенности и помехоустойчивости инвариантной системы связи // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1, ч. 1. – С. 152–155.
3. Цыбулин М.К. Подавление электрического эха в телефонных каналах. – М.: Радио и связь, 1990. – 112 с.
4. Шувалов В.П., Захарченко Н.В., Шварцман В.О. Передача дискретных сообщений // М.: Радио и связь, 1990. – 462 с.
5. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции (формулы, графики, таблицы). – М., 1968. – 344 с.

References

1. Lebedjancev V.V. Razrabotka metodov invariantnoj peredachi soobshhenij po linejnym kanalam svyazi //

otchet po nauchno-issledovatel'skoj rabote. Novosibirsk, SibGUTI, 2002.

2. Lebedjancev V.V., Morozov E.V. Ocenki informacionnoj zashhishennosti i pomehoustojchivosti invariantnoj sistemy svyazi // Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravlenija i radiojelektroniki, no. 1, chast 1, 2010. pp. 152–155.
3. Cybulin M.K. Podavlenie jelektricheskogo zeha v telefonnyh kanalah. M.: Radio i svjaz, 1990. 112 p.
4. Shuvalov V.P., Zaharchenko N.V., Shvarcman V.O. Pereдача diskretnyh soobshhenij. M.: Radio i svjaz, 1990. 462 p.
5. Janke E., Jemde F., Ljosh F. Specialnye funkicii (formuly, grafiki, tablicy). M., 1968. 344 p.

Рецензенты:

Роголина Л.Г., д.т.н., профессор кафедры «Радиотехнические устройства» СибГУТИ, г. Новосибирск;

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