

# Инвариантные эхо-компенсаторы и проблемы их практического применения

В.В. Лебедев, Е.В. Морозов

Описывается новый класс инвариантных эхо-компенсаторов. Такие эхо-компенсаторы используют основной инвариант эхо-тракта – отношение длин векторов сигналов одинаковой формы (отличающихся только скалярным множителем). Показано отсутствие свойства адаптивности у базовых схем инвариантных эхо-компенсаторов. Предложен способ модернизации, обеспечивающий свойства адаптивности.

*Ключевые слова:* эхо-компенсация, инвариант группы преобразований эхо-тракта, инвариантные эхо-компенсаторы, адаптивность инвариантного эхо-компенсатора.

## 1. Введение

Дуплексная передача сигналов по каналам связи с двухпроводным окончанием широко используется в системах телекоммуникаций. При разработке дуплексных систем важной задачей является компенсация эхо-сигналов передатчика, возникающих на входе приёмника из-за неидеальности развязки трактов передачи и приёма как на ближнем, так и на дальнем конце связи. Соответственно, говорят о ближнем и дальнем эхо.

Наиболее широко используемым в настоящее время способом подавления эхо-сигналов является компенсационный метод, позволяющий осуществлять передачу и приём сигналов в общей полосе частот. Суть его состоит в генерации копий сигналов эха и вычитании их из поступающей на вход приёмника суммы сигналов эха и сигналов от противоположной стороны системы передачи. Генерация копий сигналов эха может осуществляться, например, с помощью модели эхо-тракта в виде трансверсального фильтра или путём выборки необходимых образцов эхо-сигналов из блока памяти при табличном методе компенсации.

В первом случае для работы эхо-компенсатора требуется производить большое количество операций умножения и сложения, а во втором – необходим большой объём памяти для хранения всех возможных образцов эхо-сигналов.

Необходимость уменьшения этих недостатков стимулирует поиск других методов эхо-компенсации. В данной работе исследуется новый класс инвариантных эхо-компенсаторов, которые используют основной инвариант эхо-тракта – отношение длин векторов сигналов одинаковой формы (отличающихся только скалярным множителем). Однако у базовых схем инвариантных эхо-компенсаторов отсутствует свойство адаптивности. Мы предлагаем способ модернизации, обеспечивающий свойство адаптивности.

## 2. Инвариантные эхо-компенсаторы

Опишем принцип работы так называемых инвариантных эхо-компенсаторов, впервые описанных в [1], использующих инвариантные соотношения длин векторов сигналов одинаковой формы на входе и выходе эхо-тракта (рис. 1).

Сигналы передатчика  $S_i(t)$ ,  $S_j(t)$  последовательно поступают на вход дифференциальной системы или иного развязывающего устройства и вследствие неидеальности его работы проходят на вход приёмника в виде эхо-сигналов  $S_{\mathcal{E}i}(t)$  и  $S_{\mathcal{E}j}(t)$ . Задача эхо-компенсатора, включаемого на входе приёмника, состоит в устранении сигналов эха.

Обычно эхо-тракт можно рассматривать как линейную систему, соответственно, изменения сигналов  $S_i(t)$ ,  $S_j(t)$  эхо-трактом можно характеризовать линейной группой преобразований с аффинной геометрией, для которой существует основной инвариант в виде отношения длин отрезков, лежащих на одной прямой [1].

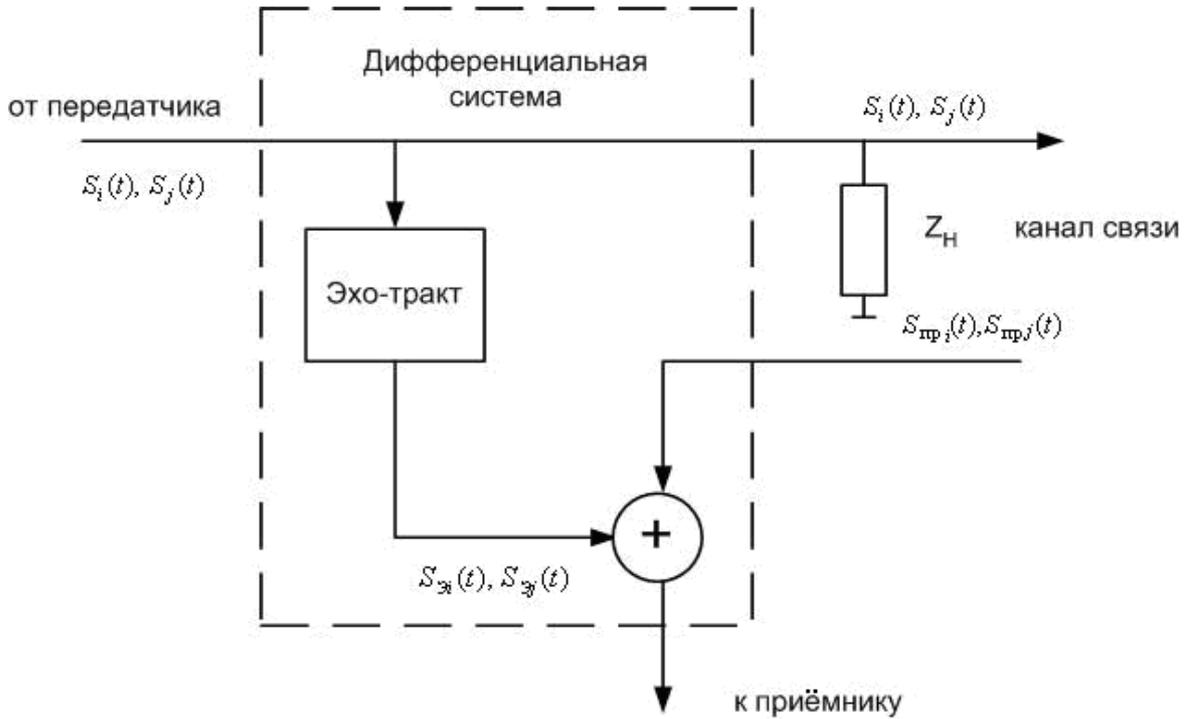


Рис. 1. Эквивалентная схема выходной части дуплексной системы передачи

Для рассматриваемой задачи этот инвариант имеет следующий смысл. Пусть точки, задающие концы отрезков, отображают сигналы в некотором базисе пространства представления, и прямая, на которой лежат отрезки, проходит через начало координат пространства представления сигналов. Тогда концы отрезков можно рассматривать как концы векторов сигналов одинаковой формы (совпадающих с точностью до постоянного множителя).

Исходя из этих соответствий, суть основного инварианта формулируется следующим образом: независимо от свойств эхо-тракта отношение длин векторов сигналов одинаковой формы на его входе всегда равно отношению длин векторов соответствующих эхо-сигналов на его выходе, т.е. если  $S_i(t)$  и  $S_j(t)$  имеют одинаковую форму, то

$$И = \frac{|S_i(t)|}{|S_j(t)|} = \frac{|S_{\mathcal{E}i}(t)|}{|S_{\mathcal{E}j}(t)|}. \quad (1)$$

С учётом одинаковой формы сигналов из (1) можно получить два эквивалентных соотношения

$$S_{\mathcal{E}j}(t) \frac{|S_i(t)|}{|S_j(t)|} - S_{\mathcal{E}i}(t) = 0; \quad (2)$$

$$S_{\mathcal{E}j}(t) - S_{\mathcal{E}i}(t) \frac{|S_j(t)|}{|S_i(t)|} = 0. \quad (3)$$

Эти соотношения позволяют синтезировать две эквивалентные схемы эхо-компенсаторов на базе постоянно обновляемых блоков памяти. На рис. 2 приведена обобщённая структурная схема инвариантного эхо-компенсатора [1], реализующая соотношение (2).

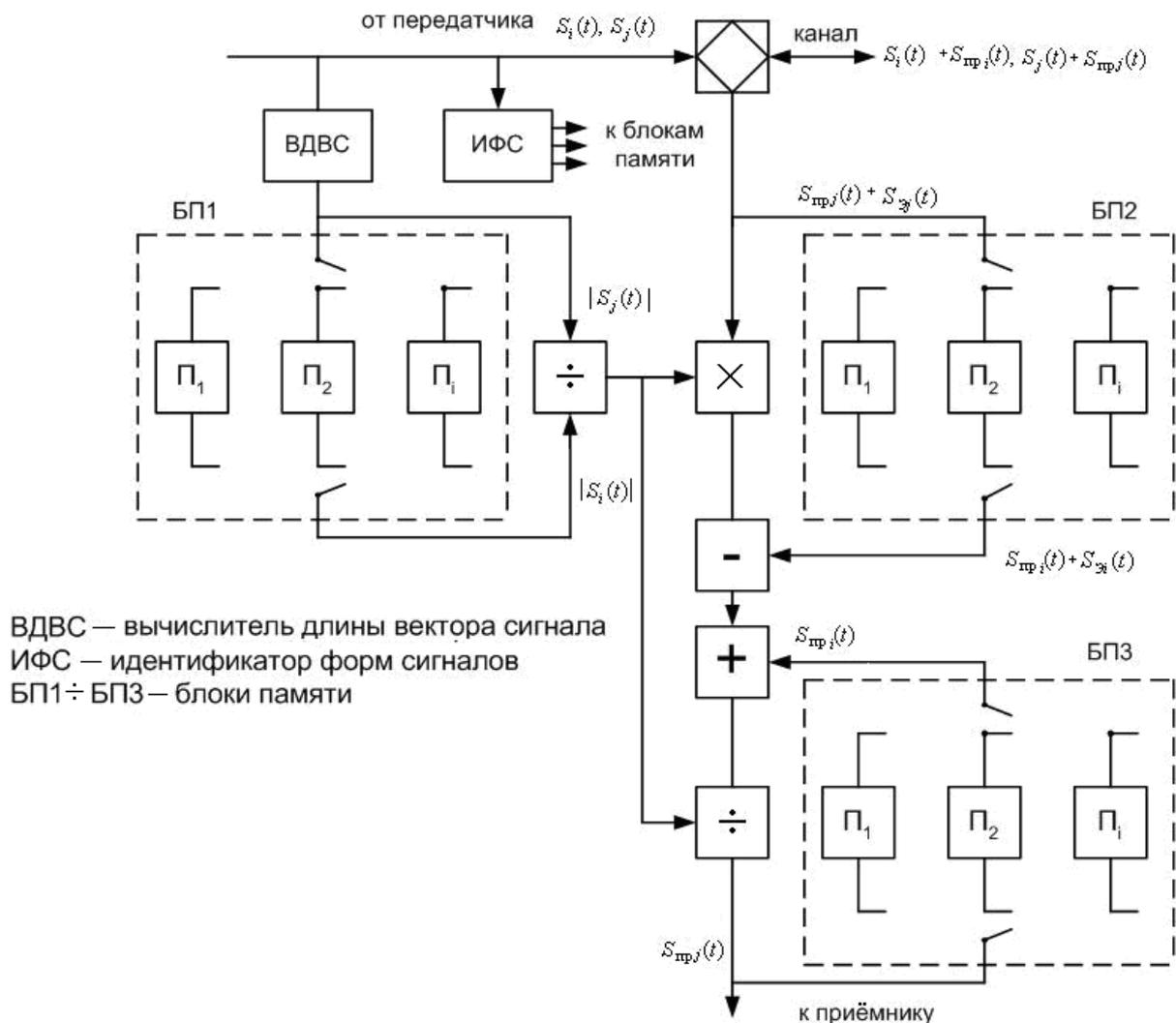


Рис. 2. Обобщённая структурная схема инвариантного эхо-компенсатора

Назначения блоков этой схемы следующие. Ячейки первого блока памяти БП1 предназначены для хранения величин длин векторов сигналов, которые рассчитывает вычислитель длин векторов сигналов (ВДВС). Количество ячеек должно быть равно числу различающихся по форме сигналов, используемых передатчиком.

В секциях блоков памяти БП2 совместно с принимаемыми сигналами хранятся эхо-сигналы, соответствующие различным формам сигналов передатчика. Начальное заполнение секций происходит на этапе обучения эхо-компенсатора при отсутствии сигналов противоположной стороны. В дальнейшем содержимое секций обновляется по мере появления на их входах очередных эхо-сигналов нужной формы.

Идентификатор форм сигналов обеспечивает распознавание по форме сигналов, поступающих от передатчика, и управляет процессами считывания и записи в соответствующие ячейки и секции памяти БП1 и БП2. Делитель, расположенный рядом с БП1, вычисляет ин-

вариантное отношение длин векторов сигналов одинаковой формы и подаёт его в качестве множителя на эхо-компенсатор.

Рассмотренная схема, подавляя эхо, одновременно вносит изменения в принимаемые от противоположной стороны сигналы. Для их восстановления используется дополнительный контур, имеющий структуру, обратную структуре первого контура эхо-компенсатора.

На этапе обучения содержимое его секций памяти должно быть обнулено.

Для определения длин векторов сигналов можно использовать спектральные коэффициенты  $\{a_K\}$  сигналов при их разложении в любом удобном базисе. Так, для ортогонального базиса размерностью  $n$  имеем:

$$|S(t)| = \sqrt{\sum_{K=1}^n a_K^2} . \quad (4)$$

В простейшем случае в качестве  $\{a_K\}$  можно использовать временные отсчёты, измеренные через соответствующие интервалы дискретизации, или при обработке сигналов в частотной области – спектральные коэффициенты гармонического ряда Фурье, вычисленные с помощью известных алгоритмов.

Обобщённая структурная схема инвариантного эхо-компенсатора допускает различные модификации для конкретных условий работы. Так, например, если возможно пренебречь памятью эхо-тракта, при этом передаваемые сигналы в соответствии с теоремой Котельникова отображать последовательностью временных отсчетов, а для компенсации эха использовать соотношение (3), то схема примет следующий вид (рис. 3).

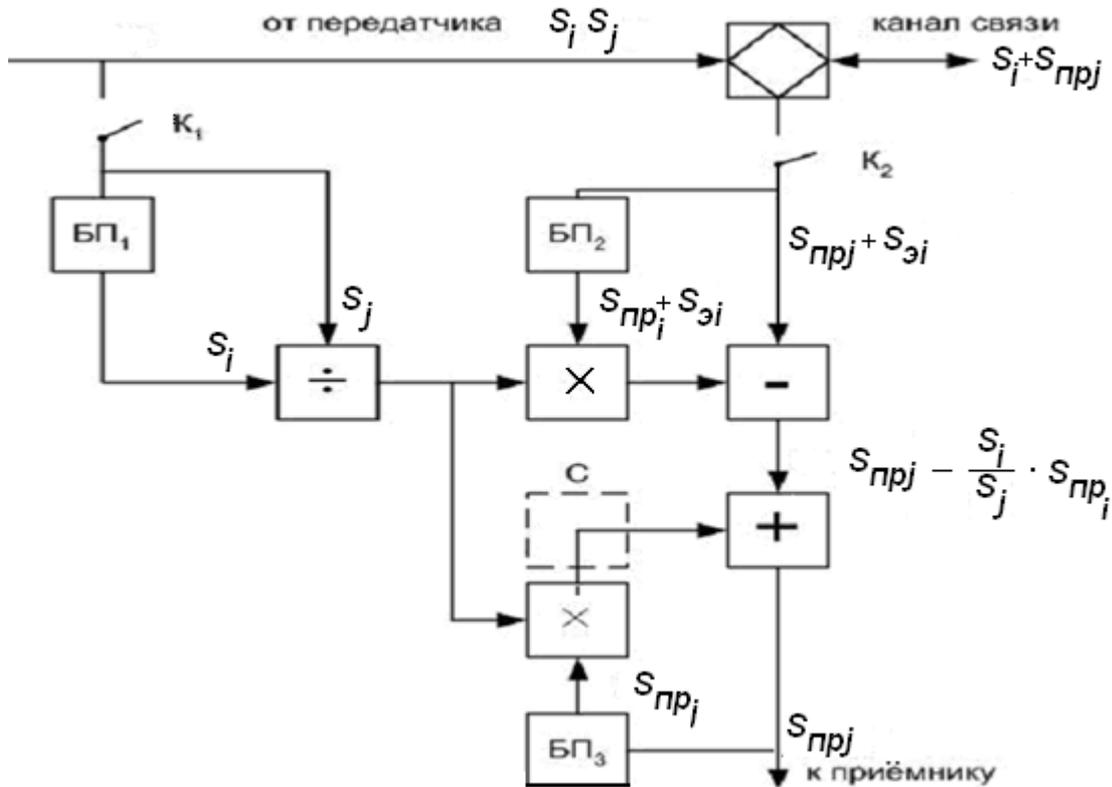


Рис. 3. Упрощённая схема инвариантного эхо-компенсатора

В этой схеме количество ячеек памяти в БП1÷БП3 сокращается до одной, исчезает необходимость в идентификаторе форм сигналов, вместо вычислителя длин векторов сигналов используется стробирующее устройство, реализуемое ключом  $K_1$ . Ключ  $K_2$  предназначен для передачи отсчётов сигналов на вход эхо-компенсатора.

Поскольку во второй контур эхо-компенсатора включён множитель на числа  $\mu_j = s_j / s_{j-1}$ , которые могут быть и больше 1, необходимо оценить устойчивость режима эхо-компенсации. Для этого предположим, что, например, вследствие изменения параметров канала в  $j$ -й момент времени и возникшего за счёт этого изменения параметров эхо-тракта на выходе вычитателя первого контура появится погрешность компенсации эха:

$$\Delta_j = S_{эj} - S_{эj-1} \frac{S_j}{S_{j-1}} = S_j Z_j - S_{j-1} Z_{j-1} \frac{S_j}{S_{j-1}} = S_j \Delta Z, \quad (5)$$

где  $\Delta Z$  – произошедшее в дифференциальной системе изменение коэффициента ослабления отсчётов передаваемых сигналов, проходящих через дифференциальную систему. Циркулируя во втором контуре, эта погрешность после  $k$  тактов будет равна:

$$\Delta_{j+k} = \Delta_j \cdot \frac{S_{j+1}}{S_j} \cdot \frac{S_{j+2}}{S_{j+1}} \dots \frac{S_{j+k}}{S_{j+k-1}} = \Delta Z \frac{S_{j+k}}{S_j}. \quad (6)$$

Отсюда следует, что величина погрешности существенно зависит от структуры передаваемых отсчётов сигналов (в общем случае – от соотношения модулей сигналов). Приемлемая величина погрешности получается при использовании сигналов (отсчётов сигналов, в частном случае), когда отношение модулей их равно или близко к 1. При этом возникновение погрешности эхо-компенсации в результате изменения параметров канала связи заставляет признать отсутствие у рассмотренных схем свойства адаптивности.

Это обстоятельство, препятствующее практическому применению инвариантных эхо-компенсаторов, стимулировало поиск способов устранения этого недостатка.

### 3. Построение адаптивных эхо-компенсаторов

В указанном выше частном случае, когда отношение отсчётов сигналов может быть равно только +1 или –1, вместо множителей можно использовать управляемые инверторы, а для постепенного во времени уменьшения погрешности  $\Delta_j$  во второй контур следует включить аттенюатор с коэффициентом передачи  $C < 1$ . Впервые этот способ обеспечения адаптивности инвариантных компенсаторов для указанного класса сигналов предложен в [2].

Подробные исследования процесса уменьшения  $\Delta_j$  вследствие включения аттенюатора, влияния аттенюатора на частотно-временные характеристики компенсатора, оценки достижимой степени компенсации эха приведены в [3].

Следует заметить, что в [4] предложена схема, использующая вариант эхо-компенсатора, изображённого на рис. 3, в которой с целью обеспечения адаптивности во второй контур тоже включен аттенюатор с рекомендуемым коэффициентом ослабления  $C=0.95$ , пригодная, якобы, и для сигналов произвольного вида. Негативные последствия введения аттенюатора во второй контур описаны в [5].

Действительно, осуществляя анализ изменения погрешности эхо-компенсации, начиная с первого рабочего такта, для  $j$ -го такта несложно получить следующее выражение:

$$\Delta_j = \frac{S_j S_{j-1np}}{S_{j-1}} (C-1) + C \frac{S_j}{S_{j-1}} \Delta_{j-1}. \quad (7)$$

Нетрудно видеть, что последнее рекуррентное слагаемое для всех интервалов времени, для которых  $\frac{|S_j|}{|S_{j-1}|} > \frac{1}{C}$ , будет быстро возрастающей величиной.

Первое слагаемое имеет сложный характер зависимости как от структуры передаваемых, так и принимаемых сигналов. Таким образом, включение аттенюатора во второй контур, как это предложено в [4], делает работу эхо-компенсатора чувствительной к корреляционным связям между передаваемым и принимаемым сигналами.

Для проверки этого предположения было проведено имитационное моделирование схемы эхо-компенсатора при рекомендованной в [4] величине  $C=0.95$ .

В качестве передаваемого и принимаемого сигналов использовались два гармонических колебания с одинаковыми частотами, амплитудами и фазами.

Как показали результаты моделирования для этой ситуации, приведённые на рис. 4, уже через два периода колебания погрешность эхо-компенсации в силу процесса возбуждения второго контура достигает неприемлемой величины, соизмеримой с амплитудой сигналов. При этом характер погрешности позволяет заключить, что эхо-компенсатор фактически перестал пропускать принимаемый сигнал, т.е. из-за аттенюатора эхо-компенсатор превратился в фильтр-пробку для принимаемого сигнала.

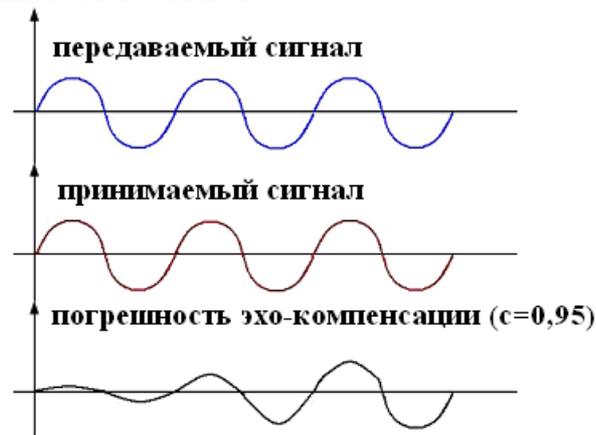


Рис. 4. Результаты моделирования модифицированной в [4] схемы эхо-компенсатора

Можно показать также, что эхо-компенсатор с аттенюатором во втором контуре становится фильтр-пробкой и для постоянной составляющей [5, 6], которая с большой вероятностью содержится в наборе спектральных коэффициентов принимаемого сигнала. В связи с этим эхо-компенсация в частотной области становится невозможной [6].

Указанные выше проблемы, вызванные применением аттенюатора во втором контуре, решаются его удалением, т.е. приведением схемы к оригиналу (исходному виду, изображённому на рис. 2 или 3).

Для придания инвариантному эхо-компенсатору свойства адаптивности при произвольных формах сигнала можно использовать тот факт, что форма сигнала погрешности эхо-компенсации подобна форме передаваемого сигнала, доступного для наблюдения:

$$\Delta_j = S_j \Delta Z. \quad (8)$$

Кроме этого учтём, что в существующих дуплексных системах передачи с компенсацией эха для обеспечения устойчивой работы эхо-компенсаторов на каждой стороне применяют скремблеры с разными образующими полиномами.

При этом устраняются возможные корреляционные связи между передаваемым и принимаемым сигналами. При этих предположениях можно получить оценку для  $\Delta Z$ , используя коррелятор на выходе эхо-компенсатора, на второй вход перемножителя которого подаётся передаваемый сигнал.

Нетрудно показать, что напряжение на выходе коррелятора будет равно:

$$U = \Delta Z E_c, \quad (9)$$

где  $E_c$  – энергия передаваемого сигнала.

Поскольку передаваемый сигнал доступен для наблюдения и измерения, вычисление его энергии не представляет проблемы. Поэтому из предыдущего соотношения легко может быть получена оценка  $\Delta Z$ , а затем и оценка погрешности эхо-компенсации  $\Delta_j$ , циркулирующей во втором контуре. Это означает возможность её устранения путём вычитания из содержимого блока памяти второго контура.

Таким образом, существует принципиальная возможность придания инвариантным эхо-компенсаторам свойства адаптивности при условии отсутствия корреляции между передаваемыми и принимаемыми сигналами.

## Литература

1. Лебедев В.В. Практические приложения метода синтеза инвариантных систем связи для дуплексной передачи данных: 5-ый раздел докторской диссертации «Разработка и исследование методов анализа и синтеза инвариантных систем связи». СибГАТИ, Новосибирск, 1995.
2. Лебедев В.В. Модернизация устройства разделения направлений передачи на взаимно-обратных структурах. Отчёт по НИР №01860074133. НЭИС, 1987.
3. Лебедев В.В. Расчёт балансного затухания адаптивного эхо-компенсатора на взаимно-обратных структурах. – «Труды учебных институтов связи». Вып. № 146, 1989.
4. Малинкин В.Б. Повышение помехоустойчивости принимаемых сигналов на основе модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах. Автореферат диссертации на соискание учёной степени д.т.н. Омск, 2003.
5. Лебедев В.В. Инвариантные эхо-компенсаторы и их неработоспособные модификации://Российская НТК «Информатика и проблемы телекоммуникаций». Новосибирск, 2008. Том 1. – 260с.
6. Лебедев В.В. Проблемы реализации относительного метода компенсации эха в частотной области:// Российская НТК. «Информатика и проблемы телекоммуникаций». Новосибирск, 2004.

*Статья поступила в редакцию 20.03.2009  
Исправленный вариант 18.05.2009*

### **Лебедев Валерий Васильевич**

д.т.н., профессор, завкафедрой автоматической электросвязи СибГУТИ  
тел. (383) 2698 242, e-mail: lebv@mail.sibsutis.ru

### **Морозов Евгений Викторович**

ассистент кафедры автоматической электросвязи СибГУТИ  
тел. (383) 2698 242, e-mail: joni6127@rambler.ru

## **Invariant Echo Cancellers and Problems of Their Practical Application**

**V. V. Lebedyantsev, E. V. Morozov**

A new class of invariant echo cancellers is described. Such echo cancellers use the basic invariant of a linear echo path – the ratio of the vector lengths of identical form signals (distinguishing only in a scalar multiplier). The absence of adaptability property in basic schemes of invariant echo cancellers is shown. A way of modernization providing the properties of adaptability is suggested.

*Keywords:* echo cancellation, invariant groups of transformations of echo path, invariant echo cancellers, adaptability of invariant echo canceller.