

АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗЛИЧНЫХ СТРУКТУР ИНВАРИАНТНЫХ ЭХОКОМПЕНСАТОРОВ

В.Б. Малинкин¹, Ю.А. Пальчун²

Кафедра «Многоканальная электрическая связь и оптические системы», ГОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (1); ФГУП «Сибирский научно-исследовательский институт метрологии» (2); palchun@sniim.nsk.ru

Представлена членом редколлегии профессором В.И. Коноваловым

Ключевые слова и фразы: величина шума; инвариантный; устойчивость; эхокомпенсатор.

Аннотация: Проведен анализ технических характеристик инвариантных эхокомпенсаторов первого порядка, разработанных в работах [1, 3]. Даны рекомендации по их использованию.

Введение

В настоящее время имеется целый ряд работ, посвященных построению инвариантных эхокомпенсаторов [1–6], которые можно разделить на два класса.

В работах [3–5] проведен синтез и анализ технических характеристик инвариантных эхокомпенсаторов различных порядков. К сожалению, эхокомпенсаторы, рассмотренные в работах [1, 2], имеют целый ряд недостатков. Особенности построения инвариантных эхокомпенсаторов посвящена настоящая статья.

Постановка задачи

Имеем структуры эхокомпенсаторов первого порядка, разработанные в работах [1, 3]. Требуется оценить их технические характеристики по следующим критериям:

- 1) устойчивость их работы при различных значениях коэффициентов управления;
- 2) по величине амплитудо- и фазово-частотных искажений (**АЧИ**, **ФЧИ**), вносимых в сигнал приема;
- 3) по величине собственных шумов;
- 4) по величине некомпенсированного сигнала, поступающего на вход приемного устройства.

Необходимо также произвести сравнение технических характеристик инвариантных эхокомпенсаторов с характеристиками классических эхокомпенсаторов [9].

Решение поставленной задачи

Изначально, инвариантный эхокомпенсатор создавался как информационно-управляемый адаптивный фильтр, включаемый на входе приемного устройства. Такой инвариантный эхокомпенсатор управлялся от сигналов передачи и изменял

свои характеристики таким образом, что для эхосигналов это будет фильтр-пробкой, а для сигналов приема в идеальном случае, – прямым проводом.

1. Проведем анализ технических характеристик инвариантного эхокомпенсатора (рис. 1), разработанный в работе [1].

Для анализа технических характеристик необходимо в блоках памяти БП2 и БП3 выбрать одну ячейку памяти, которые представляют собой задержку на единственный интервал T .

Рассмотрим эквивалентную структурную схему инвариантного эхокомпенсатора, разработанного профессором В.В. Лебеядцевым (рис. 2). Управляющий сигнал A формируется с помощью первого блока памяти БП1 и первого делителя.

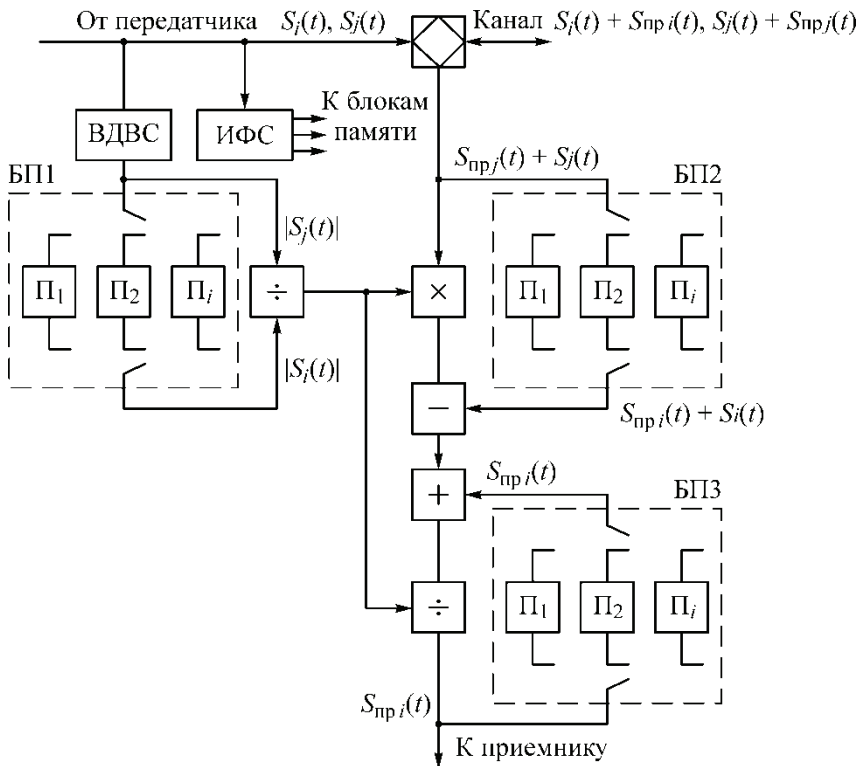


Рис. 1. Обобщенная структурная схема инвариантного эхокомпенсатора:

ВДВС – вычислитель длины вектора сигнала; ИФС – идентификатор форм сигналов; БП1 – БП3 – блоки памяти

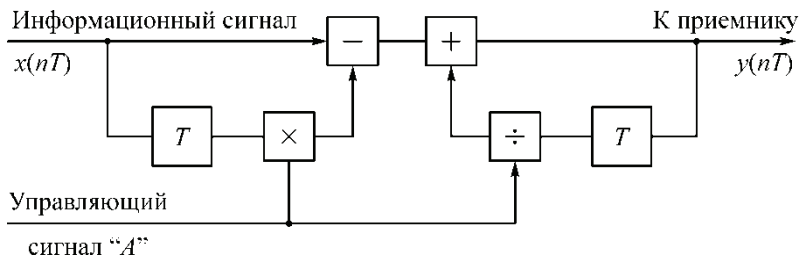


Рис. 2. Структурная схема инвариантного эхокомпенсатора, разработанного профессором В.В. Лебеядцевым

Разностное уравнение, соответствующее структурной схеме (см. рис. 2), имеет вид

$$y(nT) = x(nT) - Ax(nT - T) + \frac{1}{A}y(nT - T), \quad (1)$$

где $x(nT)$ – отсчеты входного информационного сигнала; $y(nT)$ – отсчеты выходного информационного сигнала; A – управляющий сигнал.

Величина управляющего сигнала A не должна быть равной нулю, так как в этом случае будет операция деления на нуль. Возьмем значение управляющего сигнала, равного шагу квантования Δ

$$A = \Delta = \frac{1}{2^m}, \quad (2)$$

где m – разрядность обработки.

При единичном входном воздействии $x(nT) = \{1; 0; 0; \dots\}$ выходной сигнал после первого такта работы будет равен

$$y(nT) = 2^m. \quad (3)$$

Таким образом, при отсутствии сигнала передачи (управляющий сигнал определяется шагом квантования) структура, изображенная на рис. 2, самовозбуждается.

То что инвариантный эхокомпенсатор, разработанный в работе [1], не будет устойчивым, можно доказать другим путем, – сделав анализ передаточной характеристики на z плоскости.

Передаточная характеристика цепи, изображенная на рис. 2, равна [8]

$$B_0(z) = \frac{1 - Az^{-1}}{1 - \frac{1}{A}z^{-1}}. \quad (4)$$

Полос передаточной характеристики будет равен

$$z = \frac{1}{A}. \quad (5)$$

Таким образом, если $A > 1$, то цепь будет устойчивой. Если же $A < 1$, структура, изображенная на рис. 2, самовозбудится.

Следует отметить случай, когда $A = 1$. В этом случае цепь будет условно устойчивой, а множитель и делитель вырождаются. Однако этот предельный случай повторяет структуру, описанную в изобретении [6], принадлежащую профессору В.Б. Малинкину. Следует отметить, что в эхокомпенсаторе [6] для достижения полной устойчивости младший разряд в рекурсивной структуре принудительно обнуляется, что соответствует введению аттенюатора с коэффициентом передачи меньше единицы.

Произведем анализ величины АЧИ и ФЧИ, вносимых эхокомпенсатором (см. рис. 2) на сигналы приема. Такой анализ наиболее наглядно следует провести на z плоскости.

Пусть коэффициент управления $A > 1$, а входной информационный сигнал (сигнал противоположной стороны) обозначен как $x(z)$. Тогда выходной сигнал инвариантного эхокомпенсатора, разработанного в [1] в соответствии с законами цифровой обработки сигналов, будет равен

$$Y(z) = X(z)B_0(z). \quad (6)$$

Однако в реальных условиях величина $B_0(z)$ изменяется, при изменении коэффициента управления A . Эхокомпенсатор при различных значениях A будет повторять характеристики фильтров низких или высоких частот (**ФНЧ**, **ФВЧ**), полосовых или заграждающих фильтров (**ПФ**, **ЗФ**). При этом, полосы пропускания будут все время изменяться. Тогда сигнал приема $Y(z)$ будет мультипликативно искажен характеристиками $B_0(z)$, которые, в свою очередь, определяются статистическими свойствами сигнала передачи.

Говорить о величине собственных шумов и шумов недокомпенсации не имеет смысла, так как такой инвариантный эхокомпенсатор не выполняет основной своей функции – разделять сигналы двух направлений с минимальными искажениями для сигналов приема.

По мнению авторов работа [1] является заблуждением.

II. *Инвариантный эхокомпенсатор первого порядка, разработанный в работе [3].*

В работе [3] доказано утверждение, согласно которому отношение z изображений входного и выходного сигналов на соседних блоках обработки для любых линейных четырехполосников есть величина постоянная, то есть является инвариантом

$$\frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)} = \frac{\Pi_i(z)}{\Pi_{i-1}(z)}, \quad (7)$$

где $S_i(z)$ – z -изображение входного сигнала на i -м блоке; $\Pi_i(z)$ – z -изображение выходного сигнала на i -м блоке.

В соответствии со свойствами относительности, параметры любого линейного четырехполосника на интервале стационарности неизменны, то есть

$$H_i(z) = H_{i-1}(z) = H_{i-2}(z) = \dots \quad (8)$$

Тогда инвариантное равенство (7) при замене переходит в тождество

$$\Pi_i(z) = S_i(z)H_i(z); \quad (9)$$

$$\Pi_{i-1}(z) = S_{i-1}(z)H_{i-1}(z),$$

где $H_i(z)$ и $H_{i-1}(z)$ – передаточные характеристики линейного четырехполосника на i -м и $(i-1)$ -м блоках обработки соответственно.

При переходе от z плоскости к энергетическим спектрам имеем

$$\frac{S_i(jk\omega_1)}{S_{i-1}(jk\omega_1)} = \frac{\Pi_i(jk\omega_1)}{\Pi_{i-1}(jk\omega_1)}, \quad (10)$$

где $S_i(jk\omega_1)$ – энергетический спектр входного сигнала на i -м блоке; $\Pi_i(jk\omega_1)$ – энергетический спектр выходного сигнала на i -м блоке.

Равенство (10), в свою очередь, распадается на отношение амплитудных спектров и разность фазовых спектров [8]

$$\frac{S_i(k\omega_1)}{S_{i-1}(k\omega_1)} = \frac{\Pi_i(k\omega_1)}{\Pi_{i-1}(k\omega_1)}; \quad (11)$$

$$\varphi_i(k\omega_1) - \varphi_{i-1}(k\omega_1) = \psi_i(k\omega_1) - \psi_{i-1}(k\omega_1).$$

Первое равенство (11) повторяет принцип относительной амплитудной модуляции (**ОАМ**), а второе равенство (11) – принцип относительной фазовой модуляции (**ОФМ**).

Таким образом, в основу синтеза инвариантного эхокомпенсатора, разработанного в работе [3], положены одновременно свойства ОАМ и ОФМ.

Для сравнения двух вариантов [1, 3] из структуры, изображенной на рис. 3, выделим одну ячейку с обработкой во временной области. Для общности, обозначим сигнал управления также A .

Структура, изображенная на рис. 4, отличается от структуры, изображенной на рис. 2, тем, что делитель заменен на умножитель и введен нормирующий четырехполосник.

Передаточная функция такой цепи равна [8]

$$B_1(z) = \frac{1 - \frac{A}{A_{\max}} z^{-1}}{1 - \frac{A}{A_{\max}} c z^{-1}}. \quad (12)$$

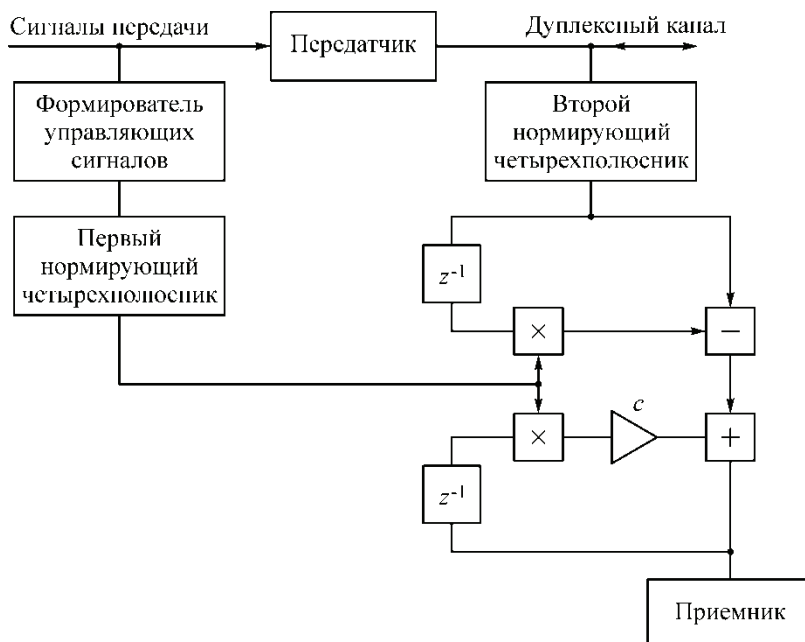


Рис. 3. Структура инвариантного эхокомпенсатора [7]

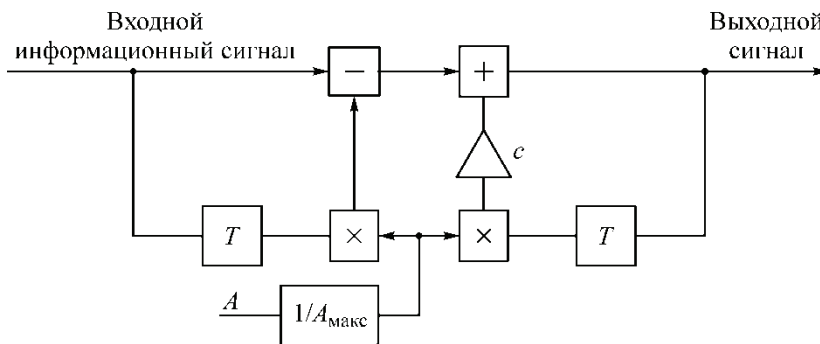


Рис. 4. Усеченная структура инвариантного эхокомпенсатора

Полнос передаточной функции равен [8]

$$z = \frac{A}{A_{\text{макс}}} c, \quad (13)$$

где A – текущее значение управляющего сигнала, $A \in \{0, A_{\text{макс}}\}$; $A_{\text{макс}}$ – максимально возможное значение управляющего сигнала; c – дополнительно введенный аттенуатор, $c < 1$.

Полнос передаточной функции лежит внутри единичного круга на z плоскости. Следовательно, цепь, изображенная на рис. 4, будет всегда устойчивой [8].

Следует отметить, что если $0 < A \leq A_{\text{макс}}$, то структура, изображенная на рис. 4, представляет собой высокодобротный фильтр верхних частот [8].

При $A = 0$, ФВЧ вырождается в прямой провод, так как при этом $B_1(z) = 1$. Следовательно, при отсутствии сигнала передачи, сигналы приема без дополнительных АЧИ и ФЧИ проходят на вход приемника.

При $0 < A \leq A_{\text{макс}}$, $c \rightarrow 1$, передаточная функция $B_1(z) \rightarrow 1$. Этим самым достигаются минимальные АЧИ и ФЧИ, вносимые в сигналы приема.

Величина собственного шума инвариантного эхокомпенсатора может быть рассчитана из следующего соотношения [8]

$$\sigma_{\text{соб}}^2 = \frac{\Delta_0^2}{12} \sum_{n=0}^N h^2(nT) + \frac{\Delta^2}{12} \sum_{j=1}^3 \sum_{n=0}^N h_j^2(nT), \quad (14)$$

где $h(nT)$ – импульсная реакция эхокомпенсатора; $h_j(nT)$ – импульсная реакция от j -го источника шума до выхода; Δ_0 – шаг квантования входного слова; Δ – шаг квантования в инвариантном эхокомпенсаторе.

Приняв $h(nT) = h_j(nT)$, $\Delta_0 = \Delta$, получим

$$\sigma_{\text{соб}}^2 = \frac{\Delta_0^2}{3} \sum_{n=0}^N h^2(nT).$$

При $A = 1$, $h(nT) = \{1; (1 - c); (1 - c) \cdot c; \dots; (1 - c) \cdot c^n\}$. Тогда величина собственного шума будет равна (после преобразований)

$$\sigma_{\text{соб}}^2 = \frac{\Delta_0^2}{3} \frac{2c}{c+1}. \quad (15)$$

Шум недокомпенсации сигналов передачи в тракте приема определяется выражением (14). Это объясняется тем, что управление работой такого эхокомпенсатора производится по сигналу передачи.

Мощность шума на выходе эхокомпенсатора при воздействии шума канала связи [8]

$$\sigma_{\text{ш.н}}^2 = \sigma_{\text{к.с}}^2 \sum_{n=0}^N h^2(nT) = \sigma_{\text{к.с}}^2 \frac{2c}{c+1}, \quad (16)$$

где $\sigma_{\text{ш.н}}^2$ – мощность шума недокомпенсации; $\sigma_{\text{к.с}}^2$ – мощность шума канала связи.

Эффективность работы любого метода обработки сигналов принято сравнивать с эффективностью работы известных методов. В качестве аналога воспользуемся характеристиками классического алгоритма Уидроу, который реализован в оборудовании xDSL. Сравнение проведем по величине собственного шума и величине недокомпенсации эхосигнала [9].

В алгоритме Уидроу адаптивный фильтр включается параллельно передающему устройству и моделирует параметры неизвестной системы, то есть эохотракта. Импульсная реакция адаптивного фильтра (**АФ**) зависит от подключаемого канала (линии) и может быть произвольной. Для простоты выкладок будем полагать, что импульсная реакция АФ описывается отсчетами однородного цифрового фильтра и равна

$$h_{\text{АФ}}(nT) = \{1; c; c^2; \dots; c^n\}, \quad (17)$$

где c – коэффициент передачи второго отвода АФ; $c < 1$.

Для вычисления величины собственных шумов АФ воспользуемся выражением (14). Будем считать, что шаг квантования входного слова Δ_0 и шаг квантования обработки Δ в АФ равны. Помимо этого будем считать, что импульсные реакции $h_j(nT)$ от j -го источника шума в адаптивном фильтре равны между собой и определяются импульсной реакцией всего АФ $h_{\text{АФ}}(nT)$. Опуская промежуточные преобразования, окончательно получаем аналитическое выражение по расчету величины собственных шумов в классическом алгоритме Уидроу

$$\sigma_{\text{АФ соб}}^2 = (N+1) \frac{\Delta^2}{12} \frac{1-c^{2n}}{1-c^2}, \quad (18)$$

где N – количество отводов АФ; $n = \{0; 1; \dots; \infty\}$ – шаг наблюдения; c – коэффициент передачи второго отвода АФ; $\Delta = 1/2^m$, m – разрядность обработки).

Оценим величину шума недокомпенсации в классическом алгоритме Уидроу, которая обусловлена воздействием шума канала связи. Величина шума недокомпенсации на выходе адаптивного фильтра в классическом алгоритме равна [9]

$$\sigma_{\text{АФ соб}}^2 = \frac{\gamma NR}{|2 - \gamma N|}, \quad (19)$$

где γ – шаг подстройки (в относительных величинах), $\gamma \in \{0; 1\}$; N – количество

отводов в АФ; $R = \sum_{n=N+1}^{\infty} h_{\text{АФ}}^2(nT) + \sigma_{\text{к.с}}^2$; $\sum_{n=N+1}^{\infty} h_{\text{АФ}}^2(nT)$ учитывает шумы работы АФ

из-за усечения его импульсной реакции до величины N ; $\sigma_{\text{к.с}}^2$ – мощность шума канала связи.

На входе приемного устройства (выходе вычитателя) в классическом алгоритме величина шума канала связи удваивается. Это обусловлено тем, что шум недокомпенсации $\sigma_{\text{АФ н}}^2$ и шум канала связи $\sigma_{\text{к.с}}^2$ являются некоррелированными.

Величина выигрыша в относительных величинах будет равна

$$\Delta A = 10 \lg \frac{\sigma_{\text{АФ}}^2}{\sigma^2}, \quad (20)$$

где σ^2 – определяет либо величину собственного шума, либо величину шума недокомпенсации в инвариантном эохомпенсаторе [3]; $\sigma_{\text{АФ}}^2$ – определяет либо величину собственного шума, либо величину шума недокомпенсации в алгоритме Уидроу [9].

Для $c = 0,9$; $N = 100$; $n = 1000$; $m = 12$ величина $\Delta A_{\text{соб}}$ будет равна 21,79 дБ. Аналогично, для $c = 0,9$; $N = 100$; $\gamma = 0,05$; $P_{\text{ш.к.с}} = -40$ дБ величина $\Delta A_{\text{н}}$ (недокомпенсации) будет равна 5,3 дБ. Полученный выигрыш объясняется несколькими причинами.

Во-первых, инвариантный эхокомпенсатор управляется сигналом передачи. Классический же эхокомпенсатор управляется сигналом ошибки с выхода вычитателя.

Во-вторых, инвариантный эхокомпенсатор использует отсчеты помехи, взятые непосредственно из канала связи. Классический эхокомпенсатор производит расчет оценки эхосигнала искусственно.

В-третьих, работа инвариантного эхокомпенсатора не зависит от корреляционных связей сигналов двух направлений.

Выводы

Произведен анализ технических характеристик двух вариантов построения инвариантного эхокомпенсатора первого порядка. Инвариантный эхокомпенсатор, разработанный в работе [1], не отвечает условию зеркальной симметрии, неустойчив в работе и вносит огромные АЧИ и ФЧИ в сигналы приема. Инвариантный эхокомпенсатор, разработанный в работе [3], имеет зеркально-симметричную структуру, всегда устойчив в работе и имеет технические характеристики, превосходящие характеристики классического эхокомпенсатора.

Список литературы

1. Лебедянцева, В.В. Разработка и исследование методов анализа и синтеза инвариантных систем связи : дис. ... д-ра техн. наук : 05.16.02 : защищена 23.05.95 : утв. 08.12.95 / Лебедянцева Валерий Васильевич. – Новосибирск, 1995. – 341 с.
2. Лебедянцева, В.В. Инвариантные эхокомпенсаторы и их неработоспособные модификации / В.В. Лебедянцева // Материалы Российской научно-технической конференции «Информатика и проблемы телекоммуникаций» / Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики. – Новосибирск, 2008. – Т. 1. – С. 260–267.
3. Малинкин, В.Б. Повышение помехоустойчивости модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах : дис. ... д-ра техн. наук : 05.12.04 : защищена 02.10.03 : утв. 11.03.05 / Малинкин Виталий Борисович. – Омск, 2003. – 304 с.
4. Абрамов, С.С. Инвариантный метод анализа распределенных систем обработки информации : дис. ... канд. техн. наук : 05.13.01 : защищена 27.04.07 : утв. 13.07.07 / Абрамов Сергей Степанович. – Красноярск, 2007. – 158 с.
5. Гусельников, А.С. Методы управления и обработки информации в адаптивных эхокомпенсаторах : дис. ... канд. техн. наук : 05.13.01 : защищена 16.04.09 : утв. 13.11.09 / Гусельников Александр Сергеевич. – Новосибирск, 2009. – 163 с.
6. А.с. 1111259 СССР, МКИ Н 04 L 27/18. Адаптивное дуплексное устройство для передачи и приема фазоманипулированных сигналов / Малинкин В.Б. – № 3614468/18-09 ; заявл. 30.06.1983 ; опубл. 30.08.84, Бюл. № 32. – 4 с.
7. Малинкин, В.Б. Инвариантный эхокомпенсатор с защитным временным интервалом / В.Б. Малинкин, Д.Н. Левин, С.С. Абрамов // Электросвязь. – 2008. – № 2. – С. 48–49.
8. Гольденберг, Л.М. Цифровая обработка сигналов / Л.М. Гольденберг, Б.В. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1990. – 210 с.
9. Mueller, K. A New Digital Echo Canceller for Two-Wire Full Duplex Data Transmission-IEEE / K. Mueller // Trans. on comm. Vol. com.-24. – 1976. – No. 9. – P. 956–962.

Analysis of Technical Characteristics of Different Structures of Invariant Echo-Compensators

V.B. Malinkin¹, Yu.A Palchun²

*Siberian State University of Telecommunications and Computer Science (1);
Siberian Scientific Research Institute of Metrology (2); palchun@sniim.nsk.ru*

Key words and phrases: echo-compensator; invariant; noise level; resistance.

Abstract: The paper presents the analysis of technical characteristics of invariant echo-compensators of the first order, developed in the following works [1, 3]. The recommendations on their use are given.

Analyse der technischen Charakteristiken der verschiedenen Strukturen der invarianten Echokompensatoren

Zusammenfassung: Es ist die Analyse der technischen Charakteristiken der invarianten Echokompensatoren der ersten Ordnung, die in den Werken [1, 3] erarbeitet sind, durchgeführt. Es sind die Empfehlungen nach ihrer Benutzung angegeben.

Analyse des caractéristiques techniques de différentes structures des éco-compensateurs invariants

Résumé: Est faite une analyse des caractéristiques techniques de différentes structures des éco-compensateurs invariants du premier ordre traités dans les ouvrages [1, 3]. Sont données les recommandations pour leur utilisation.

Авторы: *Малинкин Виталий Борисович* – доктор технических наук, профессор кафедры «Многоканальная электрическая связь и оптические системы», ГОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»; *Пальчун Юрий Анатольевич* – доктор технических наук, профессор, ученый секретарь ФГУП «Сибирский научно-исследовательский институт метрологии».

Рецензент: *Сединин Валерий Иванович* – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Системы автоматизированного проектирования», ГОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики».
