

бора версий напрямую зависит время выполнения задачи.

Таким образом, становится ясным, что основная цель дальнейших исследований – показать возможность и эффективность использования алгоритма формирования ВВР ресурсов при синтезе оптимального состава мультиверсионного ПО.

В заключение следует отметить, что использование ресурсных и временных ограничений при формировании мультиверсионного ПК требует дальнейшего более детального рассмотрения. Рациональное структурное построение программных комплексов гарантирует достаточно полное использование ресурсов ЭВМ. Однако, технологические особенности проектирования ПК, дополняя проблему структурного проектирования ПО, выводят ее в разряд общих проблем разработки методов и автоматизированных систем проектирования сложных программных комплексов.

#### Библиографический список

1. Майерс, Г. Надежность программного обеспечения / Г. Майерс ; пер. с англ. Ю. Ю. Галимова / под ред. В. Ш. Кауфмана. М. : Мир, 1980.

2. Kovalev, I. System of Multi-Version Development of Spacecrafts Control Software / I. Kovalev. Pro Universitate Verlag Sinzheim, 2001.

3. Avizienis, A. On the Implementation of N-Version Programming for Software Fault Tolerance During Execution / A. Avizienis, L. Chen // Proceedings of the IEEE COMPSAC'77. 1977. P. 149–155.

4. Randell, B. The Evolution of the Recovery Block Concept / B. Randell, J. Xu // Software Fault Tolerance ; ed. by M. R. Lyu. Wiley, 1995.

5. Kovalev, I. Deriving the optimal Structure of N-Version Software under Resource Requirements and Cost/Timing Constraints / I. Kovalev, K.-E. Grosspietsch // Proceedings of Euromicro'2000. Maastricht, 2000. P. 200–207.

6. Kovalev, I. Optimization models for reliability of telecommunication software systems / I. Kovalev, A. Popov, Ju. Shipovalov // Advances in Modeling & Analysis. Series B. 2000. Vol. 43, № 3–4. P. 41–46.

7. Ковалев, И. В. Мультиверсионный метод повышения программной надежности информационно-телекоммуникационных технологий в корпоративных структурах / И. В. Ковалев, Р. В. Юнусов // Телекоммуникации и информатизация образования. 2003. № 2 (15). С. 50–55.

I. A. Kapchinsky, P. V. Kovalev, A. N. Laykov, S. N. Gritsenko

### ON MULTIVERSION SOFTWARE FORMATION CONSIDERING THE RESOURCE CONSTRAINTS

*The multiversion programming methodology which guarantees that mistakes of one software versions will not lead to infringement of the control process by complex objects where rigid requirements for reliability and autonomy of functioning are typical.*

*Keywords: optimization, reliability, multiversion programming.*

УДК 621.393.3

В. Б. Малинкин, Е. В. Кулясов, Е. В. Малинкин, И. И. Павлов

### АСИММЕТРИЧНЫЙ ИНВАРИАНТНЫЙ ЭХО-КОМПЕНСАТОР ВТОРОГО ПОРЯДКА БЕЗ ЗАЩИТНОГО ВРЕМЕННОГО ИНТЕРВАЛА И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

*Синтезирована структура инвариантного эхо-компенсатора второго порядка без защитного временного интервала. Приведены элементы управления подобным эхо-компенсатором и расчет его основных технических характеристик.*

*Ключевые слова: инвариантный, эхо-компенсатор, асимметричный, мощность собственных шумов.*

Магистральные телекоммуникационные сети в подавляющем большинстве случаев используют волоконно-оптические системы передачи. Однако сдерживающим фактором доведения стандартных потоков до потребителя является так называемая «последняя миля», представленная медным кабелем.

Существующие высокоскоростные технологии доступа используют в оборудовании xDSL-адаптивные эхо-компенсаторы. Принцип их работы основан на моделирова-

нии параметров неизвестной системы, а основным недостатком является большая критичность работы к корреляционным связям сигналов двух направлений. В некоторых случаях это может привести даже к срыву работы.

Другой подход к построению адаптивных эхо-компенсаторов состоит в использовании инвариантов. Так, в работах [1; 2] приведены структуры инвариантных эхо-компенсаторов с защитным и временным интервалом и без него. Основным отличием инвариантных эхо-компенса-

торов от классических является то, что управление инвариантных эхо-компенсаторов производится сигналами передачи, в то время как управление классического эхо-компенсатора осуществляется по сигналу ошибки.

Данная статья посвящена результатам синтеза инвариантного эхо-компенсатора второго порядка.

**Постановка задачи.** Имеется канал связи (эхо-тракт), отвечающий условию стационарности. Канал ограничен полосой пропускания с нижней  $f_n$  и верхней  $f_b$  частотами. Необходимо синтезировать алгоритм функционирования инвариантного эхо-компенсатора второго порядка.

**Теоретические положения.** Если канал связи (эхо-тракт) отвечает условию стационарности, то мы можем записать следующее равенство:

$$H_{i-1}(z) = H_i(z) = H_{i+1}(z) = H_{i+2}(z), \quad (1)$$

где  $H_i(z)$  –  $z$ -изображение передаточной характеристики эхо-тракта на  $i$ -м блоке обработки.

В [3] доказано, что если на вход двух параллельно работающих линейных цифровых фильтров поступает одинаковый сигнал  $V(Z)$ , то отношения  $z$ -изображений на соседних блоках обработки на выходах этих цифровых фильтров будут

$$\frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)} \cdot \frac{S_{i-1}(z)}{S_{i-2}(z)} = \frac{\Pi_i(z)}{\Pi_{i-1}(z)} \cdot \frac{\Pi_{i-1}(z)}{\Pi_{i-2}(z)}, \quad (2)$$

где  $S_i(z)$ ,  $S_{i-1}(z)$ ,  $S_{i-2}(z)$  –  $z$ -изображение сигнала на выходе дополнительного цифрового фильтра соответственно на  $i$ -м,  $(i-1)$  и  $(i-2)$  блоках обработки при входном воздействии, равном  $V_i(Z)$ ,  $V_{i-1}(Z)$ ,  $V_{i-2}(Z)$ ,  $\Pi_i(z)$ ,  $\Pi_{i-1}(z)$ ,  $\Pi_{i-2}(z)$  –  $z$ -изображение эхо-сигнала соответственно на  $i$ -м,  $(i-1)$  и  $(i-2)$  блоках обработки при входном воздействии, равном  $V_i(Z)$ ,  $V_{i-1}(Z)$ ,  $V_{i-2}(Z)$ .

Будем считать каскадное соединение передающего устройства и эхо-тракта цифровым фильтром (ЦФ), формирующим  $\Pi(Z)$ . Дополнительный цифровой фильтр, включенный параллельно передающему устройству, формирует сигналы  $S(Z)$ .

Равенство (2) не накладывает ограничений на сигнал передачи  $V(Z)$  и позволяет передавать его без защитного временного интервала.

В свою очередь равенство (2) распадается на следующие равенства [3]:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\Pi}_i(z) &= \Pi_{i-1}(z) \frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)}, \\ \hat{\Pi}_i(z) &= \Pi_{i-2}(z) \frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)} \frac{S_{i-1}(z)}{S_{i-2}(z)}, \\ \Pi_i(z) &= \frac{1}{2} \hat{\Pi}_i(z) + \frac{1}{2} \hat{\Pi}_i(z). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Равенство (3) является основой для синтеза инвариантного эхо-компенсатора второго порядка, при этом оценки эхо-сигналов на предыдущих блоках обработки могут быть использованы для расчета величины эхо-сигнала на текущем блоке обработки.

В отличие от классического эхо-компенсатора, инвариантный эхо-компенсатор включен перед приемным устройством (рис. 1). Управление этим компенсатором производится от сигналов передачи  $S(z)$ . Это обстоятельство приводит к тому, что его технические характери-

сти не будут зависеть от корреляционных связей сигналов двух направлений, поэтому инвариантный эхо-компенсатор для эхо-сигналов является своеобразным фильтром-пробкой, а для сигналов приема – четырехполосником, вносящим минимальные амплитудно- и фазочастотные искажения.

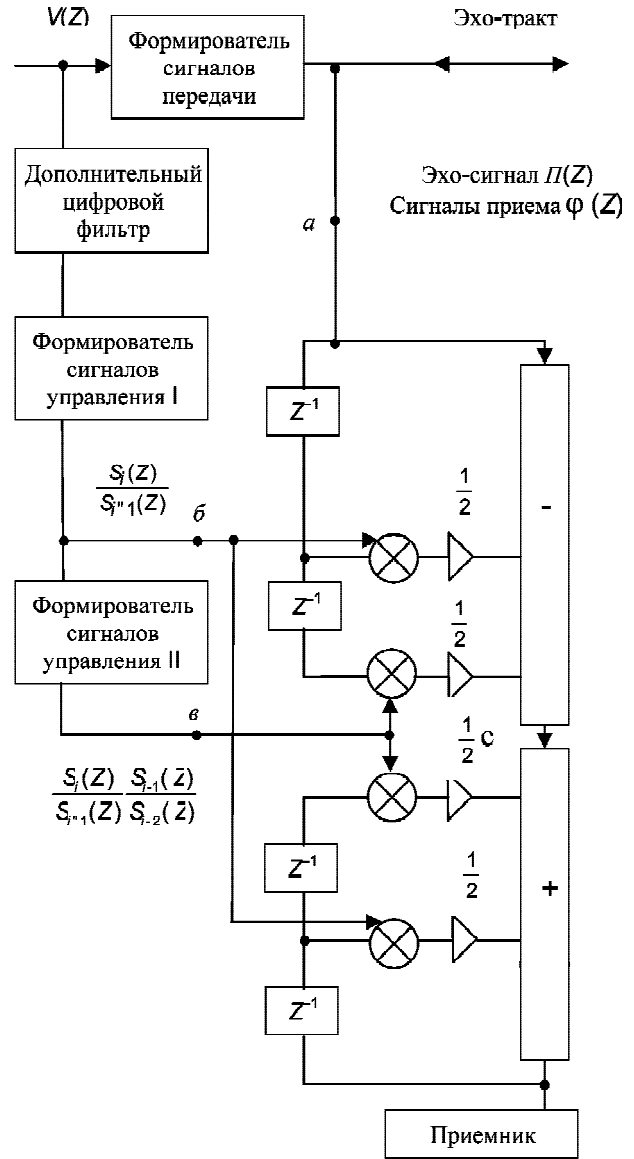


Рис. 1. Структура инвариантного эхо-компенсатора второго порядка

Характеристика инвариантного эхо-компенсатора определяется на основе законов цифровой фильтрации [4]:

$$H(z) = \frac{1 - \frac{1}{2} M_1(z) z^{-1} - \frac{1}{2} M_2(z) z^{-2}}{1 - \frac{1}{2} M_1(z) z^{-1} - \frac{1}{2} M_2(z) z^{-2} C}, \quad (4)$$

где  $M_1(z) = \frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)}$  – 1-й управляющий коэффициент;  $M_2(z) = \frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)} \cdot \frac{S_{i-1}(z)}{S_{i-2}(z)}$  – 2-й управляющий коэффициент;  $S_i(z)$  –  $z$ -изображение сигнала передачи на  $i$ -м блоке обработки;  $C < 1$  – дополнительный аттенюатор, включенный в рекурсивную цепь.

Для устойчивой работы предлагаемой структуры необходимо, чтобы полюсы передаточной характеристики находились внутри единичного круга, тогда

$$\left. \begin{aligned} M_1(z) &\leq 1, \\ M_2(z) &\leq 1. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

При выбранной разрядности, равной  $m$ , максимальные значения  $M_1(z)$  и  $M_2(z)$  равны  $2^m$ . Но при таких значениях управляющих коэффициентов работа инвариантного эхо-компенсатора будет неустойчивой.

Одним из возможных путей обеспечения устойчивой работы инвариантного эхо-компенсатора является нормирование управляющих сигналов и эхо-сигналов совместно с сигналами приема. Это приведет к использованию дополнительных масштабирующих четырехполюсников, которые необходимо включить, во-первых, перед входом самого инвариантного эхо-компенсатора (точка  $a$  на рис. 1), во-вторых, на входах формирователей управляющих сигналов (точки  $b$  и  $в$ ).

Другой путь обеспечения устойчивости инвариантного эхо-компенсатора второго порядка – это преобразование рекурсивной части в нерекурсивный цифровой фильтр. Из теории цифровой фильтрации известно, что любой рекурсивный цифровой фильтр может быть преобразован в нерекурсивный цифровой фильтр таким образом:

$$\frac{1}{1 - \frac{1}{2}M_1(Z)Z^{-1} - \frac{1}{2}M_2(Z)C \cdot Z^{-2}} = 1 + \sum_{i=1}^k Q_i(Z)Z^{-i}, \quad (6)$$

где  $k$  – количество отводов. Тогда для первых пяти отводов преобразованной структуры  $Q_i(Z)$  будут иметь следующие значения:

$$\begin{aligned} Q_1(Z) &= \frac{1}{2}M_1(Z), \\ Q_2(Z) &= \frac{1}{4}M_1^2(Z) + \frac{1}{2}M_2(Z)C, \\ Q_3(Z) &= \frac{1}{2}M_1(Z)M_2(Z)C + \frac{1}{8}M_1^3(Z), \\ Q_4(Z) &= \frac{1}{4}M_2^2(Z)C^2 + \\ &+ \frac{3}{8}M_1^2(Z)M_2(Z)C + \frac{3}{16}M_1^3(Z), \\ Q_5(Z) &= \frac{3}{8}M_1(Z)M_2^2(Z)C^2 + \\ &+ \frac{1}{16}M_2(Z)M_1^2(Z)C + \\ &+ \frac{3}{16}M_1^3(Z)M_2(Z)C + \frac{1}{32}M_1^4(Z). \end{aligned}$$

Преобразованная структура инвариантного эхо-компенсатора состоит из двух каскадно соединенных цифровых фильтров (рис. 2). В первом фильтре производится компенсация эхо-сигналов, во втором фильтре осуществляется восстановление сигналов приема. Следует заметить, что фазочастотная характеристика этих цифровых фильтров будет линейной [4].

**Технические характеристики инвариантного эхо-компенсатора.** Для определения технических характеристик разработанного инвариантного эхо-компенсатора – цифрового фильтра высоких частот (ЦФВЧ-2) – будем полагать, что  $M_1(z) = M_2(z) = 1$ . Тогда передаточная характеристика будет

$$H(z) = \frac{1 - \frac{1}{2}z^{-1} - \frac{1}{2}z^{-2}}{1 - \frac{1}{2}z^{-1} - \frac{1}{2}z^{-2}C}. \quad (7)$$

Разложим  $H(z)$  на две передаточные функции первого порядка:

$$H(z) = H_0(z)H_1(z) = \frac{1 + \frac{1}{2}z^{-1}}{1 - B_0z^{-1}} \frac{1 - z^{-1}}{1 - B_1z^{-1}}, \quad (8)$$

где  $B_0$  и  $B_1$  – полюсы передаточной функции:

$$\begin{aligned} B_0 &= \frac{1}{4} - \frac{1}{4}\sqrt{1+8C}, \\ B_1 &= \frac{1}{4} + \frac{1}{4}\sqrt{1+8C}. \end{aligned}$$

Импульсная реакция ЦФВЧ-2 определяются сверткой  $h_0(nT)$  и  $h_1(nT)$ .

Общая величина собственного шума ЦФВЧ-2 задается известным соотношением [4]:

$$\sigma_c^2 = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{n=0}^{N-1} h^2(nT) + \frac{\Delta^2}{12} \sum_{j=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} h_j^2(nT), \quad (9)$$

где  $\Delta$  – шаг квантового входного слова;  $\Delta_0$  – шаг квантового входного слова в ЦФВЧ-2;  $h(nT)$  – импульсная реакция ЦФВЧ-2;  $h_j(nT)$  – импульсная реакция от  $j$ -го источника шума в ЦФВЧ-2 до выхода.

Найдем значения отдельных составляющих равенства (9), используя неравенство Коши–Буняковского

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} h^2(nT) &= \sum_{n=0}^{N-1} [h_0(nT) * h_1(nT)]^2 \leq \\ &\leq \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} h_0(nT) \right]^2 \left[ \sum_{n=0}^{N-1} h_1(nT) \right]^2, \end{aligned} \quad (10)$$

где символом  $*$  обозначена операция свертки.

Опуская промежуточные выкладки, приведем окончательный результат:

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} h^2(nT) &= \left[ \frac{(B_0 + \frac{1}{2})(B_0^{N-2} - 1)}{(B_0^2 - 1)} \right]^2 \times \\ &\times \left[ \frac{(B_1 - 1)(B_1^{N-2} - 1)}{(B_1^2 - 1)} \right]^2. \end{aligned} \quad (11)$$

Для простоты вычисления второго слагаемого в выражении (9) будем полагать, что все импульсные реакции от  $j$ -го источника шума до выхода равны между собой и определяются величиной  $h(nT)$ . Тогда второе слагаемое выражения (9) (с учетом неравенства Коши–Буняковского) будет иметь вид

$$\sum_{j=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} [h_j(nT)]^2 = 5 \sum_{n=0}^{N-1} h^2(nT).$$

Если  $\Delta = \Delta_0$ , то выражение (9) упрощается:

$$\sigma_c^2 \leq \frac{\Delta^2}{2} \left[ \frac{(B_0 + \frac{1}{2})(B_0^{N-2} - 1)}{(B_0^2 - 1)} \right] \times \left[ \frac{(B_1 - 1)(B_1^{N-2} - 1)}{(B_1^2 - 1)} \right]^2 \quad (12)$$

Подставляя значения полюсов  $B_0$  и  $B_1$  в уравнение (12), окончательно получим (при  $N \geq 1000$ )

$$\sigma_c^2 \leq \frac{\Delta^2 (5 + 4C + \sqrt{1 + 8C})^2}{2 (6 + 5C)^2} \quad (13)$$

Величина шума недокомпенсации в инвариантном эхо-компенсаторе будет

$$\sigma_{инв.н}^2 = \sigma_{к.с}^2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT), \quad (14)$$

где  $h(nT)$  – импульсная реакция инвариантного эхо-компенсатора второго порядка;  $\sigma_{к.с}^2$  – мощность шума канала связи. При  $M_1(Z) = M_2(Z) = 1$  величина  $\sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT) \approx 1,003$ .

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. Проведем сравнение по величине собственного шума и величине недокомпенсации эхо-сигнала.

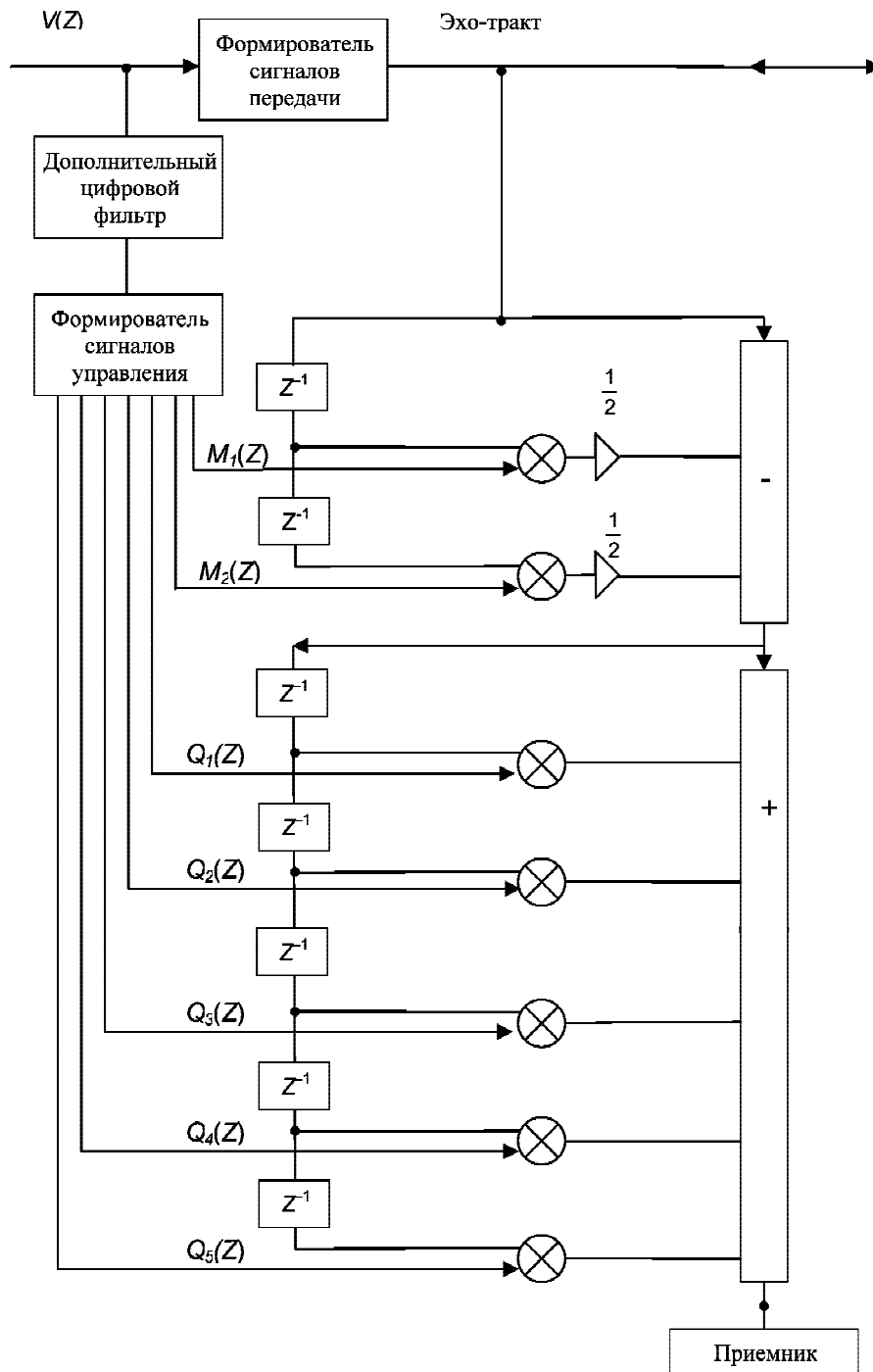


Рис. 2. Преобразованная структура инвариантного эхо-компенсатора второго порядка

В алгоритме Уидроу адаптивный фильтр (АФ) включается параллельно передающему устройству и моделирует параметры неизвестной системы, т. е. эхо-тракта. Импульсная реакция адаптивного фильтра зависит от подключаемого канала (линии) и может быть произвольной. Для простоты выкладок будем полагать, что импульсная реакция адаптивного фильтра описывается отсчетами однородного цифрового фильтра:

$$h_{\text{АФ}}(nT) = \{1; c; c^2; \dots; c^n\}, \quad (15)$$

где  $c$  – коэффициент передачи второго отвода адаптивного фильтра,  $c < 1$ .

Для вычисления величины собственных шумов адаптивного фильтра воспользуемся выражением (9). Будем считать, что разрядность входного слова  $\Delta_0$  и разрядность обработки  $\Delta$  в адаптивном фильтре 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 адаптивного фильтра  $h_{\text{АФ}}(nT)$ . Опуская промежуточные преобразования, окончательно получаем аналитическое выражение по расчету величины собственных шумов в классическом алгоритме Уидроу:

$$\sigma_{\text{АФс}}^2 = (N+1) \frac{\Delta^2}{12} \frac{1-c^{2N}}{1-c^2}, \quad (16)$$

где  $N$  – количество отводов адаптивного фильтра;  $n = \{0; 1; \dots; \infty\}$  – шаг наблюдения;  $c$  – коэффициент передачи второго отвода адаптивного фильтра;  $\Delta$  – шаг квантования,  $\Delta = \frac{1}{2^m}$ , здесь  $m$  – разрядность обработки.

А теперь оценим величину шума недокомпенсации на выходе в классическом алгоритме Уидроу, которая обусловлена воздействием шума канала связи [5]:

$$\sigma_{\text{АФн}}^2 = \frac{\gamma \cdot N \cdot R}{|2 - \gamma \cdot N|}, \quad (17)$$

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

$R = \sum_{n=N+1}^{\infty} h_{\text{АФ}}^2(nT) + \sigma_{\text{к.с.}}^2$ , здесь  $\sum_{n=N+1}^{\infty} h_{\text{АФ}}^2(nT)$  учитывает шумы работы адаптивного фильтра из-за усечения его импульсной реакции до величины  $N$ ;  $\sigma_{\text{к.с.}}^2$  – мощность шума канала связи.

На входе приемного устройства, т. е. на выходе вычитателя, в классическом алгоритме величина шума канала связи удваивается. Это обусловлено тем, что шум недокомпенсации  $\sigma_{\text{АФн}}^2$  и шум канала связи  $\sigma_{\text{к.с.}}^2$  является не коррелированными.

Величина выигрыша в относительных величинах составляет

$$\Delta A = 10 \lg \frac{\sigma_{\text{АФ}}^2}{\sigma^2}, \quad (18)$$

где  $\sigma^2$  определяет либо величину собственного шума, либо величину шума недокомпенсации в инвариантном эхо-компенсаторе;  $\sigma_{\text{АФ}}^2$  определяет либо величину собственного шума, либо величину шума недокомпенсации в алгоритме Уидроу.

Для  $c = 0,9$ ,  $N = 100$ ,  $n = 1\,000$ ,  $m = 12$  величина  $\Delta A_c$  равна 21,79 дБ.

Аналогично для  $c = 0,9$ ,  $N = 100$ ,  $\gamma = 0,05$ ,  $P_{\text{ш.к.с.}} = -40$  дБ величина  $\Delta A_n$  будет равна 5,3 дБ.

Полученный результат объясняется несколькими причинами:

- во-первых, инвариантный эхо-компенсатор управляется сигналом передачи, классический же эхо-компенсатор управляется сигналом ошибки с выхода вычитателя;
- во-вторых, инвариантный эхо-компенсатор использует отсчеты помехи, взятые непосредственно из канала связи, а классический эхо-компенсатор производит расчет оценки эхо-сигнала искусственно;
- в-третьих, работа инвариантного эхо-компенсатора не зависит от корреляционных связей сигналов двух направлений.

Таким образом, синтезирована структура инвариантного эхо-компенсатора второго порядка, который может найти применение в системах телекоммуникаций и управления объектами. Доказана эффективность работы этого компенсатора.

### Библиографический список

1. Левин, Д. Н. Инвариантный эхо-компенсатор с защитным временным интервалом / Д. Н. Левин, В. Б. Малинкин, С. С. Абрамов // Электросвязь. 2008. № 2. С. 48–49.
2. Малинкин, В. Б. Инвариантный эхо-компенсатор без защитного временного интервала / В. Б. Малинкин, Д. Н. Левин, С. С. Абрамов // Научный вестник НГТУ. 2007. № 2. С. 25–29.
3. Малинкин, В. Б. Повышение помехоустойчивости модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах : дис. ... д-ра техн. наук / В. Б. Малинкин. Омск, 2003.
4. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. М. : Радио и связь, 1990.
5. Mueller, K. A new digital echo canceller for two-wire full duplex data transmission / K. Mueller // IEEE Trans. on comm. 1976. Vol. 24, № 9. P. 956–962.

V. B. Malinkin, E. V. Kulyasov, E. V. Malinkin, I. I. Pavlov

## ASYMMETRIC INVARIANT ECHO-CANCELLER OF THE SECOND ORDER WITHOUT PROTECTIVE TIME INTERVAL AND ITS CHARACTERISTICS

*The structure of invariant echo-canceller of the second order without protective time interval is synthesized. The controls elements similar to echo-canceller are given. The calculation of the main technical characteristics is shown.*

*Keywords: invariant, echo-canceller, asymmetric, power of intrinsic noise.*