

К вопросу об устойчивости инвариантных эхо-компенсаторов первого порядка

С. С. Абрамов, Е. В. Кулясов, Е. В. Малинкин, В. Б. Малинкин

Синтезирована структура инвариантного эхо-компенсатора второго порядка с защитным временным интервалом. Приведены элементы управления подобным эхо-компенсатором. Приведён расчёт основных технических характеристик.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для решения проблемы «последней мили» используют многочисленные эхо-компенсаторы, принцип работы которых основан на моделировании параметров неизвестной системы. Такой принцип обработки информационных сигналов имеет ряд положительных и отрицательных сторон. Среди существенных отрицательных моментов работы подобных алгоритмов следует считать сложность их реализации в реальном масштабе времени при организации высокоскоростного дуплексного обмена, а также критичность их работы от корреляционных связей сигналов двух направлений.

Другим подходом в построении адаптивных эхо-компенсаторов является использование инвариантных соотношений, являющихся неизменными при изменении геометрических координат в выбранном пространстве.

Инвариантные методы построения эхо-компенсаторов позволили избавиться от серьёзного недостатка работы классических эхо-компенсаторов. Технические характеристики инвариантных эхо-компенсаторов не зависят от корреляционных связей сигналов двух направлений.

Однако в подобных эхо-компенсаторах используются зеркально-симметричные структуры, и необходимо применять особые меры для устойчивой работы рекурсивных цепей.

Данная работа является продолжением исследования в области построения инвариантных эхо-компенсаторов и направлена на синтез устойчивых инвариантных алгоритмов эхо-компенсации.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Имеется канал связи, отвечающий условию стационарности. Полоса пропускания канала связи ограничена нижней и верхней частотами. В качестве эхо-компенсатора используются инвариантные алгоритмы эхо-компенсации, включающие зеркально-симметричные структуры. Необходимо синтезировать инвариантный алгоритм эхо-ком-

пенсации, не требующей дополнительных мер к устойчивой работе.

3. ТЕОРИЯ

В работах [1, 2] приведены алгоритмы функционирования инвариантных эхо-компенсаторов с защитным и без защитного временных интервалов. Суть этих алгоритмов основана на использовании инвариантного соотношения энергетических спектров. При синтезе инвариантного эхо-компенсатора с защитным временным интервалом в [1] использовался инвариант

$$\frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)} = \frac{P_i(z)}{P_{i-1}(z)}, \quad (1)$$

где $S_i(z), S_{i-1}(z)$ – z -изображение сигнала передачи соответственно на i -том и $(i-1)$ блоках обработки; $P_i(z), P_{i-1}(z)$ – z -изображение эхо-сигнала соответственно на i -том и $(i-1)$ -ом блоках обработки.

При построении инвариантного алгоритма работы эхо-компенсатора без защитного временного интервала параллельно передающему устройству включён дополнительный, физически реализуемый четырёхполосник [2]. В работе [3] доказано, что если на входы параллельно работающих четырёхполосников подаётся одинаковое возмущающее воздействие, то отношение энергетических спектров, вычисленных на соседних блоках обработки, на выходах указанных выше четырёхполосников есть величина постоянная, то есть является инвариантом.

В первом и втором случаях сама структура эхо-компенсатора, включённого перед приёмным устройством, представляет собой зеркально-симметричный четырёхполосник с передаточной характеристикой

$$H(z) = \frac{1 - M_i(z)z^{-1}}{1 - M_i(z)cz^{-1}}, \quad (2)$$

где $M_i(z)$ – z -изображение управляющего коэффициента на i -том блоке обработки; $c < 1$ – дополнительный attenuator, включённый в рекурсивную цепь.

Если реализуется алгоритм эхо-компенсации с защитным временным интервалом, то справедливо равенство

$$M_i(z) = \frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)}. \quad (3)$$

Если реализован алгоритм эхо-компенсации без защитного временного интервала, то

$$M_i(z) = \frac{Q_i(z)}{Q_{i-1}(z)}. \quad (4)$$

В выражениях (3) и (4) приняты следующие обозначения: $M_i(z)$ – z -изображение управляющего коэффициента на i -том блоке обработки; $S_i(z)$ – z -изображение сигнала передачи на i -том блоке обработки; $Q_i(z)$ – z -изображение сигнала, наблюдаемого на выходе дополнительного четырёхполюсника, если на его вход подан сигнал $S_i(z)$.

Из теории цифровой фильтрации известно [4], что физически реализуемый цифровой фильтр согласно выражению (2) должен иметь полюс, лежащий внутри единичного круга на z -плоскости. Отсюда следует, что

$$M_i(z) < 1. \quad (5)$$

Для достижения условия (5) в работах [1, 2] использовались нормирующие четырёхполюсники, которые были включены на информационные и управляющие входы самого эхо-компенсатора.

Однако устойчивость рекурсивной структуры любого цифрового фильтра можно обеспечить путём преобразования её в нерекурсивную структуру.

Преобразуем передаточную рекурсивную характеристику, описываемую выражением (2), в нерекурсивную структуру.

$$\frac{1}{1 - M_i(z)cz^{-1}} = \sum_{j=0}^{K-1} [M_{i-j}(z)] z^{-j} c^j, \quad (6)$$

где $M_i(z)$ – z -изображение управляющего коэффициента на i -том блоке обработки; K – число сигналов во вновь синтезированной нерекурсивной структуре цифрового фильтра. Впервые такое преобразование дано в [5].

На рисунке 1 приведена структура инвариантного эхо-компенсатора первого порядка, использующая в своей работе два нерекурсивных цифровых фильтра. В первом цифровом фильтре производится компенсация эхо-сигналов. Наряду с компенсацией эхо-сигналов, в этом цифровом фильтре одновременно производится преобразование сигналов приёма. Во второй части синтезированной структуры производится восстановление сигнала приёма.

Следует отметить, что синтезированная структура представляет собой однородный цифровой фильтр [4]. У двух каскадно-соединённых нерекурсивных цифровых фильтров фазочастотная характеристика будет линейной [4].

4. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для определения величины собственного шума необходимо знать импульсные реакции первого и второго цифровых фильтров. Импульсные реакции $h_1(nT)$ и $h_2(nT)$ необходимо определить при единичном сигнале управления ($M_i(z) = 1$). При других значениях сигнала управления импульсные реакции линейно изменяются.

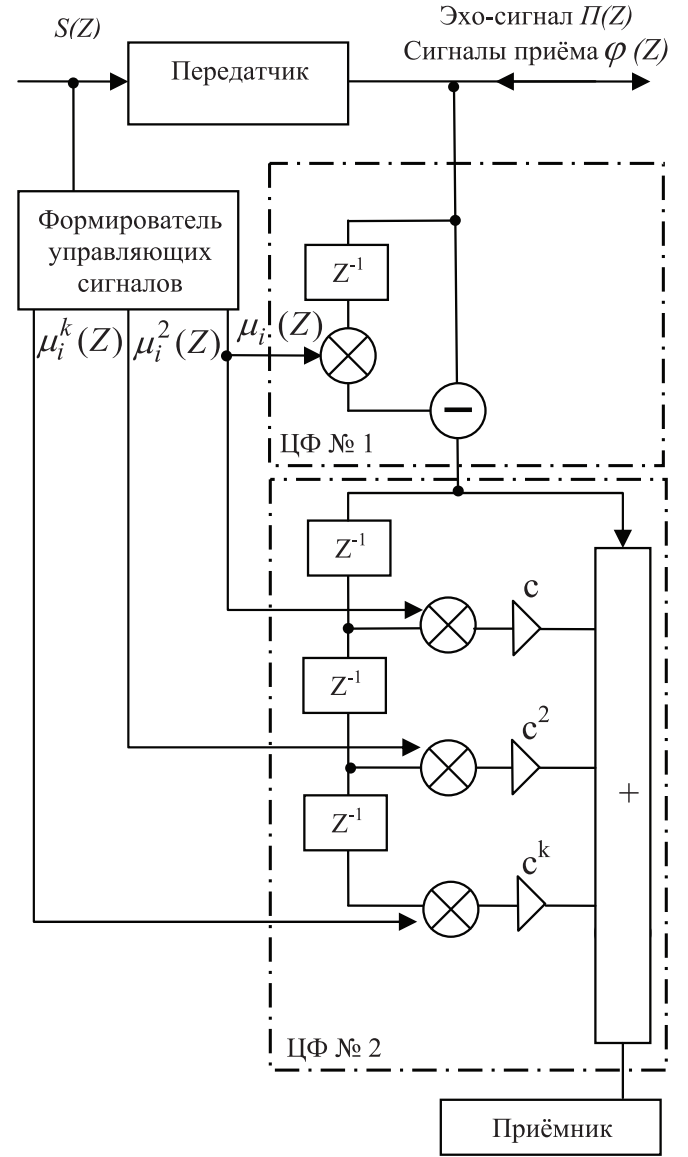


Рис. 1. Инверторный асимметричный эхо-компенсатор

Тогда

$$h_1(nT) = \{1, -1\},$$

$$h_2(nT) = \{1, c, c^2, \dots, c^k\} = c^n.$$

Общая импульсная реакция всего эхо-компенсатора определяется свёрткой

$$h_{\Sigma}(nT) = h_1(nT) * h_2(nT) = c^n - c^{n-1}, \quad (7)$$

где $c < 1$ – коэффициент передачи аттенуатора.

Мощность собственных шумов определяется известным соотношением

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{n=0}^{K-1} h_{\Sigma}^2(nT) + \frac{\Delta^2}{12} \sum_{j=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{K-1} h_{\Sigma j}^2(nT), \quad (8)$$

где Δ – шаг квантования в эхо-компенсаторе; Δ_0 – шаг квантования входного информационного слова; $h_{\Sigma}(nT)$ определена выражением (7); $h_{\Sigma j}(nT)$ – импульсная реакция от j -го источника шума (j -ой ветви) до выхода; K – число отводов в ЦФ2.

Для упрощения расчётов будем полагать, что $\Delta_0 = \Delta$, $h_{\Sigma}(nT) = h_{\Sigma_j}(nT)$. Тогда величина собственного шума определяется как

$$\begin{aligned}\sigma^2 &= \frac{\Delta^2}{12} (K+1) \sum_{n=0}^{K-1} h_{\Sigma}^2(nT) = \\ &= \frac{\Delta_0^2}{12} (K+1) \sum_{n=0}^{K-1} (c^n - c^{n-1})^2.\end{aligned}\quad (9)$$

Но

$$\begin{aligned}\sum_{n=0}^{K-1} (c^n - c^{n-1})^2 &= \sum_{n=0}^{K-1} c^{2n} (1 - 1/c)^2 = \\ &= (1 - 1/c)^2 \cdot \frac{c^{2K} - 1}{c^2 - 1}.\end{aligned}$$

Тогда общая формула расчёта величины собственного шума при указанных выше ограничениях будет

$$\sigma^2 = \frac{\Delta_0^2}{12} (K+1) \cdot (1 - 1/c)^2 \cdot \frac{c^{2K} - 1}{c^2 - 1}.\quad (10)$$

5. Выводы

Синтезирован инвариантный ассиметричный эхо-компенсатор, и найдено аналитическое выражение для расчёта собственных шумов.

Синтезированный алгоритм может найти широкое применение в телекоммуникационном оборудовании для борьбы с эхо-сигналом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д.Н. Левин, В.Б. Малинкин, С.С. Абрамов. Инвариантный эхо-компенсатор с защитным временным интервалом // Электросвязь 2008. №2. С48–49.
2. В.Б. Малинкин, С.С. Абрамов, Д.Н. Левин. Инвариантный эхо-компенсатор без защитного временного интервала и его характеристики // Научный вестник НГТУ 2007. №2. С 25–29.
3. В.Б. Малинкин, Д.Н. Левин, С.С. Абрамов. Инвариантные компенсаторы помех/ Красноярск 2006. 153 С.
4. Л.М. Гольдберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. Цифровая обработка сигналов // М. Радио и Связь. 1990.
5. В.Б. Малинкин. Повышение помехоустойчивости модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах // Докторская диссертация. 2003.

Абрамов Сергей Степанович

К.т.н., доцент кафедры радиопередающих устройств и электропитания СибГУТИ, тел. (383) 262-07-76.

Кулясов Евгений Викторович

Инженер-исследователь, тел. 8-905-827-3006.

Малинкин Евгений Витальевич

Инженер-исследователь, тел. 8-905-827-3073.

Малинкин Виталий Борисович

Д.т.н., профессор кафедры многоканальной электрической связи и оптических систем СибГУТИ, тел.: (383) 272-52-79.