

Шумовые модели нерекурсивных цифровых фильтров с нерекурсивными латеральными связями

В. П. Бакалов, Е. А. Субботин, Ю. С. Черных

В статье представлены шумовые модели нерекурсивных цифровых фильтров (НЦФ) с нерекурсивными латеральными обратными связями (НЛОС). Рассмотрены модели четырех типовых схем нерекурсивных ЦФ с НЛОС, учитывающие эффекты квантования в отдельных узлах нерекурсивных цифровых фильтров и ошибки округления. Получены «шумовые» уравнения для дисперсии шума на выходе каждого канала в отдельности от аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и умножителей для каждой из схем НЦФ с НЛОС. Проведен сравнительный анализ шумовых моделей для каждой схемы реализации НЦФ с НЛОС. Представленные модели могут найти широкое применение в перспективных технологиях радиолокации, навигации и связи.

Ключевые слова: нерекурсивные цифровые фильтры, нерекурсивные латеральные обратные связи, шумовые модели, «шумовые» уравнения, дисперсия шума.

1. Введение

Проблема повышения помехоустойчивости является одной из центральных при создании перспективных систем радиолокации, навигации и связи [1, 5, 9, 10]. Одним из эффективных методов повышения помехоустойчивости является использование цифровых фильтров с латеральными обратными связями (ЛОС) [1–3, 8]. Однако, как показано в [3], их использование существенно усложняет систему обработки дискретных и цифровых сигналов и увеличивает уровень помех от ЛОС. Кроме того, при цифровой обработке сигналов появляются дополнительные помехи, обусловленные эффектами квантования в цифровых фильтрах (ЦФ), и ошибки округления [4, 5], которые по своему характеру аналогичны шуму квантования.

Все эти шумы существенно влияют на помехоустойчивость систем цифровой обработки сигналов с ЛОС и требуют ее количественной оценки. В работе [6] исследованы шумовые модели рекурсивных ЦФ с рекурсивными ЛОС, проведен их сравнительный анализ с точки зрения уровня шума на выходе.

В данной статье рассмотрены четыре типовых схемы нерекурсивных ЦФ с нерекурсивными ЛОС, исследуются источники шумов квантования и округления в этих фильтрах, приводятся шумовые модели фильтров и уравнения дисперсии шума на выходе НЦФ с НЛОС, исследуется их помехоустойчивость.

2. Шумовая модель нерекурсивного цифрового фильтра с ЛОС 1-го типа

Рассмотрим схему одноуровневого ЦФ с ЛОС 1-го типа (рис. 1). При этом будем считать, что ЦФ и ЛОС реализуются в виде нерекурсивных цепей n -го порядка.

Передаточные функции первого канала $H_1^{(1)}(z)$ и второго канала $H_1^{(2)}(z)$ НЦФ с НЛОС определяются уравнениями [1]:

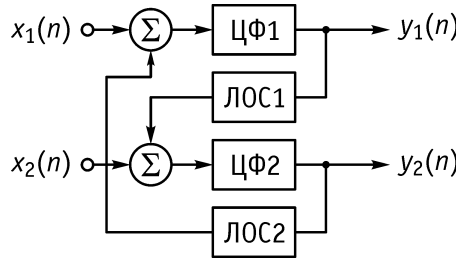


Рис. 1. Схема ЦФ с ЛОС 1-го типа

$$\left. \begin{aligned} H_1^{(1)}(z) &= \frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{H_1(z) + H_1(z)H_2(z)H_{\text{ЛОС2}}(z)\eta}{1 - H_1(z)H_2(z)H_{\text{ЛОС1}}(z)H_{\text{ЛОС2}}(z)}, \\ H_2^{(2)}(z) &= \frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = \frac{H_2(z) + H_1(z)H_2(z)H_{\text{ЛОС1}}(z)(1/\eta)}{1 - H_1(z)H_2(z)H_{\text{ЛОС1}}(z)H_{\text{ЛОС2}}(z)}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $H_1(z)$ – передаточная функция ЦФ1, определяется уравнением

$$H_1(z) = \sum_{n=0}^{N_1} a_{n1} z^{-n}, \quad (2)$$

где N_1 – количество умножителей прямой связи ЦФ1.

Аналогично определяется передаточная функция ЦФ2:

$$H_2(z) = \sum_{n=0}^{N_2} a_{n2} z^{-n}, \quad (3)$$

где N_2 – количество умножителей прямой связи ЦФ2.

Передаточная функция нерекурсивной ЛОС1 определяется уравнением:

$$H_{\text{ЛОС1}}(z) = \sum_{n=0}^{N'_1} a'_{n1} z^{-n}, \quad (4)$$

где N'_1 – количество умножителей прямой связи ЛОС1.

Передаточная функция нерекурсивной ЛОС2 определяется уравнением:

$$H_{\text{ЛОС2}}(z) = \sum_{n=0}^{N'_2} a'_{n2} z^{-n}, \quad (5)$$

где N'_2 – количество умножителей прямой связи ЛОС2; a_{n1}, a_{n2} – коэффициенты, характеризующие веса нерекурсивной части ЦФ1 и ЦФ2 соответственно; a'_{n1}, a'_{n2} – коэффициенты, характеризующие веса нерекурсивной части ЛОС1 и ЛОС2 соответственно.

Как следует из уравнения (1), нерекурсивные фильтры с нерекурсивной ЛОС могут быть неустойчивы, в отличие от нерекурсивных фильтров без ЛОС, которые всегда являются устойчивыми [7].

Из уравнений (1) нетрудно видеть, что для того, чтобы цифровой фильтр с ЛОС был устойчивым, его полюса, определяемые из уравнения

$$1 - H_1(z)H_2(z)H_{\text{ЛОС1}}(z)H_{\text{ЛОС2}}(z) = 0, \quad (6)$$

должны лежать внутри единичной окружности z -плоскости.

Учтем, что источниками шумов НЦФ с НЛОС являются АЦП (e_0) и умножители ($e_1 \dots e_n$), причем будем считать, что шумы округления на выходе каждого из умножителей и на выходе аналого-цифровых преобразователей некоррелированы между собой и некоррелированы с входными последовательностями каждого канала [5, 6].

Для учета шумов квантования в схему НЦФ с НЛОС (рис. 1) введем источники шума e_0 , число которых равно числу АЦП, и источники шума ($e_1 \dots e_n$), число которых равно числу умножителей. Причем источники шума $e_1 \dots e_n$ имеют одинаковую дисперсию и определяются уравнением [7]:

$$\sigma_k^2 = \sigma^2(kT) = \Delta^2/12,$$

а дисперсия шума на выходе ЦФ уравнением:

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{k=1}^n h_k^2, \quad (7)$$

где Δ определяется числом используемых разрядов; h_k – импульсная характеристика ЦФ.

С учетом вышеизложенного получим шумовую модель нерекурсивного ЦФ с нерекурсивными ЛОС 1-го типа, изображенную на рис. 2.

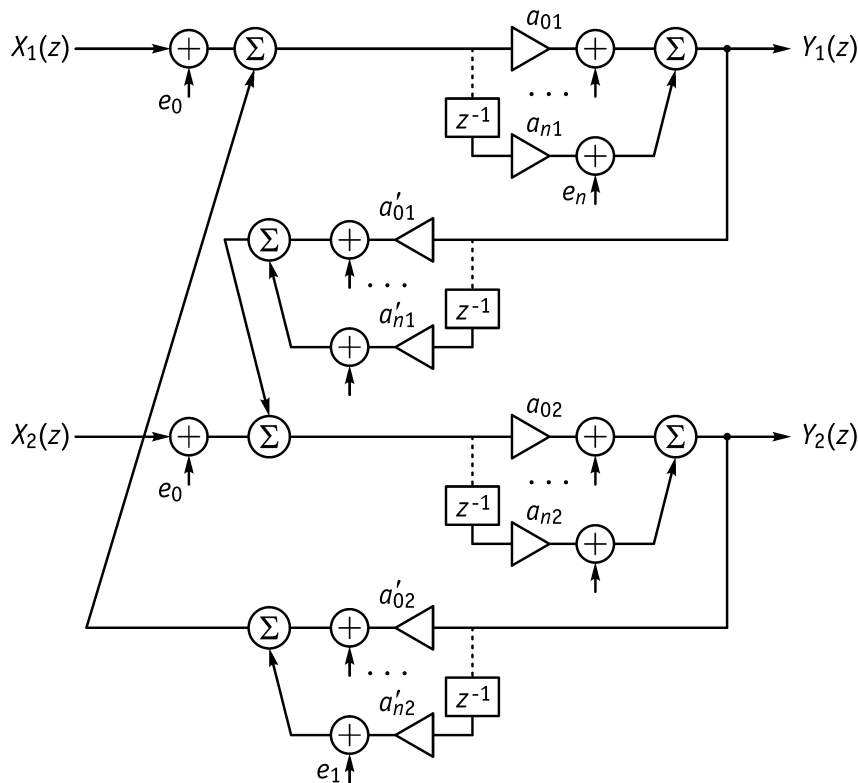


Рис. 2. Шумовая модель НЦФ с НЛОС 1-го типа

Рассмотрим пути прохождения шума от каждого источника в модели НЦФ с НЛОС 1-го типа (рис. 2).

В табл. 1 представлены пути прохождения «шума» от каждого источника.

На основании табл. 1 и формул (2)–(7) можно получить импульсные характеристики $h_1(n)$, $h_2(n)$, $h_3(n)$, $h_4(n)$, $h_5(n)$, $h_6(n)$, соответствующие передаточным функциям $H_1(z)$, $H_2(z)$, $H_3(z)$, $H_4(z)$, $H_5(z)$, $H_6(z)$ (табл. 1).

Таблица 1. Пути прохождения «шума» в НЦФ с НЛОС 1-го типа

№ п/п	Пути прохождения	Условное обозначение	Источник шума	
			1 канал	2 канал
1	$H_1(z)$	$H_1(z)$	АЦП ₁ , a'_{n2}	–
2	$H_2(z)$	$H_2(z)$	–	АЦП ₂ , a'_{n1}
3	$H_1(z) \cdot H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_2(z)$	$H_3(z)$	АЦП ₁	a'_{n2}
4	$H_2(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_1(z)$	$H_4(z)$	a'_{n1}	АЦП ₂
5	$H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_2(z)$	$H_5(z)$	–	a_{n1}
6	$H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_1(z)$	$H_6(z)$	a_{n2}	–
7	$H(z) = 1$	1	a_{n1}	a_{n2}

Дисперсия шума на выходе каждого канала в отдельности от АЦП с учетом (7) будет равна:

1 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(n) + \sum_{n=0}^{\infty} h_3^2(n) \right]; \quad (8)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h_2^2(n) + \sum_{n=0}^{\infty} h_4^2(n) \right], \quad (9)$$

где $b_{\text{АЦП1}}$, $b_{\text{АЦП2}}$ – длина разрядной сетки двоичного кода АЦП.

Дисперсия шума на выходе каждого канала в отдельности от умножителей:

1 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} \left[N'_2 \sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(n) + N'_1 \sum_{n=0}^{\infty} h_4^2(n) + N_2 \sum_{n=0}^{\infty} h_6^2(n) + N_1 \right]; \quad (10)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} \left[N'_1 \sum_{n=0}^{\infty} h_2^2(n) + N'_2 \sum_{n=0}^{\infty} h_3^2(n) + N_1 \sum_{n=0}^{\infty} h_5^2(n) + N_2 \right]. \quad (11)$$

Из формул (8)–(11) следует, что дисперсия шума на выходе нерекурсивного ЦФ с нерекурсивной ЛОС будет определяться, как и для рекурсивных ЦФ, суммой дисперсий отдельных составляющих, причем наибольший вклад в дисперсию шума на выходе вносят умножители, хотя вклад этот существенно меньше, чем в рекурсивных ЦФ с рекурсивной ЛОС [6].

3. Шумовая модель нерекурсивного цифрового фильтра с нерекурсивной ЛОС 2-го типа

Рассмотрим теперь ЦФ с ЛОС 2-го типа (рис. 3).

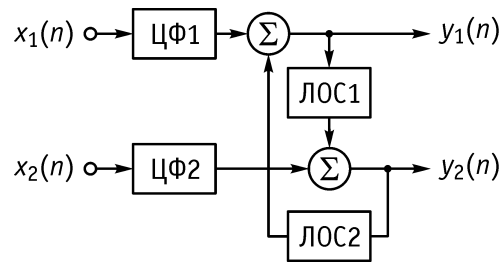


Рис. 3. Схема ЦФ с ЛОС 2-го типа

В работе [1] показано, что данная схема ЦФ с ЛОС будет устойчивой, если полюса ее передаточной функции будут лежать внутри единичной окружности z -плоскости, определяемые из уравнения:

$$1 - H_{\text{ЛОС1}}(z)H_{\text{ЛОС2}}(z) = 0. \quad (12)$$

По аналогии со схемой НЦФ с НЛОС 1-го типа построим шумовую модель схемы 2-го типа (рис. 4).

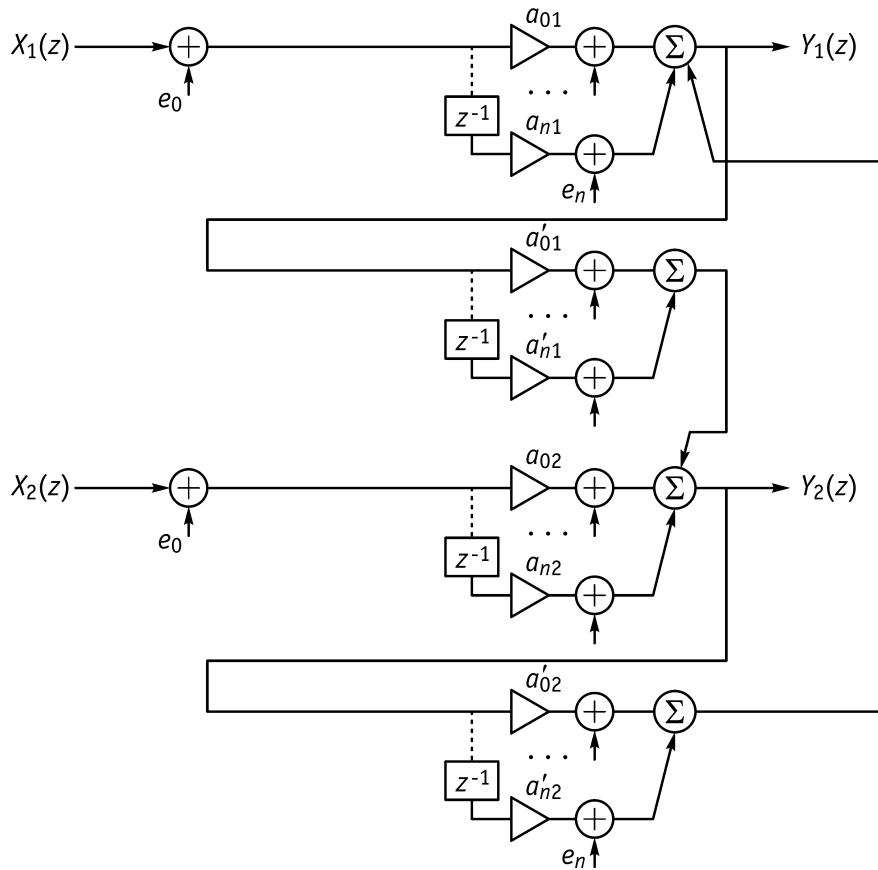


Рис. 4. Шумовая модель НЦФ с НЛОС 2-го типа

В табл. 2 представлены пути прохождения «шума» от каждого источника.

При этом дисперсия шума на выходе каждого канала в отдельности от АЦП будет равна:

1 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(n) + \sum_{n=0}^{\infty} h_5^2(n) \right] + \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_4^2(n); \quad (13)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h_2^2(n) + \sum_{n=0}^{\infty} h_6^2(n) \right] + \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_3^2(n). \quad (14)$$

Таблица 2. Пути прохождения шума в НЦФ с ЛОС 2-го типа

№ п/п	Пути прохождения	Условное обозначение	Источник шума	
			1 канал	2 канал
1	$H_1(z)$	$H_1(z)$	АЦП ₁	–
2	$H_2(z)$	$H_2(z)$	–	АЦП ₂
3	$H_1(z) \cdot H_{\text{ЛОС1}}(z)$	$H_3(z)$	–	АЦП ₁
4	$H_2(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z)$	$H_4(z)$	АЦП ₂	–
5	$H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_1(z)$	$H_5(z)$	АЦП ₁	–
6	$H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_2(z)$	$H_6(z)$	–	АЦП ₂
7	$H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z)$	$H_7(z)$	a_{n1}	a_{n2}
8	$H(z) = 1$	1	a_{n1}, a'_{n2}	a_{n2}, a'_{n1}
9	$H_{\text{ЛОС1}}(z)$	$H_8(z)$	–	a_{n1}, a'_{n2}
10	$H_{\text{ЛОС2}}(z)$	$H_9(z)$	a_{n2}, a'_{n1}	–

Дисперсия шума на выходе каждого канала в отдельности от умножителей равна:

1 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} \left[(N_1) \sum_{n=0}^{\infty} h_7^2(n) + (N_2 + N'_1) \sum_{n=0}^{\infty} h_9^2(n) + (N_1 + N'_2) \cdot 1 \right]; \quad (15)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} \left[(N_2) \sum_{n=0}^{\infty} h_7^2(n) + (N_1 + N'_2) \sum_{n=0}^{\infty} h_8^2(n) + (N_2 + N'_1) \cdot 1 \right]. \quad (16)$$

Анализ уравнений (13)–(16) показывает, что, несмотря на увеличение дисперсии от шумов АЦП, дисперсия шума на выходе НЦФ не так сильно увеличивается по сравнению с 1-й схемой за счет дополнительного увеличения путей прохождения шума и суммарной дисперсии шума умножителей и существенно меньше дисперсии шума в рекурсивном варианте ЦФ с ЛОС [6].

4. Шумовая модель нерекурсивного цифрового фильтра с нерекурсивной ЛОС 3-го типа

Рассмотрим ЦФ с ЛОС 3-го типа, изображенный на рис. 5.

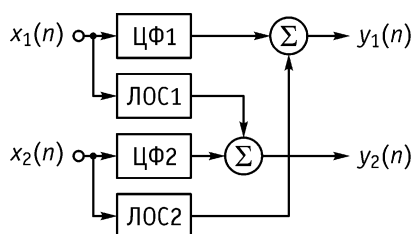


Рис. 5. Схема ЦФ с ЛОС 3-го типа

Нетрудно видеть, что данная схема при нерекурсивных ЦФ с нерекурсивными ЛОС является всегда устойчивой [1].

По аналогии с предыдущим определим шумовую модель ЦФ этого типа (рис. 6).

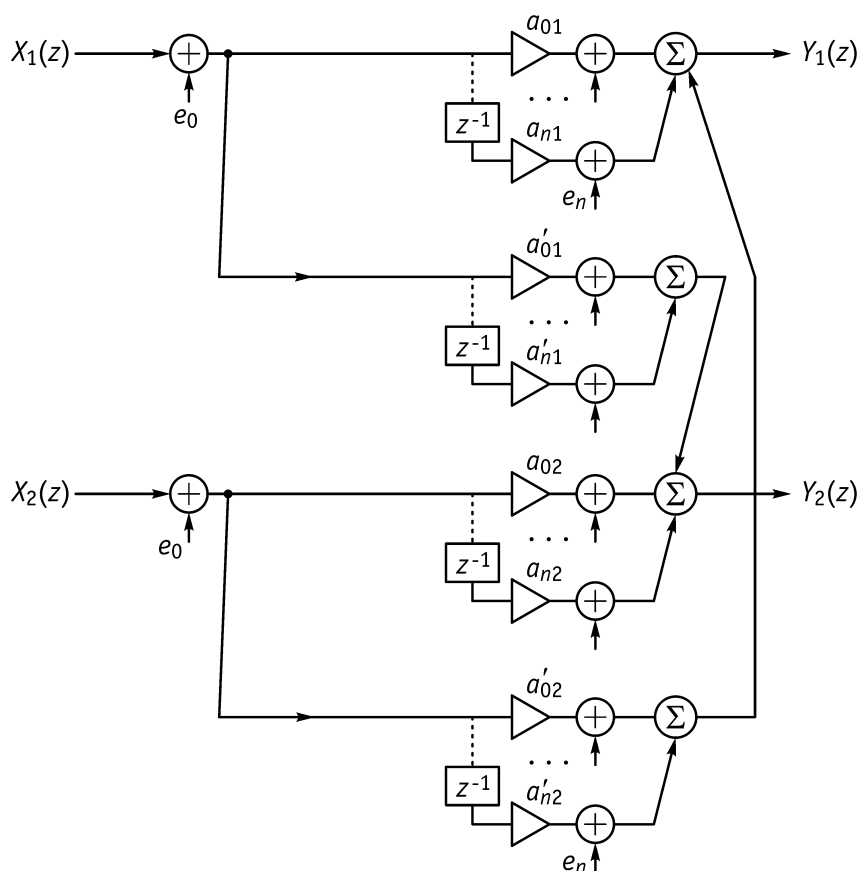


Рис. 6. Шумовая модель НЦФ с НЛОС 3-го типа

В табл. 3 приведены пути прохождения «шума» от каждого источника для данной модели.

Таблица 3. Пути прохождения шума в НЦФ с НЛОС 3-го типа

№ п/п	Пути прохождения	Условное обозначение	Источник шума	
			1 канал	2 канал
1	$H_1(z)$	$H_1(z)$	АЦП ₁	—
2	$H_2(z)$	$H_2(z)$	—	АЦП ₂
3	$H_{\text{ЛОС1}}(z)$	$H_3(z)$	—	АЦП ₁
4	$H_{\text{ЛОС2}}(z)$	$H_4(z)$	АЦП ₂	—
5	$H(z) = 1$	1	a_{n1}, a'_{n2}	a_{n2}, a'_{n1}

Дисперсии шума на выходе каждого канала от АЦП будут равны:

1 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(n) + \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_4^2(n); \quad (17)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_2^2(n) + \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_3^2(n). \quad (18)$$

Дисперсия шума на выходе каждого канала в отдельности от умножителей определяется уравнением:

1 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} [(N_1 + N'_1) \cdot 1]; \quad (19)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} [(N_2 + N'_1) \cdot 1]. \quad (20)$$

Анализ уравнений (17)–(20) показывает, что шумы АЦП в схемах 1 и 3 при одинаковых разрядных сетках примерно одинаковы и меньше, чем во 2-й схеме, а шумы умножителей в 3-й схеме существенно меньше, чем в предыдущих схемах, и тем более меньше, чем в схемах рекурсивных ЦФ [6], за счет уменьшения путей прохождения шума, что приводит к уменьшению суммарной дисперсии шума на выходе НЦФ с НЛОС 3-го типа. Так что с точки зрения шумов НЦФ с НЛОС 3-го типа является оптимальным.

5. Шумовая модель нерекурсивного цифрового фильтра с нерекурсивной ЛОС 4-го типа

В заключение рассмотрим схему ЦФ с ЛОС 4-го типа (рис. 7).

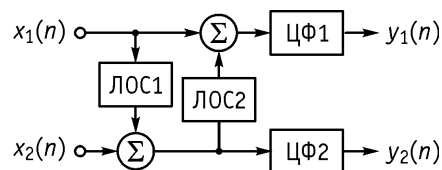


Рис. 7. Схема ЦФ с ЛОС 4-го типа

Эта схема также является всегда устойчивой для нерекурсивных ЦФ и нерекурсивных ЛОС [1].

Шумовая модель данного фильтра изображена на рис. 8.

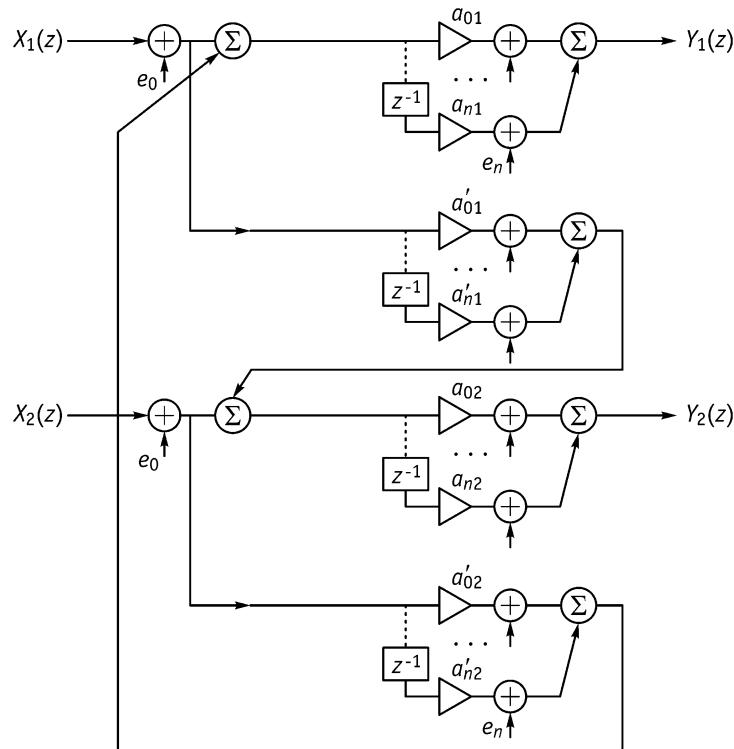


Рис. 8. Шумовая модель НЦФ с НЛОС 4-го типа

В табл. 4 сведены пути прохождения «шума» от каждого источника.

Таблица 4. Пути прохождения шума в НЦФ с ЛОС 4-го типа

№ п/п	Пути прохождения	Условное обозначение	Источник шума	
			1 канал	2 канал
1	$H_1(z)$	$H_1(z)$	АЦП ₁ , a'_{n2}	–
2	$H_2(z)$	$H_2(z)$	–	АЦП ₂ , a'_{n1}
3	$H_2(z) \cdot H_{\text{ЛОС1}}(z)$	$H_3(z)$	–	АЦП ₁ , a'_{n2}
4	$H_1(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z)$	$H_4(z)$	АЦП ₂ , a'_{n1}	–
5	$H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_1(z)$	$H_5(z)$	АЦП ₁ , a'_{n2}	–
6	$H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_2(z)$	$H_6(z)$	–	АЦП ₂ , a'_{n1}
7	$H(z) = 1$	1	a_{n1}	a_{n2}

Дисперсия шума на выходе каждого канала от различных источников определяется уравнениями:

1 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(n) + \sum_{n=0}^{\infty} h_5^2(n) \right] + \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_4^2(n); \quad (21)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{АЦП2}}})^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h_2^2(n) + \sum_{n=0}^{\infty} h_6^2(n) \right] + \frac{(2^{-b_{\text{АЦП1}}})^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_3^2(n). \quad (22)$$

Дисперсия шума на выходе каждого канала в отдельности от умножителей:

1 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} \left[N'_2 \sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(n) + N'_1 \sum_{n=0}^{\infty} h_4^2(n) + N'_2 \sum_{n=0}^{\infty} h_5^2(n) + N_1 \cdot 1 \right]; \quad (23)$$

2 канал

$$\sigma_{\text{умн}}^2 = \frac{(2^{-b_{\text{умн}}})^2}{12} \left[N'_1 \sum_{n=0}^{\infty} h_2^2(n) + N'_2 \sum_{n=0}^{\infty} h_3^2(n) + N'_1 \sum_{n=0}^{\infty} h_6^2(n) + N_2 \cdot 1 \right]. \quad (24)$$

Анализ уравнений (21)–(24) показывает, что в данной схеме дисперсия шума АЦП, как и в рекурсивном ЦФ с рекурсивной ЛОС, при прочих равных условиях больше, чем дисперсия шума АЦП в схеме 1 и схеме 3, и одинакова с дисперсией шума АЦП в схеме 2. Дисперсия шума от умножителей в схеме 4 значительно выше, чем в схемах первых трех моделей, что приводит к существенному увеличению дисперсии на выходе НЦФ с НЛОС этого типа в целом.

Анализируя рассмотренные шумовые модели, следует отметить, что в схеме 4-го типа шум от источников a'_{n1} и a'_{n2} имеют, как и при рекурсивной реализации, циклические пути $H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_2(z)$ и $H_{\text{ЛОС1}}(z) \cdot H_{\text{ЛОС2}}(z) \cdot H_1(z)$, то есть дисперсия шума в такой схеме будет увеличиваться. Из рассмотренных схем также следует, что, как и для рекурсивных ЦФ с рекурсивной ЛОС, наиболее оптимальной с точки зрения минимума дисперсии шума на выходе является 3-я схема. Причем для всех рассмотренных схем дисперсия шума на выходе НЦФ с НЛОС будет существенно меньше дисперсии шума на выходе соответствующих схем рекурсивных ЦФ с рекурсивной ЛОС [6]. Это объясняется существенно меньшим количеством умножителей в НЦФ с НЛОС, вносящих наибольший вклад в результирующий шум на выходе фильтра.

6. Заключение

Исследованы четыре шумовые модели для одноуровневых нерекурсивных ЦФ с нерекурсивными ЛОС.

Рассмотрены пути прохождения «шумов» в НЦФ с НЛОС. Получены «шумовые уравнения» для фильтров разных типов, учитывающих эффекты квантования в АЦП и умножителях прямых каналов НЦФ и нерекурсивных каналов ЛОС.

Проведенный сравнительный анализ различных схем реализации НЦФ с НЛОС с точки зрения их шумовых характеристик показал, что дисперсия шума на выходе всех схем будет определяться суммой дисперсий АЦП и умножителей, причем наибольший вклад в уравнения выходного «шума», как и в рекурсивных ЦФ с рекурсивной ЛОС, вносят умножители. При этом показано, что минимальная дисперсия шума в АЦП будет в схеме НЦФ с НЛОС 1-го и 3-го типа, а максимальная – в схеме НЦФ 4-го типа. В схеме 4-го типа будет также максимальный уровень «шумов» от умножителей за счет сложных циклических путей прохождения шумов.

Наиболее оптимальной с точки зрения минимизации шумов на выходе нерекурсивного ЦФ с НЛОС является схема 3, имеющая минимальные пути прохождения шума по каналам НЦФ с НЛОС.

Результирующий шум на входе НЦФ с НЛОС будет существенно меньше, чем в рекурсивных ЦФ с рекурсивной ЛОС для всех реализованных схем, за счет значительно меньшего количества умножителей.

Литература

1. Бакалов В. П., Черных Ю. С. Использование принципа латеральных связей для обработки дискретных сигналов // Вестник СибГУТИ. 2012. № 1. С. 43–50.
2. Бакалов В. П., Субботин Е. А. Исследование помехоустойчивости дискретных фильтров с латеральными связями // Вестник СибГУТИ. 2015. № 3. С. 89–95.
3. Бакалов В. П., Субботин Е. А. Исследование влияния шумов латеральных связей на помехоустойчивость систем обработки дискретных сигналов // Вестник СибГУТИ. 2014. № 2. С. 42–49.
4. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. П. и др. Цифровая обработка сигналов: справочник. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.
5. Рабинер У., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 878 с.
6. Бакалов В. П., Субботин Е. А., Черных Ю. С. О шумовых моделях цифровых фильтров с латеральными связями // Вестник СибГУТИ. 2015. № 3. С. 44–53.
7. Бакалов В. П., Дмитриков В. Р., Крук Б. И. Основы теории цепей. М.: Горячая линия – Телеком, 2013. 596 с.
8. Бакалов В. П., Субботин Е. А. Оптимизация многомерных информационно-измерительных систем. Новосибирск: Наука, 2009. 456 с.
9. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1965. 400 с.
10. Ширман Я. Д., Голиков В. М., Бусыгин И. Н., Костин Г. А. Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио, 1970. 559 с.

Статья поступила в редакцию 08.02.2016

Бакалов Валерий Пантелеевич

д.т.н., профессор, заведующий кафедрой теории электрических цепей СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел. (383) 286-80-25, e-mail: bvp@sibsutis.ru.

Субботин Евгений Андреевич

к.т.н., доцент, директор УРТИСИ СибГУТИ (620109, Екатеринбург, ул. Репина, 15), тел. (343) 242-14-83.

Черных Юлия Сергеевна

ст. преподаватель кафедры теории электрических цепей СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел. (383) 286-80-25.

Noise models of nonrecursive digital filters with nonrecursive lateral feedbacks

Valery P. Bakalov, Evgeny A. Subbotin, Yulia S. Chernykh

In this article, the noise models of nonrecursive digital filters (NDF) with nonrecursive lateral feedbacks (NLFBs) are presented. The models of four typical schemes NDF with NLFBs taking into account the effects of quantization in the individual nodes of nonrecursive digital filters and rounding errors are considered. «Noise equations» for the noise dispersion at the output of each channel from analog-to-digital converters (ADCs) and multipliers for each of the schemes NDF with NLFBs are obtained. A comparative analysis of noise models for each scheme implementation of NDF with NLFBs is conducted. The noise models presented can find wide application in technologies of radiolocation, navigation and communication.

Keywords: nonrecursive digital filters, nonrecursive lateral feedbacks, noise models, noise equations, noise dispersion.