

**МИНИМАЛЬНАЯ ДЛИНА СЛОВА КОЭФФИЦИЕНТОВ ДВУХ СТРУКТУР ПОЛУПОЛОСНЫХ БИХ-ФИЛЬТРОВ**

Мингазин А.Т.

РАДИС Лтд

Россия, Москва, Зеленоград, 124460, а/я 20

Тел./факс. (095) 535-02-70, 532-06-63, e-mail: alexmin@orc.ru

**Реферат.** Для ряда требований к АЧХ проведен анализ минимальной длины слова коэффициентов двух структур полуполосных БИХ-фильтров. Показано, что обычная каскадная структура может оказаться более предпочтительной в сравнении со структурой на основе параллельного соединения двух фазовых цепей.

**1. Введение.** Полуполосные цифровые фильтры широко используются во многих системах с цифровой обработкой сигналов. В таких фильтрах часть коэффициентов равна нулю, что существенно упрощает реализацию. Особенно экономичны полуполосные БИХ-фильтры на основе параллельного соединения двух фазовых цепей в системах с многочастотной дискретизацией [1]. Каждая фазовая цепь состоит из каскада фазовых звеньев 2-го порядка, содержащих лишь один умножитель. Эти фильтры обладают низкой коэффициентной чувствительностью. Для получения пары фильтров (ФНЧ и ФВЧ) с дополняющими характеристиками требуется лишь один дополнительный сумматор. При преобразовании частоты дискретизации вся арифметика фильтра выполняется на низкой частоте.

Другая, на первый взгляд менее привлекательная структура для полуполосных БИХ-фильтров - это обычная каскадная структура, состоящая из звеньев 2-го порядка. Каждое звено содержит не более двух умножителей. При преобразовании частоты дискретизации почти вся арифметика выполняется на высокой частоте, а для получения дополняющих ФНЧ и ФВЧ требуются две независимые цепи. Однако, когда нет необходимости в паре фильтров каскадная структура может оказаться предпочтительнее структуры на основе фазовых цепей.

Сложность реализации фильтра можно оценить по минимальной длине слова коэффициентов. В данной статье сравниваются минимальные длины слова коэффициентов в каждой из обсуждаемых структур для ряда требований к АЧХ фильтра.

**2. Особенности синтеза полуполосных БИХ-фильтров.** Для полуполосных БИХ-фильтров справедливо следующее соотношение

$$\Delta a = -10 \lg(1 - 10^{-a_0/10}), \quad (1)$$

где  $\Delta a$  - неравномерность АЧХ в полосе пропускания в дБ,  $a_0$  - минимальное ослабление в полосе задерживания в дБ.

Имеется важное принципиальное отличие полуполосных фильтров на основе двух фазовых цепей и на основе каскадной структуры. Для первых - равенство (1) обусловлено самой структурой, которая идеально подходит для получения дополняющих характеристик. Квантование коэффициентов не влияет на это соотношение. В процессе синтеза фильтров с конечной длиной слова коэффициентов требуется получить АЧХ, для которой

$$\Delta \tilde{a} \leq \Delta a_{\max} \quad \text{или} \quad \tilde{a}_0 \geq a_{0\min}.$$

Параметры  $\Delta \tilde{a}$ ,  $\tilde{a}_0$ , соответствующие квантованию, также как и их допустимые значения  $\Delta a_{\max}$ ,  $a_{0\min}$  связаны соотношением (1). Здесь  $\Delta a_{\max}$  и  $a_{0\min}$  не могут быть заданы независимо. Для вторых - равенство (1) из-за квантования коэффициентов будет нарушено и в процессе синтеза с конечной длиной слова требуется получить АЧХ, для которой

$$\Delta \tilde{a} \leq \Delta a_{\max} \quad \text{и} \quad \tilde{a}_0 \geq a_{0\min}.$$

Если в дополняющей характеристике нет необходимости, то допуски  $\Delta a_{\max}$  и  $a_{0\min}$  для каскадных фильтров могут быть заданы независимо. Из-за нарушения свойства (1) вследствие квантования коэффициентов, фильтры каскадной структуры, строго говоря, нельзя называть полуполосными, особенно при грубом квантовании.

Согласно (1), чем больше допустимое ослабление, тем меньше допустимая неравномерность, например, если  $a_{0\min}=40\text{дБ}$ , то  $\Delta a_{\max}=4.343 \times 10^{-4}\text{дБ}$ , а если  $a_{0\min}=60\text{дБ}$ , то  $\Delta a_{\max}=4.343 \times 10^{-6}\text{дБ}$ . Когда дополняющая характеристика не требуется, такие малые неравномерности не имеют смысла на практике. Задав для каскадной структуры значение  $\Delta a_{\max}$ , которое значительно больше вышеприведенных, можно ожидать получение меньшей длины слова, чем для структуры на основе фазовых цепей. Ниже это подтверждается на ряде примеров.

Для синтеза обсуждаемых фильтров с минимальной длиной слова коэффициентов используем метод вариации исходных параметров [2]. Аналоговый прототип - фильтр Золотарева-Кауэра. Форма звеньев в структурах - прямая. Масштабирование, необходимое для каскадной структуры, игнорируется.

**3. Сравнение двух структур.** В таблице представлены требования к АЧХ 9-ти полуполосных фильтров и полученные значения длины слова коэффициентов для двух обсуждаемых структур.

Таблица

| N  | $f_{\text{sn}}$ | $a_{0\min}, \text{дБ}$ | M  |    |         |        |
|----|-----------------|------------------------|----|----|---------|--------|
|    |                 |                        | S1 | S2 | S2:0.01 | S2:0.5 |
| 7  | 0.285           | 40.0                   | 7  | 10 | 6       | 3      |
|    | 0.325           | 60.0                   | 9  | 15 | 6       | 4      |
|    | 0.370           | 80.0                   | 10 | 18 | 6       | 3      |
| 11 | 0.256           | 40.0                   | 7  | 13 | 9       | 5      |
|    | 0.273           | 60.0                   | 9  | 17 | 8       | 5      |
|    | 0.297           | 80.0                   | 11 | 21 | 7       | 4      |
| 15 | 0.25093         | 40.0                   | 10 | 16 | 10      | 8      |
|    | 0.2565          | 60.0                   | 11 | 19 | 9       | 6      |
|    | 0.268           | 80.0                   | 13 | 24 | 8       | 5      |

Здесь N - порядок фильтра,  $f_{\text{sn}}$  - заданная номинальная граничная частота полосы задерживания, нормированная относительно частоты дискретизации, M - длина слова дробной части коэффициентов в их двоичном представлении с фиксированной точкой.

В колонке S1 указаны значения M для структуры на основе двух фазовых цепей, а в колонках S2, S2:0.01, S2:0.5 - для каскадной структуры при различных значениях  $\Delta a_{\max}$ . Для S2 параметр  $\Delta a_{\max}$ , как и для S1, соответствует соотношению (1) при подстановке в него значений  $a_0 = a_{0\min}$  из таблицы. Для двух последних колонок  $\Delta a_{\max}$  равно 0.01 и 0.5 дБ. Из таблицы следует, что для структуры на основе фазовых цепей (колонка S1) значения M на 30-47% меньше, чем для каскадной структуры (колонка S2). Однако, когда нет необходимости в соответствии  $\Delta a_{\max}$  и  $a_{0\min}$  соотношению (1) картина меняется на обратную. Действительно, по мере роста  $\Delta a_{\max}$  значения M уменьшаются и теперь уже для каскадной структуры (колонка S2:0.5) значения M на 20-70% меньше, чем для структуры на основе фазовых цепей (колонка S1). Интересно, что для самой каскадной структуры значения M для вариантов S2:0.5 на 50-89% меньше, чем для вариантов S2.

**4. Заключение.** Проведено сравнение двух структур полуполосных БИХ-фильтров по минимальной длине слова коэффициентов. В случае, когда не требуется получение дополняющей характеристики обычная каскадная структура может оказаться предпочтительнее структуры на основе параллельного соединения двух фазовых цепей. Так, для рассмотренных примеров синтеза фильтров использование первой структуры вместо второй приводит к уменьшению длины слова коэффициентов на 20-70%.

#### Литература

1. Вайдьянатхан П.П. Цифровые фильтры, блоки фильтров и полифазные цепи с многочастотной дискретизацией: Методический обзор.//ТИИЭР. 1990. Т. 78. № 3. -Р. 77-120.
2. Мингазин А.Т. Синтез и анализ цифровых фильтров с конечной длиной слова коэффициентов.//4-я международная конференция 'Цифровая обработка сигналов и ее применение'. 2002. Т.1. -С .85-88.