

## ЦИФРОВАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МНОГОПОЛЮСНОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА

Н.Б. Никулин, С.Г. Галушка  
(Полтавский военный институт связи)

*Предлагается при обработке сигналов систем передачи дискретных сообщений с помощью цифровых согласованных фильтров решение о передаче  $r$ -го варианта сигнала принимать по  $N$ -ой выходной выборке, что приводит к возможности исключить вычисление выборок, предшествующих данной и существенно сократить число операций арифметического устройства фильтра, снизить требования по быстродействию к его элементной базе.*

***дискретные сообщения, согласованный фильтр, алгоритм, демодуляция, корреляционная функция***

**Постановка задачи.** При цифровой фильтрации сигналов в реальном масштабе времени основная задача связана с выбором такого алгоритма цифровой свёртки, который удовлетворял бы требованию по быстродействию. Основываясь на анализе прямых алгоритмов и алгоритмов, использующих обобщенные дискретные преобразования Фурье, можно сделать вывод, что их применение для цифровой когерентной обработки сложных сигналов является проблематичным. Однако если рассматривать синхронные системы радиосвязи, то могут быть найдены пути решения поставленной проблемы. В настоящей статье излагается такой путь при решении задачи цифровой реализации многополюсных согласованных фильтров (МСФ).

**1. Оценка быстродействия при цифровой реализации согласованного фильтра.** Известно, что линейный аналоговый фильтр с сосредоточенными инвариантными во времени параметрами описывается линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами, а цифровой – разностными уравнениями. Так, алгоритм работы нерекурсивного цифрового фильтра определяется следующим уравнением

$$S_{\text{ВЫХ}}(n\Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} S[(n-k)\Delta t \cdot g(k\Delta t)], \quad (1)$$

где  $S_{\text{ВЫХ}}(n\Delta t)$  –  $n$ -я выборка выходного сигнала в момент времени  $t = n\Delta t$ ;  $g(k\Delta t)$  –  $k$ -я выборка импульсной характеристики аналогового фильтра  $g(t)$  в  $k$ -й отсчетной точке;  $\Delta t$  – шаг дискретизации.

Вычисления  $S_{\text{ВЫХ}}(\Delta t)$  может осуществляться как непосредственно по (1) (прямой алгоритм), так и на основе алгоритмов с использованием обобщенных преобразований Фурье. При применении прямого алгоритма для получения всей совокупности выходных выборок общее число операций умножения составляет примерно  $N^2/2$  [1]. Операция умножения требует большего времени, чем операция сложения, поэтому при определении требований к быстродействию основное значение имеет число операций умножения.

Из алгоритмов с использованием обобщенных преобразований Фурье рассмотрим, для примера, быстрое преобразование Фурье (БПФ) по основанию 2. При вычислении (1) с помощью БПФ, при предположении, что время выполнения одной базовой операции равно времени выполнения одного комплексного умножения, время вычисления свёртки (1) составляет

$$T_c \approx N(1 + \log_2 N)T_M, \quad (2)$$

где  $T_M$  – время выполнения одного комплексного умножения.

Оценим возможность использования рассмотренных алгоритмов при когерентной обработке сложного сигнала параллельной структуры [2]. Для проведения этой оценки необходимо определить число отсчетов и величину шага дискретизации

$$\Delta t = 1/(2F_B), \quad (3)$$

где  $F_B$  – граничная частота спектра сигнала.

Значение граничной частоты для сложных сигналов параллельной структуры может быть определено на основании выражения ( $m = 2 + 3$ ):

$$F_B = (K_{r2} + m)/T. \quad (4)$$

В соответствии с (4):

$$\Delta t = \frac{T}{2(k_{r2} + m)}; \quad (5)$$

$$N = \frac{T}{\Delta t} = 2(k_{r2} + m). \quad (6)$$

Предполагая, что входной сигнал поступает с тракта промежуточной частоты и, зная базу параллельного сигнала  $B$ , определим  $k_{r2}$ .

Промежуточная частота является средней частотой сигнала и определяется формулой

$$f_{\text{пч}} = ((k_{r1} + k_{r2})/2)f_0, \quad (7)$$

где  $f_0 = 1/T$ .

База сигнала равна

$$B = k_{r2} - k_{r1} + 1, \quad (8)$$

т.е.

$$k_{r2} = (2f_{\text{пч}}T + B) / 2. \quad (9)$$

С учетом (7) и (10) число отсчетов будет определяться соотношением

$$N = 2\left(\frac{2f_{\text{пч}}T + B - 1}{2} + m\right) = 2f_{\text{пч}}T + B + 2m. \quad (10)$$

На основании расчета в соответствии с (10) для сложного сигнала параллельной структуры с параметрами  $f_{\text{пч}} = 128$  кГц,  $B = 7$ ,  $T = 16$  мс, получим  $N = 4096$  и  $\Delta t = 4$  мкс. При таких значениях  $N$  и  $\Delta t$  для проведения обработки сигналов в реальном времени необходимо, чтобы умножения при использовании прямого алгоритма выполнялось менее чем за 2 нс, а при использовании БПФ по основанию 2 в соответствии с (2) менее чем за 30 нс. Выполнить это требование по быстродействию с использованием современной элементной базы является проблематичным.

**2. Решение задачи по снижению требований по быстродействию цифрового МСФ.** При обработке сигналов систем передачи дискретных сообщений имеется возможность снизить требования по быстродействию элементной базы в результате уменьшения числа операций вычислительного устройства цифрового фильтра.

Принцип демодуляции дискретных сигналов основан на измерении значения его корреляционной функции в момент времени  $t = T$ . Поэтому необходимым этапом при обработке сигнала в устройстве демодуляции является прохождение его через коррелятор, либо через согласованный фильтр. Мгновенные значения напряжений на выходах этих устройств в момент окончания элемента сигнала пропорциональны кратковременной функции взаимной корреляции.

При согласованной фильтрации выходная числовая последовательность определяется по формуле

$$S_{\text{ВЫХ}}(n\Delta t) = a_0\Delta t \sum_{k'=0}^{N-1} S(N\Delta t - k'\Delta t)S(n\Delta t - k'\Delta t), \quad (11)$$

где  $a$  – постоянный коэффициент.

После замены  $\ell = N - k'$  алгоритм вычисления выходной числовой последовательности преобразуется к виду

$$S_{\text{ВЫХ}}(n\Delta t) = a_0\Delta t \sum_{\ell=0}^{N-1} S(\ell\Delta t)S(\ell\Delta t - N\Delta t + n\Delta t). \quad (12)$$

Из последнего выражения видно, что сигнал на выходе цифрового фильтра с точностью до постоянного множителя совпадает с автокорреляционной функцией ожидаемой числовой последовательностью  $S(n\Delta t)$ . Рассматривая свойства корреляционной функции, можно сделать вывод о форме выходного сигнала фильтра.

Значения последовательности  $S_{\text{вых}}(n\Delta t)$  на выходе цифрового фильтра будут нарастать по закону огибающей, начиная с момента поступления входного воздействия и достигнут максимума при его окончании  $n\Delta t = N\Delta t = T$ . Значение  $N$ -й выходной выборки будет соответствовать значению автокорреляционной функции  $R(0)$ , а решение о передаче  $g$ -го варианта сигнала принимается в момент времени  $t = T$  по  $R(0)$ . Следовательно, при обработке сигналов систем передачи дискретных сообщений с помощью цифровых согласованных фильтров решение о передаче  $g$ -го варианта сигнала можно принимать по  $N$ -й выходной выборке, что приводит к возможности исключить вычисления выборок, предшествующих данной. Это, в свою очередь, предполагает нерекурсивную реализацию цифрового согласованного фильтра, т.к. в этом случае выходная выборка определяется только входными, действующими в данный момент и предшествующими ей выборками. В этом случае

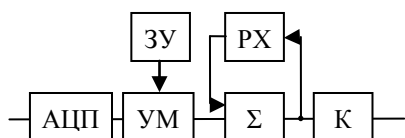


Рис. 1. Схема реализации выражения 13

схема реализации которого приведена на рис. 13 (АЦП – аналого-цифровой преобразователь; УМ – цифровой умножитель; ЗУ – запоминающее устройство;  $\Sigma$  – цифровой сумматор; РХ – регистр хранения; К – ключ).

При реализации (13) время для выполнения одной операции сложения (для сложного сигнала параллельной структуры с параметрами, приведенными ранее и при разрядности  $L=12$ ) составляет 267 нс, что вполне реализуемо на современной элементной базе.

**Выводы.** Предложенное решение позволяет существенно сократить число операций арифметического устройства согласованного фильтра и снизить требования по быстродействию к его элементной базе.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Гольденберг Л.М., Левчук Ю. П., Поляк М.Н. *Цифровые фильтры.* – М.: Связь, 1974. – 159 с.
2. Сикарев А.А., Фалько А.И. *Оптимальный приём дискретных сообщений.* – М.: Связь, 1978. – 228 с.

Поступила 10.04.2006

**Рецензент:** доктор технических наук, профессор Н.В. Галай,  
Полтавский государственный технический университет