

АЧХ фильтров должны соответствовать этим зависимостям. При этом разностные ДН, а также частотный сдвиг, соответствующий  $\omega_0$ , могут быть получены путем известного [3] преобразования фильтров нижних частот в полосно-пропускающие.

Для количественной оценки близости АЧХ и  $|K(\omega)|$ ,  $|K_n(\omega)|$  воспользуемся относительным среднеквадратическим отклонением [3]

$$S = \left( \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left( \frac{|K_0(i\omega_3)| - |K_e(i\omega_3)|}{K_e(i\omega_3)} \right)^2 \right)^{1/2}, \quad (5)$$

где  $M$  — количество отсчетов;  $\omega_3$  — шаг выборки;  $K_0$  — частотная характеристика синтезируемого фильтра;  $K_e$  — требуемая характеристика.

Фильтры должны иметь АЧХ, обеспечивающие минимум  $S$  и уровень внеполосного пропускания не выше уровня бокового излучения антенны.

Ограничим анализ обратными фильтрами Чебышева. В пределах полосы пропускания их АЧХ имеют сходную с (4) форму. При этом по сравнению с другими фильтрами они обеспечивают заданное внеполосное подавление при меньшей сложности реализации [3].

Известно, что для синтеза фильтра Чебышева достаточно определить [3] порядок фильтра  $N$ , неравномерность в полосе пропускания (шириной  $W_c$ )  $E$ , переходную полосу  $W$ , коэффициент передачи в полосе подавления  $A$ . Зная три из них, можно найти четвертую из соотношения [3].

$$N = \lg \left( \left( \frac{A^2 - 1}{E^2} \right)^{1/2} + \left( \frac{A^2 - 1}{E^2} - 1 \right)^{1/2} \right) / \lg (W + \sqrt{W^2 - 1}). \quad (6)$$

Поэтому при заданном  $A$  требуется найти значения  $N$  и  $E$ , при которых обеспечивается минимум  $S$ . При этом

$$K_0(0) = 1, K_0(W_c) = E, K_0(W) = A. \quad (7)$$

Задача решалась численными методами. Параметры прототипов находились в результате минимизации (градиентными методами)  $S$  по параметрам  $N$  и  $E$ . Для оценки влияния перехода к дискретной обработке определялись характеристики цифровых фильтров, полученных на основе прототипов с полученными в результате оптимизации параметрами.

Переход осуществлялся с использованием метода  $z$ -преобразования. Значения частоты квантования в пределах от  $2W$  до  $250W$ . Результаты оптимизации показали, что цифровые фильтры, синтезированные методом  $z$ -преобразования на основе прототипов Чебышева с параметрами,

определяемыми путем минимизации (5) при условии выполнения (6, 7), обеспечивают  $S$  в пределах от 0,3 до 0,7 для значений  $A$  от  $-20$  дБ до  $-70$  дБ. Величина  $S$  и порядок фильтра возрастают с уменьшением  $A$ . При этом для  $A = -70$  дБ  $N$  не превышает 9.

Для уменьшения  $S$  была предпринята дополнительная оптимизация параметров синтезируемых фильтров. В качестве начальных значений  $N$ ,  $W$  и  $E$  брались параметры рассмотренных выше прототипов. Оптимизация позволила снизить максимальное значение  $S$  до 0,21 при  $N \leq 8$ .

Таким образом, формирующий фильтр имитатора эхо-сигналов от подстилающей поверхности, в общем случае должен представлять многоканальную структуру. Ее элементами являются фильтры, частотные характеристики которых повторяют сечения ДН антенны азимутальной плоскостью.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Тверской Г. Н., Терентьев Г. К., Харченко И. П. Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций. — Л.: Судостроение, 1973.
2. Фельдман Ю. И., Мандуровский И. А. Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / Под ред. Ю. И. Фельдмана. — М.: Радио и связь, 1988.
3. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978.

Государственный технический ун-т  
г. Новосибирск.

Поступила в редакцию 24.01.96.

УДК 621.396.967

СЛЮСАР В. И.

#### ЦИФРОВЫЕ ЭКВИВАЛЕНТЫ АНАЛОГОВЫХ МЕТОДОВ ОПТИМАЛЬНОГО СУММИРОВАНИЯ

Известной концепцией обработки импульсных сигналов является оптимальное суммирование, сводящееся к накоплению радиоимпульсов, снятых с различных отводов линии задержки [1]. Архаичность такой технологии аппаратной реализации не вызывает сомнений. Целью данной статьи является рассмотрение цифровых эквивалентов процедур оптимального суммирования, адекватных возросшим возможностям вычислительных средств.

В случае радиоимпульса с немодулированной несущей рассматриваемый тип обработки может быть реализован в двух, несколько отличающихся вариантах. В первом из них аналого-цифровое преобразование

сигнала осуществляется через целое число полупериодов внутриимпульсных колебаний, а накопление полученных отсчетов производится в режиме скользящего окна согласно выражению:

$$F(S_1) = \sum_{S=S_1}^{S_1+N-1} U_s \cdot (-1)^{(S-S_1)k}, \quad (1)$$

где  $k = 2\omega_c / \omega_d$ ,  $F(S_1)$  — отклик скользящего окна, соответствующего  $S_1$ -му отсчету;  $\omega_c$  — частота заполнения сигнала;  $\omega_d$  — частота дискретизации;  $S$  — порядковый номер цифрового кода АЦП;  $U_s$  — напряжение оцифрованного сигнала в  $s$ -й момент времени,  $N$  — длительность скользящего окна в периодах дискретизации (обычно равна длительности сигнала).

Второй вариант отличается тем, что в течение периода внутриимпульсных колебаний формируется четное число отсчетов  $U_s$ . Здесь также возможно использование процедуры типа (1), если ввести прореживание внутри скользящего окна, сохранив дискрет скольжения равным периоду такта АЦП. В результате указанное выражение примет вид

$$F(S_1) = \sum_{S=S_1; p}^{S_1+N-p} U_s \cdot (-1)^{\frac{S-S_1}{p}}, \quad (2)$$

где интервал прореживания отсчетов напряжений  $p = \frac{\omega_d}{2\omega_c} = 1, 2, 3, \dots$

В данном случае суммирование выборок  $U_s$ , независимо от частоты дискретизации, ведется через полпериода внутриимпульсных колебаний с инверсией знака при переходе от одного полупериода к другому. Такая обработка сопровождается потерями в энергетике тем большими, чем выше отношение  $p$ . Поэтому во втором варианте предпочтительнее отказаться от прореживания информационного потока и перейти к суммированию, согласно выражению:

$$F(S_1) = \sum_{S=S_1; R}^{S_1+N-R} \left( \sum_{r=S}^{S+R-1} U_r \right) \cdot (-1)^{\frac{S-S_1}{R}}, \quad (3)$$

где  $R$  — число отсчетов АЦП за время длительности полупериода сигнала.

При необходимости накопление отсчетов как внутри полупериода, так и при формировании результирующего отклика скользящего окна может вестись с весом. Значения весовых коэффициентов предпочтительнее задавать обратно пропорциональными корреляционной функции шума либо прямо пропорциональными дискретной функции огибающей

радиоимпульса. В последнем случае выражения (1) — (3) переписутся в виде:

$$F(S_1) = \sum_{S=S_1}^{S_1+N-1} K(S-S_1) \cdot U_s \cdot (-1)^{(S-S_1)K},$$

$$F(S_1) = \sum_{S=S_1; p}^{S_1+N-p} K(S-S_1) \cdot U_s \cdot (-1)^{\frac{S-S_1}{p}},$$

$$F(S_1) = \sum_{S=S_1; R}^{S_1+N-R} K(S-S_1) \cdot \left( \sum_{r=S}^{S+R-1} U_r \right) \cdot (-1)^{\frac{S-S_1}{R}},$$

где  $K(S-S_1)$  — нормированная к своему максимуму дискретная функция огибающей, причем в последнем варианте может использоваться ее усредненное за полупериод несущей значение.

В задачах измерения времени задержки, когда требуется определить положение максимума отклика скользящего окна, вместо самих функций  $F(S_1)$  целесообразно формировать их модули либо квадраты. При этом соответственно должно изменяться правило выбора порога обнаружения.

Аналогичные цифровые эквиваленты процедур оптимального суммирования имеют место и в отношении сложных сигналов. При ЛЧМ импульсе, во избежание существенных энергетических потерь, период такта АЦП следует задавать меньше длительности минимального полупериода внутриимпульсных колебаний, и желательно — существенно. Тогда, подобно простому радиоимпульсу, суммирование внутри скользящего окна может выполняться как с прореживанием отсчетов, так и без него.

В первом случае шаг прореживания берется неравномерным, изменяющимся по линейному закону в соответствии с девиацией частоты, а дискрет скольжения остается равным одному периоду такта АЦП. В процессе перемещения такого окна обработки по массиву отсчетов формируется сжатый отклик. В другом варианте, при том же дискрете скольжения, суммирование отсчетов  $U_s$  выполняется независимо в каждом из полупериодов внутриимпульсных колебаний, а общий отклик скользящего окна формируется путем накопления полученных полупериодных сумм с инверсией их знака от одного полупериода к другому.

Рассмотрение цифровых эквивалентов аналоговых методов оптимального суммирования было бы неполным без учета точности оценивания временного положения радиоимпульсов. Существенно, что с этой точки зрения, оптимальное суммирование в целом и приведенные варианты его реализации, в частности, являются своего рода феноменом,

поскольку позволяют определить время задержки радиосигнала при неизвестной начальной фазе с точностью, пропорциональной частоте внутриимпульсных колебаний, а не ширине спектра импульса [2]. Будучи по своей сути процедурами оптимальной фильтрации, они, как и всякий оптимальный фильтр, инвариантны к начальной фазе сигнала и формируют свой отклик в виде корреляционной радиофункции [3]. Другие подходы, в том числе синтезированные, на основе метода максимального правдоподобия [4], при случайной начальной фазе так или иначе порождают корреляционную огибающую, даже при оцифровке на радиочастоте. Исключением можно считать лишь процедуру поиска максимума функции типа

$$F(S_1) = \left[ \sum_{S=S_1}^{S_1+N-1} U_s \cos(\omega \Delta t (S - S_1) + \phi_c) \right]^2,$$

когда определяется не момент начала сигнала вообще, а номер первого из его отсчетов, который соответствует заданной начальной фазе  $\phi_c$ .

Вследствие рассогласования сигнальной модели с реальным изменением напряжения радиоимпульса возникает смещенность оценки временного положения начала сигнала, характерная для всех процедур оптимального суммирования. Впрочем, при правильном выборе длительности окна накопления эта смещенность оценки не превышает полупериода внутриимпульсных колебаний и может быть сделана ничтожно малой за счет перехода к оцифровке сигнала непосредственно на частоте несущей.

Таким образом, очевидная простота аппаратной реализации рассмотренных измерительных процедур в сочетании с возможностью достижения нетрадиционно высоких точностей оценивания времени задержки сигнала делает их привлекательными для практического использования.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. — М.: Сов. радио, 1974. — С. 74.
2. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. — М.: Мир, 1965. — С. 563.
3. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка. — М.: Сов. радио, 1977. — С. 186—189.
4. Патент Российской Федерации № 2042956, МПК G 01 S 7/285, 13/10. Цифровой способ оптимального приема линейно-частотномодулированных импульсов // Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф. — Опул. в БИ № 24, 1995, 228 с.

г. Киев.

Поступила в редакцию 14.12.95.