УДК 621.396.967

СЛЮСАР В. И.

ДИСКРЕТНАЯ ГИЛЬБЕРТОВСКАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Согласно распространенному мнению, комплексное представление физических сигналов упрощает процедуры оценивания их параметров. Возможности вычислительной техники позволяют реализовать в реальном масштабе времени такое эффективное средство трансформации вещественных сигналов в комплексные, каким является дискретное преобразование Гильберта (ДПГ). Этому вопросу посвящено много публикаций, однако обычно рассматривается ДПГ непрерывных сигналов [1—4], тогда как соответствующая обработка импульсов остается без должного внимания.

Как известно, в процессе скользящего ДПГ исходная вещественная выборка отсчетов аналого-цифрового преобразования сигналов рассматривается в качестве одной из квадратурных составляющих, тогда как вторая формируется из нее путем весового суммирования [1, 2]. В ситуациях, когда сигнал существует на протяжении всего «окна» ДПГ, искусственно формируемая квадратура соответствует идеальной с точностью, определяемой порядком цифрового фильтра Гильберта. При импульсных же сигналах неизбежны ситуации, когда «окно» ДПГ лишь частично охватывает сигнальную выборку, в результате чего формирование комплексной последовательности сопровождается погрешностями. При этом существенно, что в полученном комплексном отклике искажения на его фронте и срезе претерпевает лишь одна из квадратур.

Таким образом, при строгом подходе (например, в задаче прецизионного измерения времени задержки) следует учитывать различия в аналитическом описании огибающей импульсных сигналов в квадратурных составляющих. К примеру, для дискретных отсчетов напряжений комплексного радиоимпульса с немодулированной несущей это можно сделать в виде:

$$\dot{U}_s = \begin{cases} a\,K(s-s_1)\exp\left\{j\,[\omega\,\Delta\,t\,(s-s_1)+\psi\,]\right\} + \dot{n}_s \text{ при } s_{\text{кф}} < s < s_{\text{нср}}; \\ a\,K(s-s_1)\exp\left\{j\,[\omega\,\Delta\,t\,(s-s_1)+\psi\,]\right\} + \dot{n}_s + \\ +j\,a\,\Delta\,K(s-s_1)\sin[\omega\,\Delta\,(s-s_1)+\psi\,] \text{ при } s_1 \le s \le s_{\text{кф}} \text{ и } s_{\text{нср}} \le s \le s_{\text{к}}; \\ \dot{n}_s \text{ при } s < s_1 \text{ и } s > s_{\text{к}}, \end{cases} \qquad (1)$$

где s — номер комплексного отсчета; a — амплитуда сигнала; s_1 — номер первого из отсчетов АЦП в пределах существования радиоимпульса; $s_{\text{кф}}$ — номер последнего из отсчетов АЦП, полученных на его фронте; $s_{\text{нср}}$ — номер первого из отсчетов АЦП, пришедшихся на срез сигнала; $s_{\text{к}}$ —

момент окончания импульса; $K(s-s_1)$ — нормированная к своему максимуму дискретная огибающая исходного вещественного сигнала; $\Delta K(s-s_1)$ — погрешность ДПГ на фронте и срезе импульса (искажение нормированной дискретной функции огибающей за счет переходного процесса ДПГ в «sin»-й квадратуре); ω — частота заполнения радиоимпульса; Δt — период дискретизации сигнала; ψ — его начальная фаза; $\dot{n}_s$ — комплексное значение шума.

Очевидно, что для известной функции $K(s-s_1)$ поправка $\Delta K(s-s_1)$ всегда может быть рассчитана заранее. Примером практической реализации такого подхода является многосигнальный вариант дальномерной процедуры, синтезированный автором по аналогии с [5] на основе метода максимального правдоподобия. Суть ее сводится к максимизации, в режиме скользящего по массиву отсчетов АЦП «окна» обработки, функционала вида:

$$F_{\text{м}} = -\text{Д}/\text{Д}_{\text{м}} = \max, \tag{2}$$

где $\text{Д}_{\text{м}}$ — определитель матрицы $[\dot{Q}_{ij}]$, $i, j = 1, ..., M$, а Д — определитель матрицы, отличающийся от $[Q_{ij}]$ первыми строкой и столбцом с элементами 0, $\dot{W}_1^*, ..., \dot{W}_{\text{м}}^*$ и 0, $\dot{W}_1, ..., \dot{W}_{\text{м}}$ соответственно.

$$\dot{W}_n = \sum_{s=s_n}^{s_n+N-1} (U_s^c + j\,U_s^s)\,\dot{K}_{sn}^*;\ \dot{Q}_{mn} = \dot{Q}_{mn}^* = \sum_{s=s_m}^{s_n+N-1} \dot{K}_{sm}\,\dot{K}_{sn}^*;$$

$$\dot{K}_{sm} = [K_{sm}^c + j\,K_{sm}^s\,]\,[\cos p_{sm} + j\sin p_{sm}\,] =$$

$$= K_{sm}^c \cos p_{sm} - K_{sm}^s \sin p_{sm} + j\ [K_{sm}^s \cos p_{sm} + K_{sm}^c \sin p_{sm}\,]$$

— обобщенная комплексная огибающая; * — символ комплексно-сопряженной величины; U_s^c, U_s^s — квадратурные составляющие напряжений сигнальной смеси, полученные в результате ДПГ s-го отсчета АЦП; N — длительность импульсов в отсчетах АЦП (предполагается, что у всех сигналов она одинакова); аргумент p_{sm} описывает закон изменения частоты и фазы m-й несущей во времени (1), а $K_{sm}^c = K^c(s-s_m)$, $K_{sm}^s = K^c(s-s_m) + \Delta K(s-s_m)$ — характер изменения огибающей m-го импульса в квадратурных составляющих после ДПГ исходного сигнала.

Необходимо отметить, что существует также обширный класс импульсных сигналов, для которых переходные процессы ДПГ выражены не столь явно, как в рассмотренном выше случае. Сглаживание переходных процессов наблюдается не только при обужении спектра огибающей исходного сигнала, но и с увеличением порядка фильтра Гильберта за счет расширения его полосы пропускания. Однако роль последнего фактора менее значима, поскольку расширение полосы прозрачности сводится в данном случае преимущественно к увеличению прямоугольности АЧХ фильтра.

Таким образом, для узкополосных импульсных сигналов в ряде приложений, когда длительность импульса превышает порядок фильтра Гильберта, можно оперировать допущением о совпадении огибающих в квадратурах отклика ДПГ с исходной. Особенно оно оправдано, если всю последующую обработку построить на модели сигнала, имеющего меньшую по сравнению с фактической длительность, за пределами которой остаются переходные деформации огибающей, относимые, в свою очередь к шумовым флюктуациям. В задачах импульсной дальнометрии, сводящихся к решению алгебраического уравнения степени M (по числу источников), при этом достаточно, чтобы длительность сигнала превышала порядок фильтра Гильберта не менее, чем на M+1 отсчет при условии, что для измерения привлекается отфильтрованная сигнальная выборка в окрестности максимума огибающей.

Наконец, возможен и такой подход, при котором вместо огибающей исходного вещественного сигнала в последующей обработке используется общая для обеих квадратур функция, соответствующая модулю комплексного отклика скользящего «окна» ДПГ $\hat{K}_{sm} = \sqrt{K_{sm}^{c\,2} + K_{sm}^{s\,2}}$.

Погрешность данной аппроксимации вполне предсказуема, но ее анализ нуждается в дополнительном исследовании. Такой прием существенно упрощает процедуры измерения параметров сигналов. Например, вместо обобщенной комплексной огибающей $\dot{K}_{sm}$ и комплексно сопряженной с ней $\dot{K}^*_{sm}$ в выражении (2) следует использовать величины

$$\dot{K}_{sm} = \hat{K}_{sm}\,\{\cos p_{sm} + j\sin p_{sm}\},\quad \dot{K}^*_{sm} = \hat{K}_{sm}\,\{\cos p_{sm} - j\sin p_{sm}\}.$$

Можно заключить, что рассмотренные здесь подходы позволяют обеспечить приемлемое качество ДПГ одиночных импульсов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Смолянинов В. М.* Преобразование Гильберта для дискретного высокочастотного колебания // Радиотехника, 1973.— № 7.— С. 86—88.

2. *Herrman O.* Quadraturfilter mit rationalen Ubertragungsfaktor // Archiv der Elektrischen ubertragung.— 1969.— Band 23, Heft 2.— S. 77—84.

3. *Herrman O.* Transversalfilter zur Hilbert - Transformation // Archiv der Elektrischen ubertragung.— 1969.— Band 23, Heft 12.— S. 581—587.

4. *Хохлов Б. Н.* Декодирующие устройства цветных телевизоров.— М. : Радио и связь, 1992.— С. 90—92.

5. *Слюсар В. И.* Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиоэлектроника.— 1996.— № 5.— С. 55—62. (Изв. высш. учеб. заведений).

г. Киев.

Поступила в редакцию 06.09.96.