

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 всового 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:

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

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; $s_{\text{нсп}}$ — 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:

$$F_M = -D/D_M = \max, \quad (2)$$

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

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

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

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

— 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 \hat{K}_{sm} и комплексно сопряженной с ней \hat{K}_{sm}^* в выражении (2) следует использовать величины

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

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 Übertragungsfaktor // Archiv der Elektrischen Übertragung.— 1969.— Band 23, Heft 2.— S. 77—84.
3. Herrman O. Transversalfilter zur Hilbert - Transformation // Archiv der Elektrischen Übertragung.— 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.