УДК 621.396.677

В. Т. БЕЛИНСКИЙ, ст. науч. сотр., А. Г. КОНСТАНТИНОВСКИЙ, канд. техн. наук

АЛГОРИТМ ЛИНЕЙНО ОГРАНИЧЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ПЛОСКОЙ АДАПТИВНОЙ РЕШЕТКЕ

Для дискретной линейной решетки известен алгоритм адаптивной линейно ограниченной обработки широкополосных сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки [1]. Рассмотрим алгоритм адаптивной линейно ограниченной обработки широкополосных сигналов для плоской дискретной решетки.

Пусть плоская прямоугольная эквидистантная решетка состоит из $L \times N$ приемных элементов, каждый из которых соединен с одинаковой M-отводной линией задержки трансверсального фильтра (ТФ). При этом число узлов взвешивания ТФ равно LMN, а порядковый номер i узла ТФ и соответственно компонента W_i вектора весовых коэффициентов W определяется выражением

$$i = LM(n-1) + L(m-1) + l, \tag{1}$$

где $l = 1, \ldots, L$; $m = 1, \ldots, M$; $n = 1, \ldots, N$.

В такой адаптивной решетке возможны линейные ограничения весовых коэффициентов по координатам l и n. Запишем векторы ограничений

$$F^{\text{т}} = [f_1, \ldots, f_{MN}]; \quad H^{\text{т}} = [h_1, \ldots, h_{LM}], \tag{2}$$

где T — знак транспонирования, а компоненты ограничений f_{mn} и h_{lm} являются принятыми ограничивающими суммами весовых коэффициентов W_i по столбцам ТФ в направлениях l и n соответственно. Отметим, что ограничения E и H взаимозависимы, так как для систем линейных ограничений, записанных согласно выражению (1), $f_{mn} = \sum\limits_{l=1}^{L} W_{LM(n-1)+L(m-1)+l}$; $h_{lm} = \sum\limits_{n=1}^{N} W_{LM(n-1)+L(m-1)+l}$, из независимости суммы весовых коэффициентов в m-й плоскости ТФ от направления суммирования следует линейная система

$$\sum_{n=1}^{N} f_{mn} = \sum_{l=1}^{L} h_{lm}. \tag{3}$$

Поскольку предполагается прием решеткой плоских фронтов входных воздействий, постольку в каждой из m-х плоскостей ТФ могут быть приняты равными ограничения, т. е.

$$f_{mn} = f_m \text{ при } n = 1, \ldots, N; \quad h_{lm} = h_m \text{ при } l = 1, \ldots, L, \tag{4}$$

и тогда из (3) следует зависимость

$$Nf_m = Lh_m. \tag{5}$$

При условиях (4), (5) векторы ограничений (2) могут быть записаны в виде

$$F = C^{\mathrm{T}}W; \quad H = D^{\mathrm{T}}W, \tag{6}$$

где C и D — матрицы ограничений размерности $LMN \times MN$ и $LMN \times LM$ соответственно:

$$C = [c_1 \dots c_j \dots c_{MN}], \quad D = [d_1 \dots d_j \dots d_{LM}],$$

и векторы

$$c_j^{\mathrm{T}} = [\underbrace{\overbrace{0 \dots 0}^{j-1}\, \overbrace{1 \dots 1}^{L} 0 \dots 0}_{LMN}];$$

$$d_j^{\mathrm{T}} = [\overbrace{0 \dots 0}^{j-1}\, \underbrace{\overbrace{10 \dots 0}^{LM}}_{1\text{-я группа}} \dots 10 \dots 0\, \underbrace{\overbrace{10 \dots 0}^{LM-j+1}}_{(LM-1)\text{-я группа}}.$$

Так как алгоритм адаптивной обработки по критерию минимума среднего квадрата ошибки за счет линейных ограничений обеспечивает инвариантность условий фильтрации полезного сигнала, то процесс адаптации должен приводить к минимизации мощности отклика ТФ, равной $W^{\mathrm{T}}RW$, где R — ковариационная матрица входного процесса в узлах ТФ, при соблюдении условий (6).

Исходя из этого определим вектор весовых коэффициентов W методом неопределенных множителей Лагранжа, для чего введем функцию $\Phi(W) = \frac{1}{2} W^{\mathrm{T}}RW + \lambda_1^{\mathrm{T}}(C^{\mathrm{T}}W - F) + \lambda_2^{\mathrm{T}}(D^{\mathrm{T}}W - H)$, градиент которой по W

$$\nabla_W(\Phi) = RW + C\lambda_1 + D\lambda_2, \tag{7}$$

Итеративная процедура определения вектора весовых коэффициентов на $(k+1)$-й итерации по градиентному методу может быть записана в виде

$$W(k+1) = W(k) - \mu\nabla_W(\Phi), \tag{8}$$

где μ — скалярный параметр сходимости. С учетом выражений (7), (8) множители Лагранжа определим из системы уравнений, удовлетворяющих принятым ограничениям

$$F = C^{\mathrm{T}}W(k+1); \qquad H = D^{\mathrm{T}}W(k+1). \tag{9}$$

Решение систем (9) и подстановка множителей $\lambda_{1\,2}(k)$ в равенство (8) приводит к итеративному алгоритму определения вектора весовых коэффициентов $W(k+1)$. Используя итерационную оценку ковариационной матрицы R по вектору входного процесса X, т. е. $R(k) = X(k)X^{\mathrm{T}}(k)$, получаем стохастический алгоритм линейно ограниченной обработки

$$W(k+1) = PW(k) - \mu[P + Z]\,y(k)X(k) + S + T, \quad W(0) = S + T,$$

где оценка выходного продукта адаптивной фильтрации $y(k) = W^{\text{т}}(k)\,X(k)$; $LMN \times LMN$ матрицы

$$P = \left[I - \frac{N}{N-1}C(C^{\text{т}}C)^{-1}C^{\text{т}} - \frac{L}{L-1}D(D^{\text{т}}D)^{-1}D^{\text{т}}\right],$$

$$Z = \left[\frac{N}{N-1}C(C^{\text{т}}C)^{-1}C^{\text{т}}D(D^{\text{т}}D)^{-1}D^{\text{т}} + \frac{L}{L-1}D \times \times (D^{\text{т}}D)^{-1}D^{\text{т}}C(C^{\text{т}}C)^{-1}C^{\text{т}}\right];$$

LMN-мерные векторы $S = \frac{N}{N-1}C(C^{\text{т}}C)^{-1}F$; $T = \frac{L}{L-1}D(D^{\text{т}}D)^{-1}H$.

1. *Фрост III.* Алгоритм линейно ограниченной обработки сигналов в адаптивной решетке.— ТИИЭР, 1972, т. 60, с. 5—16.

Поступила в редколлегию 28.09.82

УДК 621.384.326

Ю. Н. БОНДАРЕНКО, ст. науч. сотр.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Пироэлектрические преобразователи (ПЭП) в радиочастотном диапазоне используются для измерения импульсной мощности [2] и описываются вольт-ваттной передаточной функцией [1]

$$G(p) = \frac{p\tau_{\text{т}}K}{(1 + p\tau_{\text{т}})(1 + p\tau_l)(1 + \sqrt{pH})},$$

где $K = \gamma R_{\text{н}} | c_{\text{кр}}\rho_{\text{кр}}d_{\text{кр}}$ — коэффициент преобразования по напряжению; γ — пироэлектрический коэффициент; $R_{\text{н}}$, $c_{\text{кр}}$, $\rho_{\text{кр}}$, $d_{\text{кр}}$ — сопротивление нагрузки, удельная теплоемкость, плотность, толщина пироактивного кристалла; $\tau_{\text{т}}$, τ_e — тепловая и электрическая постоянные времени; $H = c_{\text{н}}\rho_{\text{н}}d_{\text{н}}^2/\lambda_{\text{кр}}$ — фактор тепловой инерционности; $c_{\text{н}}$, $\rho_{\text{н}}$, $d_{\text{н}}$ — удельная теплоемкость, плотность, толщина нагревателя; $\lambda_{\text{кр}}$ — коэффициент теплопроводности пироэлектрика.

При использовании ПЭП в качестве измерительного преобразователя импульсной мощности измеряемой величиной является значение выходного напряжения в момент $t_{\text{изм}}$, который определяется требуемой точностью воспроизведения амплитудного значения.

Рассмотрим характер установления выходного напряжения при поглощении чувствительным элементом преобразователя мощности в виде единичной функции. Для этого определим переходную характеристику пироэлектрического преобразователя как $h(t) = L^{-1}\left[\frac{G(p)}{p}\right] = L^{-1}[H(p)]$. Представим $H(p)$ в виде простых дробей $H(p) = \frac{C_1}{\left(p + \frac{1}{\tau_{\text{т}}}\right)(1 + \sqrt{pH})} - \frac{C_2}{\left(p + \frac{1}{\tau_l}\right)(1 + \sqrt{pH})}$ и определим обрат-