95

Трифонов 95

Р А Д И О Т Е Х Н И К А
I987,№6

$N \in \{2, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 16\}$; $\mathbf{T}_N$ и $\mathbf{D}_N$ — диагональные матрицы умножений, связанные соотношением

$$\mathbf{D}_N = \mathrm{Re}\{(1-\mathrm{i})\mathbf{T}_N\}. \qquad (6)$$

Матрица $\mathbf{T}_N$ содержит только чисто мнимые и действительные элементы, поэтому преобразование (6) сводится к отбрасыванию множителя i при мнимых элементах $\mathbf{T}_N$.

Поскольку (4) по своей структуре идентично «гнездовой» форме алгоритма ДПФВ $\mathbf{W}=\mathbf{STQ}$, формулы (5) справедливы и для составных N, когда $N=N_1N_2\ldots N_L$ (N_i — взаимно простые числа)

$$\mathbf{V}=\mathbf{SDQ}; \quad \mathbf{A}=\mathbf{S}_A\mathbf{DQ}, \qquad (7)$$

где $\mathbf{S}=\mathbf{S}_{N_1}\times\mathbf{S}_{N_2}\times\ldots\times\mathbf{S}_{N_L}$; $\mathbf{Q}=\mathbf{Q}_{N_1}\times\mathbf{Q}_{N_2}\times\ldots\times\mathbf{Q}_{N_L}$; $\mathbf{T}=\mathbf{T}_{N_1}\times\mathbf{T}_{N_2}\times\ldots\times\mathbf{T}_{N_L}$; $\mathbf{D}=\mathrm{Re}\{(1-\mathrm{i})\,\mathbf{T}\}$; $\times$ — символ прямого произведения; $\mathbf{V}$ — матрица ДПФХ, отличающаяся от В перестановкой строк и столбцов.

Алгоритмы ДПФХ и ДСКП, основанные на (7), запишем

$$\mathbf{X}_V=\frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{SDQx}_p; \quad \mathbf{X}_A=\frac{1}{\sqrt{N}}\mathbf{KS}_A\mathbf{DQx}_p.$$

(Здесь $\mathbf{K}=\mathrm{diag}\{k_0, k_1, \ldots, k_{N-1}\}$; $k_0=k_{N/2}=1$; $k_i=\sqrt{2}$, $i\neq 0$, $N/2$; $\mathbf{x}_p$ — вектор входного сигнала, элементы которого переставлены в соответствии с правилом перестановки отсчетов входного сигнала в «гнездовом» алгоритме ДПФВ.)

Полученные алгоритмы имеют действительный характер, позволяют вдвое сократить (по сравнению с алгоритмом ДПФВ) требуемый объем оперативной памяти и упростить процесс обработки сигнала.

Рукопись статьи, содержащую 11 с. текста, 6 библиографических наименований, можно заказать в ЦНТИ «Информсвязь», где она хранится под № 1025-св.

D

А. П. Трифонов, В. И. Парфенов

УДК 621.391

Частотно-временная модуляция шумоподобных радиосигналов

Известно, что системы связи и локации, в которых используются шумовые несущие, обладают рядом полезных свойств [1 и др.]. В частности, они обеспечивают высокую скрытность передачи информации при сравнительно простой конструкции передатчика и приемника.

В работе рассмотрена помехоустойчивость приема составного случайного сигнала [2] на фоне белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0:

$$s(t, l_0)=\eta(l_0-t)s_1(t)+\eta(t-l_0)s_2(t), \quad 0\leqslant t\leqslant T, \qquad (1)$$

где $\eta(t)=1$ при $t>0$ и $\eta(t)=0$ при $t<0$; $s_i(t)$ — независимые гауссовские центрированные стационарные узкополосные случайные процессы, спектр мощности которых [2]

$$G_i(\omega)=\frac{G_0}{2}\left[f\left(\frac{\omega-\omega_i}{\Omega}\right)+f\left(\frac{\omega+\omega_i}{\Omega}\right)\right].$$

Здесь функция $f(x)=f(-x)$ определяет форму спектра мощности сигнала (1) и нормирована так, что $\max f(x)=1$, $\int\limits_{-\infty}^{\infty} f^2(x)dx=1$; $\Omega=\int\limits_{-\infty}^{\infty} G^2{}_i(\omega)d\omega[2\max G^2{}_i(\omega)]^{-1}$ — эквивалентная полоса частот сигнала. При условии, что $\Omega\ll\omega_i$, модуляцию шумовой несущей (1) можно осуществить изменением момента l в пределах длительности сигнала. Техническая реализация частотно-временного модулятора существенных затруднений не вызывает: для получения составного случайного сигнала (1) достаточно в обычной схеме [2] модулировать момент изменения «переключающей» функции.

При поступлении на вход приемника реализации $x(t)=s(t, l_0)+n(t)$ для получения оценки максимального правдоподобия l_m необходимо выработать логарифм функционала отношения правдоподобия [3]

$$M(l)=\iint\limits_0^T x(t_1)\,x(t_2)\,\theta(t_1, t_2, l)\,dt_1dt_2/2-H(l)/2 \qquad (2)$$

(функции $\theta(t_1, t_2, l)$ и $H(l)$ определены в депонированной рукописи). Реализация приемника может привести к значительным техническим трудностям, поскольку квадратичный функционал в (2) необходимо формировать для всех значений $l \in [0;\ T]$. Структуру приемника можно упростить, пренебрегая ошибками оценки момента l порядка времени корреляции процесса $s_i(t)$. Тогда, преобразуя квадратичный функционал (2) и отбрасывая постоянные слагаемые, не зависящие от l, получаем выражение

$$M(l) \approx \int\limits_0^l [y_1^2(t) - y_2^2(t)]\, dt/2. \tag{3}$$

Здесь $y_i(t) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} x(t')h_i(t-t')dt'$ — процесс на выходе фильтра с импульсной переходной функцией $h_i(t)$, передаточная функция которого выбирается из условия $|h_i(\omega)|^2 = 4G_i(\omega)\ N_0^{-2}\ (1+2G_i(\omega)/N_0)^{-1}$. Техническая реализация приемника (3) существенных затруднений не вызывает; при этом оценка l_m, определяемая по положению абсолютного максимума функции (3), практически совпадает с оценкой максимального правдоподобия, если отношение $q = G_0/N_0$ не слишком велико. Случай малых q представляет основной интерес для прикладных задач, так как при этом обеспечивается высокая скрытность передачи информации посредством шумовой несущей.

В статье найдены характеристики оценки l_m момента l_0 изменения центральной частоты спектра мощности сигнала (1), для расчета которых использован подход, развитый в [4]. В результате решения (аналогично [4]) соответствующих уравнений Фоккера — Планка — Колмогорова вместе с распределением оценки были найдены ее смещение (систематическая ошибка) $d(l_m|l_0) \approx 0$ и рассеяние (средний квадрат ошибки):

$$V(l_m|l_0) \approx 26B^2/A^4, \tag{4}$$

где $A = 2Fq^2 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x)\,[f(x) - f(x-\varepsilon)]}{1 + qf(x)}\, dx;$

$$B = Fq^2 \left\{ 1 + \int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x)\,[1 + qf(x-\varepsilon)]^2}{[1 + qf(x)]^2}\, dx - \right.$$

$$\left. - 2 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x)\, f(x-\varepsilon)\,[1 + qf(x)]}{1 + qf(x-\varepsilon)}\, dx \right\}; \quad F = \Omega/2\pi; \quad \varepsilon = |\omega_1 - \omega_2|/\Omega.$$

Формула (4) существенно упрощается при $q \ll 1$:
$V(l_m|l_0) \approx 13/2F^2q^4[1 - R(\varepsilon)]^2$.

Здесь $R(\varepsilon) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} f(x)f(x-\varepsilon)\,dx = \int\limits_{-\infty}^{\infty} G_1(\omega)\,G_2(\omega)\,d\omega \left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} G_1^2(\omega)\,d\omega\ \times \right.$

$\left. \times \int\limits_{-\infty}^{\infty} G_2^2(\omega)\,d\omega \right]^{-1/2} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} K_1(\tau)\,K_2(\tau)\,d\tau \left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} K_1^2(\tau)\,d\tau \int\limits_{-\infty}^{\infty} K_2^2(\tau)\,d\tau \right]^{-1/2}$ — функция, характеризующая степень близости спектров мощности процессов $s_1(t)$ и $s_2(t)$. Таким образом, ее можно интерпретировать как своего рода «коэффициент взаимной корреляции» [2] между спектрами мощности $G_i(\omega)$ или корреляционными функциями $K_i(\tau)$ этих процессов.

В работе рассмотрен также ряд конкретных примеров шумовых несущих и определены границы применимости полученных формул.

Литература

[1] *Харкевич А. А.* Передача сигналов модулированным шумом.— Избранные труды.— М.: Наука, 1973, т. 2.

[2] *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника.— М.: Радио и связь, 1982.

[3] *Куликов Е. И., Трифонов А. П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех.— М.: Сов. радио, 1978.

[4] *Трифонов А. П.* Радиотехника и электроника, 1977, т. 22, № 1.

Рукопись статьи, содержащую 17 с. текста, 1 рис., 7 библиографических наименований, можно заказать в ЦНТИ «Информсвязь», где она хранится под № 1045-св.