

АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Известно, что в системах радиосвязи существенное улучшение помехозащищенности может быть достигнуто за счет применения алгоритмов адаптивной пространственной фильтрации (АПФ), обеспечивающих подавление мешающих сигналов (помех), совпадающих по несущей частоте и форме спектра с полезным сигналом. Для применения алгоритмов АПФ, оптимальных по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) требуется точная априорная информация о направлении прихода сигнала, что практически не реализуемо в сетях связи с подвижными объектами (ПО). Однако для многих сетей связи с ПО характерно наличие в протоколах канального уровня "пассивных пауз" и АПФ может быть реализована в виде двухэтапной процедуры:

1. Оценка (при отсутствии полезного сигнала) пространственных параметров источников помех и формирование диаграмм направленности (ДН) антенной решетки с нулями в соответствующих направлениях.

2. Коррекция (при наличии сигнала) ДН, обеспечивающая при сохранении углового положения нулей максимизацию усиления полезного сигнала.

В идеальном случае (сигнально-помеховая обстановка локально стационарна, оценки пространственных параметров помех совпадают с соответствующими истинными значениями) двухэтапная АПФ обеспечивает максимизацию мощности полезного сигнала при полном (максимально возможном) подавлении помех. Вместе с тем, в реальных условиях (конечная точность оценивания, изменения пространственного положения ПО и т.д.) эффективность двухэтапной АПФ может оказаться недопустимо низкой.

Целью данной работы является синтез двухэтапных алгоритмов, обеспечивающих в реальных условиях приемлемые значения эффективности АПФ.

Рассмотрим N -элементную адаптивную антенную решетку (ААР) осуществляющую прием сигнала на фоне шума и L ($L < N$) пространственно-локальных помех. Для определенности положим, что несущая частота сигнала, структура и характеристики, собственно, АР известны точно.

Предположим, что на первом этапе на основании некоторого метода оценивания получены несмещенные точечные оценки направлений прихо-

да помех $\hat{\Theta}_j, j = \overline{1, L}$ и на основании этих оценок сформирована ДН ААР с нулями в направлениях прихода помех.

В случае наличия на входе ААР полезного сигнала, необходимо сохранить угловое положение нулей ДН и максимизировать выходное ОСПШ. С этой целью сформулируем оптимизационную задачу

$$\max_W \bar{W}^+ R_{xx} \bar{W}, \quad A^+ \bar{W} = 0, \quad (1)$$

где \bar{W} — вектор весовых коэффициентов (ВВК); R_{xx} — корреляционная матрица входных сигналов; A — $N \times L$ — матрица ограничений, состоящая из L N -мерных векторов \bar{V}_j ; $\bar{V}_j^+ = [1 \quad e^{-i\varphi_2(\hat{\Theta}_j)} \quad \dots \quad e^{-i\varphi_N(\hat{\Theta}_j)}]$; $\varphi_i(\hat{\Theta}_j)$ — фазовый сдвиг, обусловленный запаздыванием помехи, приходящей с направления $\hat{\Theta}_j$ на j -м антенном элементе (АЭ) по отношению к первому; + — знак эрмитового сопряжения.

Решение задачи (1) можно представить в виде глобально сходящейся процедуры [1]

$$\bar{W}(k+1) = \text{Pr} \left\{ \bar{W}(k) + \mu_k \Pi(R_{xx} \bar{W}(k)) \right\}, \quad (2)$$

где $\text{Pr}\{\cdot\}$ — проектор на гиперсферу единичного радиуса и $\Pi = I - A(A^+A)^{-1}A^+$ — проектор на нулевое подпространство матрицы A ; μ_k — шаговая постоянная, I — единичная матрица. В случае когда $\hat{\Theta}_j = \Theta_j, j = \overline{1, L}$, алгоритм (2) сходится к ВВК

$$\bar{W}_0 = \Pi \bar{V}_c, \quad (3)$$

где \bar{V}_c — “сигнальный” вектор, и обеспечивает максимизацию усиления полезного сигнала при полном подавлении помех. Однако, вследствие названных выше причин оценки $\hat{\Theta}_j$ всегда отличаются от соответствующих истинных значений Θ_j , проектор Π не обеспечивает подавления помех и, следовательно, процедура (2) сходится к ВВК, отличающемуся от оптимального значения (3). При этом возможны ситуации, когда эффективность АПФ становится недопустимо низкой.

Для синтеза алгоритмов с пониженной чувствительностью к отклонениям $\hat{\Theta}_j$ от истинных значений Θ_j модифицируем задачу (1)

$$\max_{\bar{W}} \bar{W}^+ \mathbf{R}_{xx} \bar{W}, \quad \bar{W}^+ \mathbf{B}_1 \bar{W} \leq \alpha_1, \dots, \bar{W}^+ \mathbf{B}_L \bar{W} \leq \alpha_L, \quad (4)$$

где $\mathbf{B}_j = \int_{\Theta_{1j}}^{\Theta_{2j}} \bar{\mathbf{V}}_j \bar{\mathbf{V}}_j^+ d\Theta$; $\Theta_{1j} = \bar{\Theta}_j - \Delta\Theta$; $\Theta_{2j} = \bar{\Theta}_j + \Delta\Theta$; $\Delta\Theta$ — предполагаемое максимальное отклонение $\bar{\Theta}_j$ от Θ_j ; α_j — положительный вещественный коэффициент.

Целевая функция и ограничения задачи (4) выпуклы. Поэтому, основываясь на принципе двойственности и применяя градиентный метод решения (4) представим в виде глобально сходящихся процедур [2]

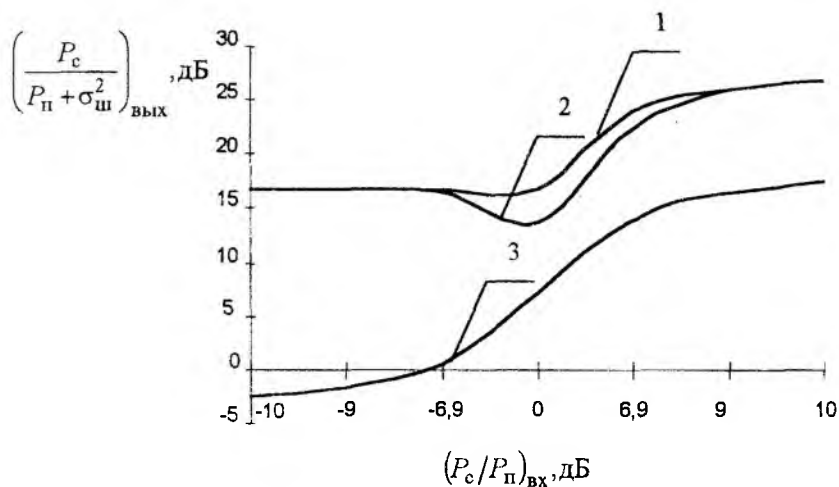
$$\left. \begin{aligned} \bar{W}(k+1) &= \text{Pr} \left\{ \bar{W}(k) - \mu [\mathbf{R}_{xx} + \lambda_1(k) \mathbf{B}_1 + \dots + \lambda_L(k) \mathbf{B}_L] \bar{W}(k) \right\} \\ \lambda_j(k+1) &= \max \{0, \lambda_j(k) + \mu Y_j(k)\} \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

где $Y_j = \bar{W}^+ \mathbf{B}_j \bar{W}$, $j = \overline{1, L}$.

Для иллюстрации эффективности предложенного алгоритма на рисунке представлены, полученные путем имитационного моделирования для случая $N=1, L=1$, зависимости выходного ОСПШ от входного отношения мощностей сигнала и помехи. При моделировании предполагалось, что антенная решетка линейная, межэлементные расстояния $d_{12} = d_{23} = d_{24} = \lambda_c/2$, $d_{45} = 0,6\lambda_c$ (λ_c — длина волны полезного сигнала); антенные элементы изотропные и невзаимодействующие; несущие частоты сигнала и помехи тождественны; угол прихода сигнала (относительно нормали к линии расположения АЭ) $\Theta_c = 0^0$; угол прихода помехи $\Theta_j = 30^0$; $\sigma_{\text{ш}}^2 = 0,1$ — дисперсия теплового шума.

Кривые, обозначенные на рисунке цифрами 1, 2, 3 получены, для случаев: 1 — ВВК $\bar{W} = \beta \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{V}}_c$ (потенциально достижимая эффективность АПФ); 2 — алгоритм (5) при $\Delta\Theta = 5^0$, $\alpha_j = 0,01$; 3 — алгоритм (2) при точных исходных данных ($\bar{\Theta}_1 = \Theta_1$).

Из графиков видно, что алгоритм (5) обеспечивает эффективность АПФ близкую к потенциально достижимой. При этом процедуры (5) сравнительно нечувствительны к изменениям помеховой обстановки и ошибкам вычислений.



Список литературы: 1. Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы. М.: Мир, 1982. 583 с. 2. Бертсекас Д.Р. Условная оптимизация и методы множителей Лагранжа. М.: Радио и связь, 1987. 400 с.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 23.11.98