

АНАЛИЗ СХОДИМОСТИ И ЭФФЕКТИВНОСТИ МОДУЛЯЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ

к.т.н. В.Р. Хачатуров, С.В. Аргюнов
(представил д.т.н., проф. А.В. Кобзев)

В статье рассмотрена сходимость в среднем модуляционных алгоритмов. Проанализирована остаточная мощность помехи и отношение сигнал - шум на выходе адаптивного устройства. Показано, что использование непрерывной настройки в адаптивных устройствах, использующих модуляционные алгоритмы, позволяет при малых потерях получить существенное упрощение аппаратуры обработки.

Введение и постановка задачи. В настоящее время в адаптивных системах с корреляционными обратными связями наряду с классическими градиентными алгоритмами [1 – 3] могут использоваться модуляционные алгоритмы (МА) [4 – 8].

В предложенных работах [4, 7, 8] подробно рассмотрены возможности реализации модуляционных алгоритмов в адаптивных антенных решетках (ААР). Применение МА в адаптивных системах с выделенным каналом рассмотрено недостаточно. Использование модуляционных алгоритмов в адаптивных системах с выделенным каналом имеет ряд преимуществ по сравнению с применением их в ААР. Из-за меньшего количества регулируемых каналов антенной системы в адаптивных системах с выделенным каналом можно существенно уменьшить длительность переходных процессов. В ААР из-за модуляции искажается диаграмма направленности, приближающаяся к оптимальной. При этом наличие модуляции накладывает некоторые ограничения при применении их в адаптивных системах. При использовании модуляционных алгоритмов в радиолокационных системах самонастройка адаптивного устройства на помеховую обстановку может осуществляться различными способами. Можно реализовать настройку на нерабочем участке дальности, в конце периода зондирования. После этого модулирующие сигналы отключаются и запомненные значения весовых коэффициентов используются для компенсации помех на рабочем участке дальности. Для упрощения аппаратуры обработки представляет интерес реализация непрерывной настройки весовых коэффициентов.

Цель статьи – рассмотреть условие сходимости в среднем в адаптивном устройстве с выделенным каналом, использующем модуляционный алгоритм; проанализировать влияние уровня модуляции на остаточную мощность помехи и на отношение сигнал-шум на выходе адаптивного устройства.

Условие сходимости. Результирующий комплексный вектор-столбец весовых коэффициентов \mathbf{W}_k на k -м временном отсчете размерностью $N \times 1$, где N – число дополнительных каналов приема, представляет собой аддитивную смесь весовых коэффициентов \mathbf{K}_k и комплексно-го вектора-столбца модуляции \mathbf{M}_k [5]:

$$\mathbf{W}_k = \alpha \mathbf{M}_k - \mathbf{K}_k, \quad (1)$$

где \mathbf{K}_k – комплексный вектор-столбец весовых коэффициентов на k -м временном отсчете размерностью $N \times 1$, $\mathbf{K}_k^T = [K_{1k} \ K_{2k} \ \dots \ K_{Nk}]$; \mathbf{M}_k – комплексный ортонормированный вектор модуляции на k -м временном отсчете размерностью $N \times 1$, $\mathbf{M}_k^T = [M_{1k} \ M_{2k} \ \dots \ M_{Nk}]$; α – коэффициент усиления; T – знак транспонирования.

Рассматривается модуляционный алгоритм с градиентным способом оценивания весовых коэффициентов для адаптивной системы с выделенным каналом, в которой вектор весовых коэффициентов формируется по правилу [5] (здесь и далее используется представление сигналов в виде комплексных огибающих в дискретной форме):

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{K}_k + 2\mu\alpha \left(\mathbf{Y}_{k+1} \cdot y_{0_{k+1}}^* - \mathbf{Y}_{k+1} \cdot \mathbf{Y}_{k+1}^* \cdot \mathbf{K}_k \right), \quad (2)$$

где \mathbf{Y}_k – вектор-столбец значений помеховых колебаний в дополнительных каналах на k -м временном отсчете размерностью $N \times 1$; y_{0k} – помеховые колебания в основном канале на k -м временном отсчете; μ – постоянный коэффициент, определяющий скорость сходимости; $*$ – знак комплексного сопряжения и транспонирования.

Отметим, что коэффициенты μ и α имеют разный физический смысл, хотя и влияют на одни и те же параметры – сходимость алгоритма и остаточную мощность помех на выходе.

Вектор весовых коэффициентов (2) будет сходиться к оптимальному значению вектора

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{K}_k = \mathbf{\Phi}_\Pi^{-1} \cdot \mathbf{\Phi}_0, \quad (3)$$

где $\mathbf{\Phi}_0$ – вектор-столбец, характеризующий корреляцию помеховых ко-

лебаний основного и дополнительных каналов приема; Φ_{Π}^{-1} – обратная корреляционная матрица помех дополнительных каналов приема, если постоянная сходимости μ будет выбрана так, что наибольшее собственное значение λ_{\max} матрицы Φ_{Π} удовлетворяет условию [1, 3]:

$$\frac{1}{\lambda_{\max}} > \mu \alpha > 0. \quad (4)$$

Отсюда

$$\frac{1}{\alpha \cdot \lambda_{\max}} > \mu > 0. \quad (5)$$

Более строгим является условие сходимости в среднем [1, 3]:

$$\frac{1}{\alpha \cdot \text{tr}[\Phi_{\Pi}]} > \mu > 0, \quad (6)$$

где $\text{tr}[\Phi_{\Pi}]$ – след корреляционной матрицы помех дополнительных каналов приема.

Из (6) видно, что уровень модуляции α связан с коэффициентом μ обратной зависимостью, чем больше выбирается α , тем меньше должен быть коэффициент μ . Наряду с этим α вносит добавочную мощность помехи на выходе устройства. Оценим эту мощность.

Влияние уровня модуляции на остаточную мощность помехи. Рассмотрим пример для одноканального квадратурного модуляционного автокомпенсатора. Определим модулирующую функцию как

$$M_k = \exp j \{ \omega_{\text{mod}} \cdot t_k \}, \quad (7)$$

где ω_{mod} – частота модуляции в дополнительном канале приема. Эта функция удовлетворяет условию

$$\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L M_k^* \cdot M_k = 1, \quad (8)$$

где $k = 1, 2, \dots, L$; L – число дискрет в периоде.

Весовой коэффициент принимает оптимальное значение [2]:

$$K = -\dot{\rho} \frac{\sigma_0}{\sigma_{\Pi}}, \quad (9)$$

где $\dot{\rho}$ – комплексный коэффициент корреляции помеховых колебаний основного и дополнительного каналов приема; σ_0 – среднеквадратическое отклонение помеховых колебаний в основном канале приема; σ_{Π} –

среднеквадратическое отклонение помеховых колебаний в дополнительном канале приема.

С учетом (9) для установившегося режима в силу (1) W_k представим:

$$W_k = \alpha M_k - \dot{\rho} \frac{\sigma_0}{\sigma_{\Pi}}, \quad (10)$$

а мощность на выходе квадратурного модуляционного автокомпенсатора равна

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_0^2 + \dot{\rho} \sigma_0 \sigma_{\Pi} W_k^* + \dot{\rho}^* \sigma_0 \sigma_{\Pi} W_k + W_k \sigma_{\Pi}^2 W_k^*. \quad (11)$$

Остаточная дисперсия помехи будет равна

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_0^2 \left(1 - |\dot{\rho}|^2 \right) + \alpha^2 \sigma_{\Pi}^2. \quad (12)$$

Представим (12) как:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\text{ост}}^2 + \sigma_{\text{доб}}^2, \quad (13)$$

где $\sigma_{\text{ост}}^2$ – нескомпенсированные остатки помехи и внутреннего шума; $\sigma_{\text{доб}}^2 = \alpha^2 \sigma_{\Pi}^2$ – добавочная мощность помехи за счет наличия модуляции.

Если набор модулирующих функций вектора \mathbf{M}_k удовлетворяют условию ортогональности, то в многоканальном случае (13) примет вид:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\text{ост}}^2 + \alpha^2 \cdot \text{tr} [\Phi_{\Pi}]. \quad (14)$$

В зависимости от реализуемого способа настройки ВК, к коэффициентам μ и α можно предъявить различные требования. Так при настройке на нерабочем участке дальности $\sigma_{\text{доб}}^2$ можно пренебречь, так как модулирующий сигнал отключается, и для компенсации помех на рабочем участке дальности используется запомненное значение весового коэффициента. При непрерывной настройке весового коэффициента необходимо обеспечить условие

$$\sigma_{\text{доб}}^2 \leq \sigma_{\text{ост}}^2, \quad (15)$$

или

$$\alpha^2 \cdot \sigma_{\Pi}^2 \leq \sigma_{\text{ост}}^2. \quad (16)$$

Таким образом, из условия (15) с учетом (12) и (13) можно оценить приемлемые значения параметра α :

$$\alpha \leq \sqrt{\frac{\sigma_{\text{ост}}^2}{\sigma_{\Pi}^2}}. \quad (17)$$

Выбирая α достаточной малой, можно увеличить коэффициент сходимости μ без потери в скорости настройки адаптивного устройства на помеховую обстановку.

Известно [1], что в адаптивных системах с выделенным каналом при минимизации мощности выходного шума, принимаемого по боковым лепесткам диаграммы направленности, одновременно происходит максимизация отношения сигнал – шум (ОСШ). При анализе влияния добавочной мощности можно рассмотреть выходное значение ОСШ на выходе модуляционного автокомпенсатора.

Результаты моделирования. Для оценки влияния α было проведено имитационное моделирование. Моделирование осуществлялось в системе MATLAB-6.0 с использованием пакета расширения SIMULINK.

Моделировалась работа двухканального модуляционного автокомпенсатора, в котором результирующий вектор весовых коэффициентов **W** имел вид (1), а вектор весовых коэффициентов **K** в результате обработки формировался по правилу (2). В качестве модулирующих функций были взяты ортогональные частоты. Модель внутренних шумов приемных трактов формировалась от некоррелированных комплексных генераторов шума с нормальным законом распределения и единичной дисперсией в квадратурах.

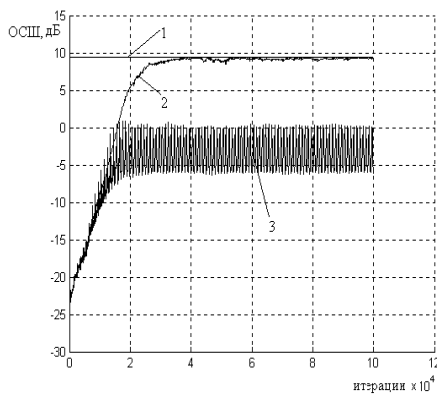
В качестве модели источников помеховых колебаний использовались комплексные генераторы шума с нормальным законом распределения и дисперсией, пропорциональной мощности помех.

В основном канале превышение помеховых колебаний над внутренними шумами по мощности составляло 38 дБ. В дополнительных каналах минимальное превышение мощности помеховых колебаний над основным равнялось 3 дБ. Отношение помеха – сигнал составляло 28 дБ. Моделирование проводилось для значений $\alpha = 0,04; 0,02; 0,01; 0,005$, коэффициент усиления в цепи вычисления весовых коэффициентов μ изменялся таким образом, чтобы скорость сходимости алгоритма была примерно одинаковой для всех значений α .

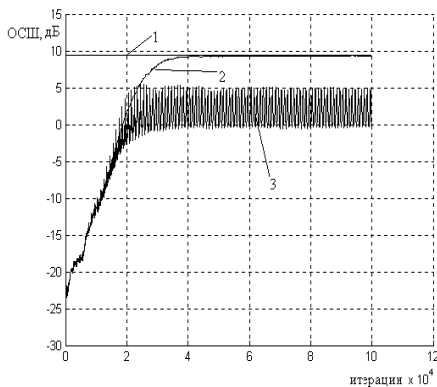
По результатам моделирования на рис. 1 приведена зависимость отношения сигнал – шум от числа циклов адаптации для фиксированных значений α . Кривая 1 получена для оптимального значения ОСШ, равного 9,35 дБ, 2 – для значения ОСШ, вычисленного с использованием вектора **K**, 3 – для значения ОСШ, вычисленного с использованием вектора **W**.

Из анализа кривых рис. 1 видно, что чем меньше α , тем значение ОСШ больше, и соответственно меньше выходная мощность остатков

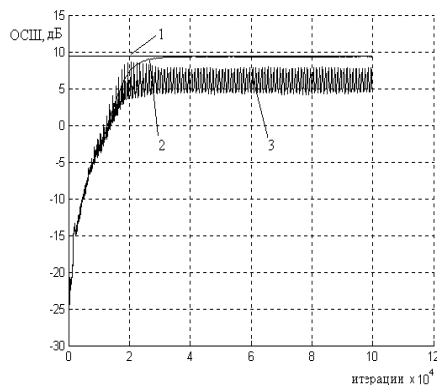
помехи и добавочной мощности. При выборе α меньше, чем 0,005, переходные процессы существенно затягиваются.



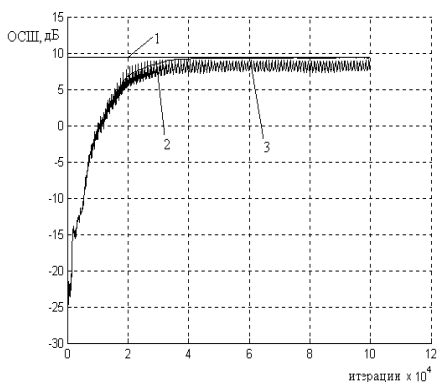
а) $\alpha = 0,04$



б) $\alpha = 0,02$



в) $\alpha = 0,01$



г) $\alpha = 0,005$

Рис. 1. Зависимость отношения сигнал – шум от числа циклов адаптации для фиксированных значений α

В табл. 1 представлены усредненные по итерациям значения ОСШ в установившемся режиме в дБ.

Таблица 1

Значения отношения сигнал-шум

Весовой вектор	Уровень модуляции α			
	$\alpha = 0,04$	$\alpha = 0,02$	$\alpha = 0,01$	$\alpha = 0,005$
K	9,014	9,048	9,056	9,107
W	-2,24	2,38	6.84	8.198

Вывод. Из приведенных в табл. 1 результатов видно, что при значении $\alpha = 0,005$ потери МА по сравнению с классическим градиентным алгоритмом не превышают 1 дБ. Однако при этих малых потерях можно получить существенное упрощение аппаратуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. *Адаптивные антенные решетки / Пер. с англ.* – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. *Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех.* – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
3. Уидроу Б., Стернз С. *Адаптивная обработка сигналов / Пер. с англ.* – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
4. Kobzev A.V., Khachaturov V.R. *Application of Channeling Principles of Estimating Weighting Coefficients in Antennas With Adaptive Spatial Signal Processing Against the Interference Background // Proc. of 3rd Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques.* – Sevastopol, Ukraine, 8 – 11 September, 1999. – P. 272 – 275.
5. Артюнов С.В. *Модуляционный автокомпенсатор активных шумовых помех с ограничителем в цепи вычисления весовых коэффициентов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* – 2003. – Вып. 131. С. 178 – 182.
6. Myers M.H. *Adaptive Processing Apparatus.* U.S Patent 4442433, April, 1984.
7. Cantoni A. *Application of Orthogonal Perturbation Sequences to Adaptive Beamforming // IEEE Trans. on Antennas and Propagation* – 1980. – Vol. AP-28, No. 2. – P. 191 – 202.
8. Land C. Godara, Cantoni A. *Analysis of the Performance of Adaptive Beam Forming Using Perturbation Sequences // IEEE Trans. on Antennas and Propagation.* – 1983. – Vol. AP-31, No. 2. – P. 268 – 279.

Поступила 24.03.2003

ХАЧАТУРОВ Валерий Рубенович, канд. техн. наук, доцент, ведущий научный сотрудник научного центра при Харьковском военном университете. В 1975 окончил ВИРТА ПВО им. Говорова. Область научных интересов – радиолокация.

АРТЮНОВ Сергей Владимирович, адъюнкт научного центра при Харьковском военном университете. В 1999 году окончил Харьковский военный университет. Область научных интересов – обработка информации в радиоэлектронных системах.
