

МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

В результате проведенного анализа метода компенсации помех, для случая симметричного расположения элементов эквидистантной антенной решетки с использованием в качестве критерия коэффициент предельного подавления, получены аналитические выражения для значений весовых коэффициентов. Данные выражения дают возможность использования свойств симметрии при построении цепей управления в адаптивных антенных устройствах амплитудно-фазовой компенсации помех.

As the result of analysis of method of interference compensating for the case of symmetrical arrangement of the equidistant antenna array elements using ultimate suppression factor as a criterion, the analytical expressions for the values of weight coefficients were obtained. These expressions allow the use of symmetry properties when constructing control circuits in the amplitude-phase interference compensation adaptive antenna devices.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, компенсация помех, сигнал

Введение

Вопросы построения адаптивных антенных решеток (ААР) для пространственно-временной обработки сигналов являются актуальными при функционировании радиосредств различного назначения. Это связано с постоянно возрастающей плотностью размещения радиосредств и повышением интенсивности их использования. Имеющая место тенденция постоянного усложнения электромагнитной обстановки предполагает изыскание дополнительных методов помехозащиты систем и линий связи [1– 3]. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов. Алгоритмы пространственно-временной обработки являются дополнениями к обычным алгоритмам приема сигналов и могут решать целый ряд практически важных задач [1– 6]:

- подавлять нежелательные излучения на величину до 30 дБ и более;
- оценивать параметры пространственного спектра сигналов и ориентировать или перераспределять минимумы (нули) или максимумы излучений в нужных направлениях;
- в многолучевых каналах отслеживать максимум направления прихода полезного сигнала;
- при достаточном количестве направленных излучений обеспечивать пространственно-временной доступ (каждому терминалу – отдельный луч диаграммы направленности).

Целью данной статьи является исследование метода компенсации помех на основе нахождения минимума среднеквадратичной ошибки с использованием коэффициента предельного подавления для функциональных схем адаптивных антенных решеток и подтверждение предположения о симметричности и равенстве соответственных весовых коэффициентов.

Исследование метода компенсации помех

Рассмотрим две функциональные схемы, которые могут быть применены при построении ААР. Устройство, структурная схема которого изображена на рис. 1, работает по принципу нахождения минимума среднеквадратичной ошибки при некоторых априорно известных спектральных характеристиках полезного сигнала. В пункте приема формируется опорный сигнал $R(t)$, являющийся приближенной копией полезного сигнала. В цепи обратной связи происходит формирование опорного сигнала и сигнала, принятого элементами антенной решетки. Управляющее напряжение, выработанное в результате перемножения, поступает на схему установки весовых коэффициентов в каждый из элементов решетки. В результате происходит формирования луча в направлении прихода полезного сигнала. В данном случае используется принцип корреляционной обратной связи.

При поступлении на вход сигнала с направления, отличного от установленного направления приеме и некоррелированного с полезным сигналом в АР автоматически формируется нуль диаграммы направленности в направлении прихода мешающего сигнала.

Принцип работы устройства, структурная схема которого изображена на рис. 2, также основан на использовании корреляционной обратной связи. Но для ее работ используются, в качестве априорных данных, направления прихода полезного сигнала. Согласно этих данных, в схему (т. 1, 2, 3, 4) заранее подаются управляющие напряжения, устанавливающие при помощи устройств установки весовых коэффициентов в элементах ААР. Схема предполагает наличие одного или нескольких нерегулируемых каналов. Установка весовых коэффициентов осуществляет фазировку системы в направлении приема, т. е. выравнивание фазовых сдвигов (для широкополосных сигналов временных сдвигов) на входе вычитателя между сигналами неуправляемого и управляемых каналов. Приход сигнала, с направления отличного от заданного, воспринимается системой как помеха, при этом происходит формирование нуля диаграммы направленности в этом направлении.

Для данных функциональных схем проведены исследования метода компенсации помех на основе предложенного критерия с использованием коэффициента предельного подавления, который определяется как отношение мощности сигнала помехи на выходе к значению мощности в нерегулируемом канале

$$k_{\text{пред.}} = \frac{\sigma_{\varepsilon}^2}{\sigma_0^2}, \quad (1)$$

где σ_{ε}^2 – мощность сигнала ошибки;
 σ_0^2 – мощность сигнала на нерегулируемом входе.

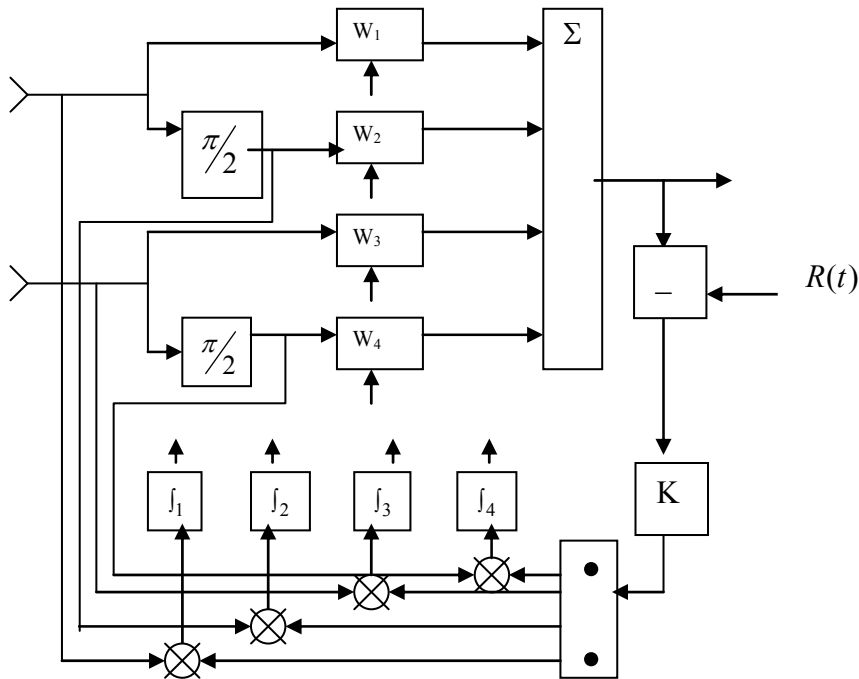


Рис. 1. Функциональная схема, которая может быть применена при построении ААР

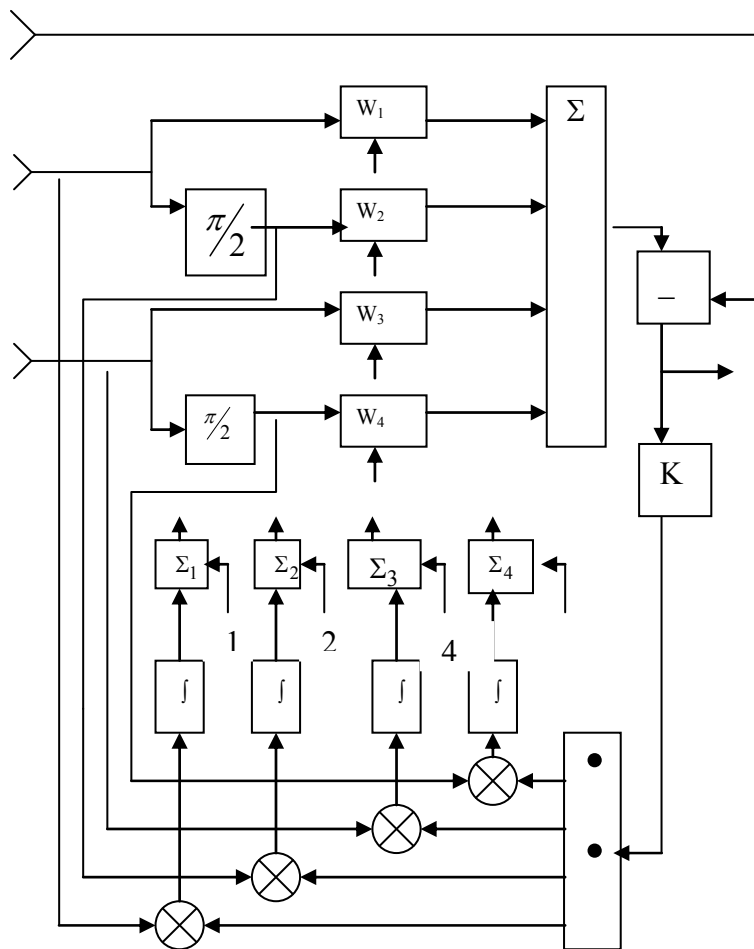


Рис. 2. Структурная схема устройства

При этом предположим, что полезный сигнал отсутствует и на вход поступает только сигнал помехи. Набор весовых коэффициентов, обеспечивающих максимально возможное подавление, называется оптимальным $W_{\text{опт}}$, а коэффициент подавления при этом предельным. Сигнал ошибки на выходе равен:

$$\varepsilon(t) = x_0(t) - W^T x(t), \quad (2)$$

где

$$W = \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \\ W_4 \end{pmatrix} \quad \text{та} \quad x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{pmatrix} \quad (3)$$

матрицы-столбцы весовых коэффициентов и входного сигнала.

Тогда квадрат сигнала ошибки равен:

$$\varepsilon^2(t) = x_0(t) + W^T \cdot x(t) \cdot W - 2x_0(t) \cdot W^T \cdot x(t) \quad (4)$$

Искомая величина ошибки определяется как математическое ожидания от обеих частей уравнения:

$$\sigma_\varepsilon^2(t) = \sigma_0^2 + W^T \cdot \Phi(xx) \cdot W - 2W \cdot \Phi(xx) \quad (5)$$

Матрица $\Phi(xx)$ представляет собой матрицу автокорреляционных коэффициентов сигналов на входах. Матрица-столбец $\Phi(xx_0)$, это коэффициенты взаимокорреляции между сигналами на регулируемых и нерегулируемых входах.

Для рассматриваемого случая:

$$\Phi(xx) = \left\langle x(t) \cdot x^T(t) \right\rangle = \begin{pmatrix} x_1x_1 & x_1x_2 & x_1x_3 & x_1x_4 \\ x_2x_1 & x_2x_2 & x_2x_3 & x_2x_4 \\ x_3x_1 & x_3x_2 & x_3x_3 & x_3x_4 \\ x_4x_1 & x_4x_2 & x_4x_3 & x_4x_4 \end{pmatrix} \quad \Phi(xx_0) = \begin{pmatrix} x_1 & x_0 \\ x_2 & x_0 \\ x_3 & x_0 \\ x_4 & x_0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

Для нахождения оптимальных весовых коэффициентов необходимо вычислить производную уравнения (4) и приравнять ее к нулю:

$$W_{\text{опт}} = \Phi^{-1}(xx)\Phi(xx_0) \quad (7)$$

Полученное выражение является известным уравнением Винера-Хопфа. Подставляя (7) в (5) и (1), получим выражение для коэффициента предельного подавления:

$$k_{\text{пред}} = 1 - \frac{1}{\sigma_0^2} \Phi^T(xx_0)[\Phi^{-1}(xx)]^T \Phi(xx_0). \quad (8)$$

Как было показано выше, в данной работе рассматриваются процессы, происходящие в адаптивных системах в случае воздействия на них узкополосных сигналов. Для проведения необходимых вычислений зададим корреляционную функцию вида:

$$\rho(\tau) = \sigma_0 k(\tau) \cos \omega_0 \tau \quad (9)$$

где $k(\tau)$ представляет собой огибающую корреляционной функции;

ω_0 – центральная частота энергетического спектра.

Рассмотрим случай линейного симметричного и эквидистантного распределения элементов антенной решетки, где элемент x_0 находится в центре ААР, а элементы x_1 и x_2 расположены симметрично относительно x_0 , а сигнал может приходить с направления $-\frac{\pi}{2} \leq \lambda \leq \frac{\pi}{2}$. При приходе сигнала с направлений

$\lambda = 0 \div \frac{\pi}{2}$ временная задержка сигнала в нулевом и втором элементах, относительно первого элемента

принимает значения τ и 2τ , где τ определяется углом прихода сигнала и расстоянием между элементами решетки a .

Определим для выше рассмотренного случая, собственные значения матрицы $\Phi(xx)$:

$$\Phi(xx) = \sigma_0^2 \begin{pmatrix} 1 & 0 & \rho(2\tau) & -\hat{\rho}(2\tau) \\ 0 & 1 & -\hat{\rho}(2\tau) & \rho(2\tau) \\ \rho(2\tau) & -\hat{\rho}(2\tau) & 1 & 0 \\ -\hat{\rho}(2\tau) & \rho(2\tau) & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

Значок \wedge означает преобразованную по Гильберту функцию, знаки в матрице учитывают нечетность функции $\rho(\tau)$ Матрица-столбец $\Phi(xx_0)$, соответственно будет иметь вид:

$$\Phi(xx_0) = \sigma_0^2 \begin{vmatrix} \rho(\tau) \\ -\hat{\rho}(\tau) \\ \rho(\tau) \\ \hat{\rho}(\tau) \end{vmatrix} \quad (11)$$

Для нахождения аналитических выражений коэффициента предельного подавления и значений оптимальных весовых коэффициентов покажем, что обратная транспонированная матрица $\Phi^T(xx)$ будет иметь вид:

$$\Phi^{-1}(xx)^T = \frac{1}{\sigma_0^2 [1 - \hat{\rho}(2\tau) - \rho(2\tau)]} \begin{vmatrix} 1 & 0 & (2\tau) & (2\tau) \\ 0 & 1 & \hat{\rho}(2\tau) & (2\tau) \\ -\rho(2\tau) & \hat{\rho}(2\tau) & 1 & 0 \\ -\hat{\rho}(2\tau) & \rho(2\tau) & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (12)$$

Опуская из-за громоздкости выражений промежуточные результаты, получим выражения для значений оптимальных весовых коэффициентов:

$$\begin{aligned} W_{1opt} &= \frac{\rho(\tau) - \rho(\tau)\rho(\tau) - \hat{\rho}(\tau)\hat{\rho}(2\tau)}{1 - \rho^2(2\tau)\hat{\rho}^2(2\tau)} = \frac{k(\tau)}{1 + k(2\tau)} \cos \omega_0 \tau \\ W_{2opt} &= \frac{-\hat{\rho}(\tau) + \rho(\tau)\hat{\rho}(\tau) - \hat{\rho}(\tau)\hat{\rho}(2\tau)}{1 - \rho^2(2\tau) - \hat{\rho}^2(2\tau)} = \frac{k(\tau)}{1 - k(2\tau)} \sin \omega_0 \tau \\ W_{3opt} &= \frac{\rho(\tau) - \rho(\tau)\rho(\tau) - \hat{\rho}(\tau)\hat{\rho}(2\tau)}{1 - \rho^2(2\tau)\hat{\rho}^2(2\tau)} = \frac{k(\tau)}{1 + k(2\tau)} \cos \omega_0 \tau \\ W_{4opt} &= \frac{\hat{\rho}(\tau) - \rho(\tau)\hat{\rho}(\tau) - \hat{\rho}(\tau)\hat{\rho}(2\tau)}{1 - \rho^2(2\tau) - \hat{\rho}^2(2\tau)} = \frac{k(\tau)}{1 - k(2\tau)} \sin \omega_0 \tau \end{aligned} \quad (13)$$

Выражение для коэффициента предельного подавления будет иметь вид:

$$K_{пред} = \frac{2\rho^2(\tau) - 2\rho^2(\tau)\rho(\tau) - 4\rho(\tau)\hat{\rho}(\tau)\hat{\rho}(2\tau) + \hat{\rho}^2(\tau)2\hat{\rho}^2(2\tau)\rho(2\tau)}{1 - \rho^2(2\tau) - \hat{\rho}^2(2\tau)} = 1 - \frac{2k^2(\tau)}{1 + k(2\tau)} \quad (14)$$

Анализируя выражение (13) приходим к выводу, что весовые коэффициенты в элементах, равноудаленных от геометрического центра ААР, выполняющей пространственно-временную фильтрацию, принимают равные по модулю и по знаку значения для синфазных составляющих и равные по модулю, но противоположные по знаку значения для квадратурных составляющих в случае выбора за "точку отсчета" сумму сигналов всех составляющих в каналах.

С помощью выражения (14), можно оценить характер изменения предельного подавления от величины τ . Используя огибающую вида:

$$k(\tau) = e^{-a\tau^2}$$

видно, что с ростом τ увеличивается коэффициент предельного подавления.

Выводы

В результате проведенного анализа метода компенсации помех, для случая симметричного расположения элементов эквидистантной антенной решетки с использованием в качестве критерия коэффициент предельного подавления, получены аналитические выражения для значений весовых коэффициентов. Данные выражения дают возможность использования свойств симметрии при построении цепей управления в адаптивных антенных устройствах амплитудно-фазовой компенсации помех. По полученному аналитическому выражению для коэффициента предельного подавления определена зависимость коэффициента предельного подавления от величины задержки в элементах антенной решетки. Установлена возможность построения фазовой адаптивной системы с использованием свойств симметрии весовых коэффициентов.

Литература

1. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
2. Пистолькорс А. А. Введение в теорию адаптивных антенн / А. А. Пистолькорс, О. С. Литвинов – М.: Наука, 1991. – 200 с.
3. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер; [пер. с англ.] – М.: Радио и связь, 1986. – 486 с.
4. Kolyadenko Yu.Yu. Adaptive antenna arrays in the auxiliary receiving channel of the interference compensator for user radioaccess systems / IVth International Conference on Antenna Theory And Techniques / 9– 12 September 2003 / Sevastopil, Ukraine, pp. 421– 423;

5. Коляденко Ю. Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Ю. Ю. Коляденко // Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. – 2003. – Вип. 2. – С. 128–132.

6. Кичак В.М. Анализ методов адаптивной обработки сигналов в антенных решетках / В. М. Кичак, И. Ю. Кравцов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2010. – № 1.

Надійшла 5.9.2010 р.

УДК 681.321

Л.Б. ЛІЩИНСЬКА

Вінницький національний технічний університет

НЕВИЗНАЧЕНА МАТРИЦЯ ПРОВІДНОСТІ N-ПОЛЮСНИКА З ПОСЛІДОВНИМИ ОПОРАМИ У ЛАНЦЮЗІ КОЖНОГО ПОЛЮСА

Отримано аналітичні вирази, що зв'язують параметри первинної невизначеної матриці провідності N-полюсника з параметрами вторинної невизначеної матриці іншого N-полюсника, утвореного первинним багатополюсником з включеними у ланцюг кожного полюса послідовними опорами.

Analytical expressions, which bind the parameters of primary indefinite matrix of conductivity of N-poler to the parameters of the second indefinite matrix of other N-poler, formed primary manypoler with plugged in the chain of every pole successive supports, are got.

Ключові слова: матриця провідності, багатополюсник.

Вступ

У електроніці широке застосування отримали активні і пасивні N-полюсники. Найбільш характерні з них це транзисторні трьохполюсники і чотириполюсники, а також різні елементи хвилеводного тракту (спрямовані відгалужувачі, дільники і суматори потужності на базі шестиполюсників і восьмиполюсників тощо [1, 2]).

Проектування інформаційних пристроїв на їх основі, як правило базується на принципі суперпозиції, що дозволяє у більшості випадків використовувати лише теорію чотириполюсника, уявляючи будь-який пристрій у вигляді набору певним чином з'єднаних чотириполюсників [3]. Причому на такі чотириполюсники накладається обмеження, з яким два полюси виконують роль вхідних клем, а два інших полюса – вихідних клем, тобто вони є залежними. Такий чотириполюсник описується канонічними імітансними W-матрицями або матрицями розсіяння другого порядку. При цьому, ряд функціональних можливостей таких багатополюсників не використовується. Особливо це відноситься до активних N-полюсників, які все ширше використовуються при побудові інтегральних суматорів і дільників потужності, N-полюсних узагальнених перетворювачів імітансу, імітансних схем багатопараметричних радіочастотних датчиків тощо [4–6].

У основі проектування таких пристроїв лежить використання невизначених (особливих) матриць N-полюсників, справедливих за умови, що даний N-полюсник є лінійним або квазілінійним, не має внутрішніх автономних джерел енергії і всі полюси знаходяться в рівноцінному положенні відносно базисного вузла (загальної шини), що знаходиться поза схемою.

Володіючи широко вживаною на практиці властивістю згортованості (пониження розміру), при закороченні частини електродів N-полюсника із загальною шиною, така операція призводить до суттєвого ускладнення розрахунків, коли у ланцюзі якого-небудь полюса з'являється опір.

Постановка завдання

Метою роботи є отримання аналітичних виразів, що зв'язують параметри первинної невизначеної матриці провідності N-полюсника з параметрами вторинної невизначеної матриці іншого N-полюсника, утвореного первинним багатополюсником (рис. 1, а) з включеними у ланцюг кожного полюса послідовними опорами (рис. 1, б).

Аналітичне обґрунтування

З метою спрощення розрахунків, на першому етапі розглянемо незалежний 3-х полюсник (рис. 2.), напруги U_i і струми I_i полюсів якого зв'язані системою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + Y_{13}U_3 \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + Y_{23}U_3 \\ I_3 &= Y_{31}U_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3 \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

яка в матричній формі має вигляд: