

А.А. Дятко, доцент; С.М. Костромицкий, профессор СКБ «Камертон»;
П.Н. Шумский, доцент СКБ «Камертон»

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ

Imitating modeling work by the adaptive antenna array which is carrying out automatic fine tuning of the characteristics according to changing conditions of reception of a signal is considered. The results of the imitation modeling have been given.

Одним из важнейших элементов современных радиоэлектронных систем является автокомпенсатор помех. Он представляет собой адаптивную антенную решетку [1, 2] – антенную решетку, осуществляющую автоматическую подстройку своих характеристик в соответствии с изменяющимися условиями приема сигнала. Обычные системы чувствительны к уменьшению отношения сигнал/помеха, обусловленному неизбежным присутствием наряду с полезным сигналом нежелательных «помеховых» сигналов, поступающих на вход по боковым и (или) по главному лепесткам диаграммы направленности антенны. Эти сигналы могут создаваться передатчиками помех, отражениями от местных предметов и другими источниками помех. Системы с адаптивными антенными решетками способны без априорной информации о помеховой ситуации автоматически обнаружить присутствие источников помех и подавить их сигналы на выходе, улучшая тем самым условия приема полезного сигнала.

Разработка радиоэлектронной системы с автокомпенсатором помех, как и любой другой системы, предполагает проектирование функциональных узлов различного назначения и исследование их работы при различных входных воздействиях и различных значениях их конструктивных параметров. Такое исследование требует наличия специальных стендов и, следовательно, материальных и временных затрат. В то же время подобные испытательные стенды можно реализовать в виде компьютерных моделирующих систем, создав соответствующее программное обеспечение. Компьютерная моделирующая система позволяет в режиме диалога с пользователем оценить качество функционирования того или иного устройства при изменении его параметров, получить визуализацию процессов в том или ином блоке.

В данной работе рассматривается имитационная модель автокомпенсатора помех, реализованная в пакете Mathcad.

Рассмотрим функциональную схему автокомпенсатора помех, представленную на рис. 1.

Пусть $S' = (s'_0, s'_1, \dots, s'_{N-1})^T$ – вектор комплексных входных сигналов антенной системы, состоящей из N ($N = 5$) приемных каналов (рис. 1), где

$$s'_i = s'_i(t) = \sum_{k=1}^M G_i(\theta_k - \theta_i) A'_{ki}(t) e^{j(\omega_k t + \Delta\varphi_{ki})}, \quad (1)$$

$G_i(\theta)$ – множитель, описывающий диаграмму направленности (ДН) i -того приемного канала; θ_k – угловое положение k -того входного сигнала; θ_i – направление максимума ДН i -того приемного канала; $A'_{ki}(t)$ – огибающая k -того входного сигнала на i -том приемном элементе, представляющая собой комплексный узкополосный случайный процесс (для узкополосной помехи) или прямоугольный импульс (для радиоимпульса, отраженного от цели), ω_k – высокая частота для k -того входного сигнала

$$\Delta\varphi_{ki} = \frac{\omega_k}{c} d \sin \theta_k - \quad (2)$$

междуканальная разность фаз между i -тым вспомогательным и опорным ($i = 0$) каналами; d – расстояние между основным и вспомогательным каналами; c – скорость света; M – число входных сигналов на приемных элементах.

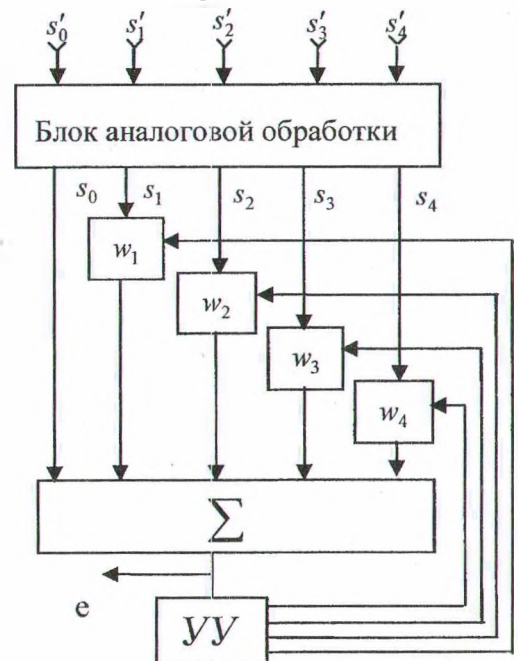


Рис. 1

При этом междуканальный коэффициент корреляции между сигналами основного и вспомогательных каналов может быть отличным от единицы и иметь различные значения для разных входных сигналов, т. е.

$$|r_{i0}^k| = \left| \frac{s_i^k s_0^{k*}}{\sqrt{|s_0^k|^2} \sqrt{|s_i^k|^2}} \right| = \left| \frac{A'_{k0}(t) A_{ki}^{*}(t)}{\sqrt{|A'_{k0}|^2} \sqrt{|A_{ki}'|^2}} \right| \neq 1.$$

На выходе блока аналоговой обработки вектор сигналов примет вид

$$Z = S + \xi,$$

где $S = (s_0, s_1, \dots, s_{N-1})^T$ – вектор сигналов, прошедших тракт аналоговой обработки (рис. 1); $\xi = (\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{N-1})^T$ – вектор внутренних шумов на выходе каналов аналоговой обработки

$$s_i = s_i(t) = \sum_{k=1}^M G_i(\theta_k - \theta_i) A_{ki}(t) e^{j\Delta\phi_{ki}}.$$

Здесь $\omega_k = 0$, $A_{ki}(t)$ – огибающая k -того входного сигнала на выходе i -того канала аналоговой обработки без учета ДН; $\xi_i = \xi_i(t)$ – комплексный стационарный случайный процесс, ширина спектра которого определяется полосой пропускания выходных устройств каналов аналоговой обработки.

Таким образом,

$$z_i(t) = \sum_{k=1}^M G_i(\theta_k - \theta_i) A_{ki}(t) e^{j\Delta\phi_{ki}} + \xi_i(t). \quad (3)$$

Для придания модели сигнала на выходе блока аналоговой обработки большей общности представим ее в виде

$$y_i(t) = \sum_{k=1}^M G_i(\theta_k - \theta_i) A_{ki}(t) e^{(\Omega_k t + j\Delta\phi_{ki})} + \xi_i(t), \quad (4)$$

где введенная частота Ω_k позволяет при необходимости смоделировать сигналы с центральной частотой спектра, отличной от нуля. При $\Omega_k = 0$ приходим к (3).

Для моделирования сигналов с неполной междуканальной корреляцией представим огибающую $A_{ki}(t)$ в виде

$$A_{ki}(t) = r_{0i}^k x_{k0}(t) + \sqrt{(1 - |r_{0i}^k|^2)} x_{ki}(t), \quad (5)$$

где r_{0i}^k – требуемый коэффициент междуканальной корреляции для k -того сигнала между приемными каналами с номерами 0 и i , $r_{00}^k = 1$,

$x_{ki}(t)$ – комплексный узкополосный стационарный случайный процесс, такой что $x_{ki}(t)x_{kj}^*(t) = 0$ для $i, j = 0, 1, \dots, N-1, i \neq j$ и $|x_{ki}(t)|^2 = P_k$ для $i = 0, 1, \dots, N-1$, P_k – мощность k -того сигнала на выходе каналов аналоговой обработки.

Из (5) не трудно убедиться, что

$$|A_{ki}(t)|^2 = P_k \quad \text{и} \quad \frac{A_{k0}(t) A_{ki}^*(t)}{\sqrt{|A_{k0}|^2} \sqrt{|A_{ki}|^2}} = r_{0i}^k \quad \text{для} \\ i = 1, 2, \dots, N-1.$$

Так как приемные элементы вспомогательных каналов (с номерами 1, 2, 3, 4) находятся на одинаковом расстоянии от главного канала (с номером 0), то

$$|r_{01}^k| = |r_{02}^k| = |r_{03}^k| = |r_{04}^k| = r_k. \quad (6)$$

В дальнейшем, без потери общности будем полагать, что r_k является величиной действительной.

С учетом (5) и (6) выражение (4) принимает вид

$$y_i(t) = \sum_{k=1}^M G_i(\theta_k - \theta_i) [r_{0i}^k x_{k0}(t) + \sqrt{(1 - |r_{0i}^k|^2)} x_{ki}(t)] e^{(\Omega_k t + j\Delta\phi_{ki})} + \xi_i(t). \quad (7)$$

В сумме (7) выделим слагаемое, соответствующее отраженному от цели импульсу, считая, что оно имеет номер M :

$$y_i(t) = \sum_{k=1}^{M-1} G_i(\theta_k - \theta_i) [r_{0i}^k x_{k0}(t) + \sqrt{(1 - |r_{0i}^k|^2)} x_{ki}(t)] e^{(\Omega_k t + j\Delta\phi_{ki})} + G_i(\theta_M - \theta_i) E(t) e^{(\Omega_M t + j\Delta\phi_{Mi})} + \xi_i(t). \quad (8)$$

Здесь положено, что $r_M = 1$ и $x_{M0}(t) = E(t)$, где

$$E(t) = \sum_{m=0}^{\infty} E_0(t - t_z - mT_p), \quad (9)$$

$$E_0(t) = \begin{cases} E_0, & \text{при } 0 \leq t - t_z \leq \tau, \\ 0, & \text{при } t - t_z < \tau, t - t_z > \tau, \end{cases} \quad (10)$$

E_0 – амплитуда; T_p – период повторения; τ – длительность; t_z – время задержки импульса относительно начала наблюдения.

Сигнал (8) подвергается дискретизации с частотой $f_d = \frac{1}{\Delta t}$, где Δt – интервал дискретизации и принимает вид

$$y_i^n = \sum_{k=1}^{M-1} G_i(\theta_k - \theta_i) [r_{0i}^k x_{k0}(n\Delta t) + \sqrt{(1 - |r_{0i}^k|^2)} x_{ki}(n\Delta t)] e^{(\Omega_k n\Delta t + j\Delta\phi_{ki})} + G_i(\theta_M - \theta_i) E(n\Delta t) e^{(\Omega_M n\Delta t + j\Delta\phi_{Mi})} + \xi_i(n\Delta t), \quad (11)$$

где n – номер временного отсчета.

Комплексные случайные процессы $x_{ki}^n = x_{ki}(n\Delta t)$ и $\xi_i^n = \xi_i(n\Delta t)$ представляют собой сигналы на выходе дискретных фильтров низкой частоты с требуемыми полосами пропускания и коэффициентами усиления при поступлении на их входы дискретного комплексного белого шума и могут быть следующими разностными уравнениями:

$$x_{ki}^n = b_x x_{ki}^{n-1} + a_x \eta^n, \quad (12)$$

$$\xi_i^n = b_\xi \xi_i^{n-1} + a_\xi \eta^n, \quad (13)$$

где

$$b_x = \exp(-\pi \Delta F_{kx} \Delta t), \quad a_x = \sqrt{P_k (1 - b_x^2)},$$

$$b_\xi = \exp(-\pi \Delta F_\xi \Delta t), \quad a_\xi = \sqrt{P_\xi (1 - b_\xi^2)},$$

ΔF_{kx} , P_k – соответственно ширина спектра (уровень 0,5 по мощности) и мощность для k -того сигнала на выходах каналов аналоговой обработки; ΔF_ξ , P_ξ – соответственно ширина спектра (уровень 0,5 по мощности, соответствует ширине полосы частот выходных фильтров) для внутренних шумов каналов аналоговой обработки; η^n – последовательность отсчетов комплексного гауссового белого шума с математическим ожиданием, равным нулю и дисперсией, равной единице.

Примем следующие аппроксимации диаграмм направленности по основному и вспомогательным каналам.

Для основного канала

$$G_0(\theta) = \frac{1}{\beta} \left| \frac{\sin \beta \theta}{\theta} \right|. \quad (14)$$

Параметр β определим как ширину главного луча ДН по уровню 0.

Определяя нули ДН, получим

$$\sin \beta \theta = 0, \quad \beta \theta = \pi k, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{\beta}, \quad \theta_{-1} = -\frac{\pi}{\beta}, \quad \Delta \theta = \theta_1 - \theta_{-1} = \frac{2\pi}{\beta}.$$

Откуда

$$\beta = \frac{2\pi}{\Delta \theta}. \quad (15)$$

Учитывая, что приемная антенна основного канала (рис. 1) может вращаться с угловой скоростью Ω_a , и пользуясь (15), получим

$$G_0(\theta, t) = \frac{\Delta \theta}{2\pi} \left| \frac{\sin \frac{2\pi}{\Delta \theta} (\theta - \Omega_a t)}{\theta - \Omega_a t} \right|. \quad (16)$$

Для диаграмм вспомогательных каналов

$$G_i(\theta) = G_i(\theta - \theta_i) = |\cos \alpha (\theta - \theta_i)|, \quad (17)$$

$$\theta_1 = 0, \quad \theta_2 = \frac{\pi}{2}, \quad \theta_3 = \pi, \quad \theta_4 = -\frac{\pi}{2}.$$

Параметр α определим из условия

$$\cos \alpha \frac{\pi}{4} = h,$$

где h – уровень перекрытия ДН вспомогательных каналов

Отсюда получаем

$$\alpha = \frac{4}{\pi} \arccos h$$

и выражение (17) принимает вид

$$G_i(\theta) = \left| \cos \frac{4}{\pi} \arccos h (\theta - \theta_i) \right|. \quad (18)$$

На рис. 2 представлены диаграммы направленности по основному и вспомогательным каналам для $h = 0,5$ и $\Delta \theta = \frac{\pi}{6}$ или $\Delta \theta^0 = 30^0$.

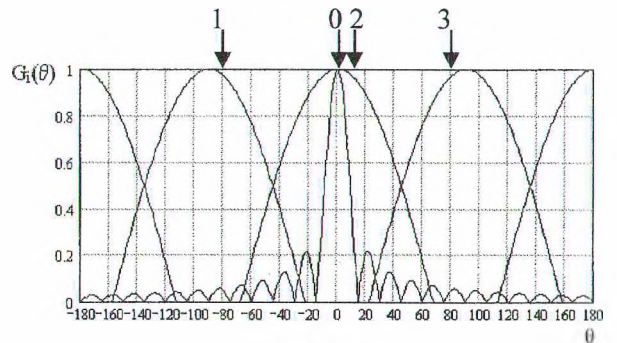


Рис. 2

Таким образом, выражения (11) – (13) дают описание модели сигналов на выходах каналов аналоговой обработки после аналого-цифрового преобразования.

Выходной сигнал автокомпенсатора формируется как взвешенная сумма сигналов после бока аналоговой обработки (рис. 1) и определяется выражением

$$e = s_0 + \sum_{i=1}^{N-1} s_i w_i = s_0 + S_1^T W,$$

где $S_1 = (s_1, s_2, s_3, s_4)^T$ и $W = (w_1, w_2, w_3, w_4)^T$.

Вектор весовых коэффициентов адаптивно формируется устройством управления «УУ» (рис. 1), алгоритм работы которого синтезируется по критерию минимума средней мощности на выходе автокомпенсатора [1, 2] и имеет вид

$$W_n = W_{n-1} - 2\mu e_n^* S_1, \quad W_0 = W^0, \quad (19)$$

где $n = 1, 2, \dots$ – номер временного отсчета, μ – некоторый коэффициент.

На рис. 3 и 4 представлены результаты моделирования работы автокомпенсатора помех. Рассматривается случай, когда на приемных элементах антенной системы присутствует сигнал (прямоугольный импульс), отраженный от некоторого объекта с угловым положением $\theta_0 = 0^\circ$ и три источника помех с угловыми положениями соответственно $\theta_1 = -80^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$ и $\theta_3 = 80^\circ$.

На рис. 3 показан выходной сигнал антенной системы, когда компенсационные каналы не используются ($W = 0$, $\mu = 0$) и входные сигналы принимаются по главному и боковым лепесткам диаграммы направленности основного канала. На рис. 4 представлен выходной сигнал в режиме использования компенсационных каналов.

Из сравнения рисунков видно, что без использования компенсации помех (рис. 3) полезный сигнал в данной ситуации практически не различим на фоне помех. В то же время применение автокомпенсации помех (рис. 4) позволяет уверенно выделить полезный сигнал.

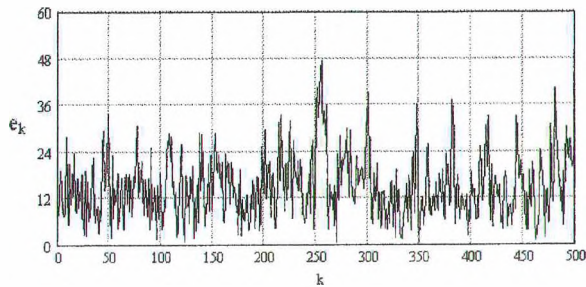


Рис. 3

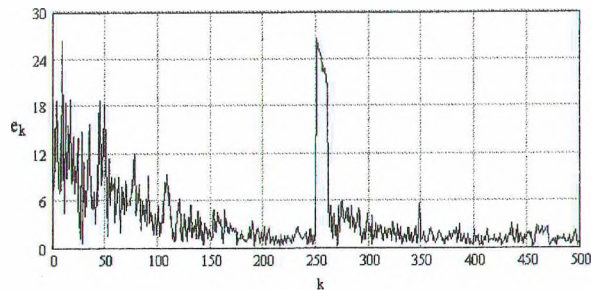


Рис. 4

Литература

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Дятко А.А., Костромицкий С.М. Адаптивная антенная решетка с разделением сигналов источников излучения на основе модели авторегрессии – скользящего среднего: Сборник статей. – М: Антенны, 2001. – Вып. 3(49).