

*ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ, ИЗОБРАЖЕНИЙ  
И РАСПОЗНАВАНИЕ ОБРАЗОВ*

УДК 621.396.98

А.Н. Сидоревич, И.Н. Давыденко

**СИНТЕЗ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЕНСАТОРА  
АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ С ДВУХПАРАМЕТРИЧЕСКИМ  
КОРРЕКТОРОМ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК**

*Приводятся результаты синтеза и имитационного моделирования двухпараметрического корректора частотных характеристик компенсатора активных шумовых помех для случая, когда частотные характеристики каналов приема описываются частотной характеристикой колебательного звена. Синтез структуры корректора выполняется на основе представления частотных характеристик каналов приема в виде двухполюсной модели. Сравнение эффективностей предложенного двухпараметрического корректора частотных характеристик и однопараметрического корректора, основанного на узкополосном приближении частотной характеристики колебательного звена, производится методом имитационного моделирования. Показывается, что однопараметрический корректор частотных характеристик проигрывает по потенциальной эффективности двухпараметрическому корректору.*

**Введение**

Пространственная фильтрация полезного сигнала с помощью адаптивных приемных систем является одним из основных методов решения задач обнаружения и измерения координат цели при воздействии на радиолокационную систему активных шумовых помех.

Компенсация помех осуществляется за счет выравнивания сигналов в основном и компенсационном каналах по амплитуде и фазе с их последующим межканальным вычитанием [1]. Эффективность компенсации ограничивается неидентичностью частотных характеристик каналов приема. Для повышения эффективности компенсации целесообразно использовать малопараметрические корректоры частотных характеристик [1, 2].

**1. Синтез структуры двухпараметрического корректора частотных характеристик**

Будем полагать, что частотные характеристики каналов приема одноканального компенсатора активной шумовой помехи описываются частотными характеристиками колебательного звена [3]:

$$K_o(j\omega) = \frac{1}{[j\omega]^2 + 2 \cdot \alpha_o \cdot [j\omega] + \omega_{po}^2}; \quad (1)$$

$$K_k(j\omega) = \frac{1}{[j\omega]^2 + 2 \cdot \alpha_k \cdot [j\omega] + \omega_{pk}^2}, \quad (2)$$

где  $K_o(j\omega)$ ,  $K_k(j\omega)$  – частотные характеристики основного и компенсационного каналов приема соответственно;

$\alpha_o, \omega_{po}$  – параметры колебательного звена основного канала приема;

$\alpha_k, \omega_{pk}$  – параметры колебательного звена компенсационного канала приема.

Учитывая, что корни алгебраического уравнения  $p^2 + 2 \cdot \alpha \cdot p + \omega_p^2 = 0$  описываются выражением  $p_{1,2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_p^2 - \alpha^2}$ , можно получить следующее чисто полюсное представление частотных характеристик колебательных звеньев, имеющее два полюса:

$$K_o(j\omega) = \frac{T_0^2}{[1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0] \cdot [1 + j(\omega + \omega_0) \cdot T_0]}; \quad (3)$$

$$K_k(j\omega) = \frac{(T_0 + \delta T)^2}{[1 + j(\omega - \omega_0 - \delta\omega) \cdot (T_0 + \delta T)] \cdot [1 + j(\omega + \omega_0 + \delta\omega) \cdot (T_0 + \delta T)]}, \quad (4)$$

где  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{p0}^2 - \alpha_o^2}$  – центральная частота колебательного звена основного канала приема;

$T_0 = \frac{1}{\alpha_o}$  – постоянная времени колебательного звена основного канала приема;

$\omega_0 + \delta\omega = \sqrt{\omega_{pk}^2 - \alpha_k^2}$  – центральная частота колебательного звена компенсационного канала приема;

$T_0 + \delta T = \frac{1}{\alpha_k}$  – постоянная времени колебательного звена компенсационного канала;

$\delta\omega_0$  и  $\delta T_0$  – рассогласование центральных частот и постоянных времени колебательного звена основного и компенсационного каналов соответственно.

В соответствии с [1] структурная схема двухпараметрического корректора частотных характеристик, соответствующего частотным характеристикам основного и компенсационного каналов приема (3) и (4), показана на рис. 1, где  $K_{кф1}(j\omega)$  и  $K_{кф2}(j\omega)$  – частотные характеристики корректирующих фильтров.

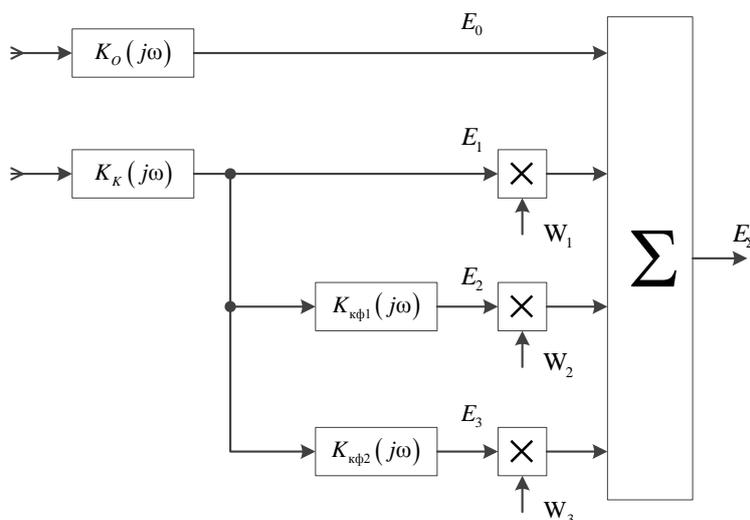


Рис. 1. Структурная схема двухпараметрического корректора частотных характеристик

Как показано в [1], для полной коррекции двухполусной частотной характеристики компенсационного канала (4) частотные характеристики корректирующих фильтров должны соответствовать частотной характеристике основного канала (3). Они описываются следующими выражениями:

$$K_{кф1}(j\omega) = \frac{1}{1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0}; \quad (5)$$

$$K_{кф2}(j\omega) = \frac{1}{1 + j(\omega + \omega_0) \cdot T_0}. \quad (6)$$

Комплексные весовые коэффициенты корректора  $W_1, W_2, W_3$  должны выбираться таким образом, чтобы обеспечить минимум мощности подавляемой помехи на выходе автокомпенсатора шумовой помехи:

$$2\sigma_{\Sigma}^2 = |E_{\Sigma}(t)|^2 = |E_0(t) + \mathbf{W}^T \mathbf{E}(t)|^2, \quad (7)$$

где  $E_0$  – комплексная амплитуда сигнала основного канала;

$\mathbf{W} = \{W_1, W_2, W_3, \dots, W_N\}^T$  – вектор-столбец комплексных весовых коэффициентов;

$\mathbf{E} = \{E_1, E_2, E_3, \dots, E_N\}^T$  – вектор-столбец комплексных амплитуд сигналов на входах комплексных весовых умножителей.

Частотную характеристику корректора с учетом выражений (5) и (6) можно представить в следующем виде:

$$W_1 + \frac{W_2}{1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0} + \frac{W_3}{1 + j(\omega + \omega_0) \cdot T_0} = W_1 + \frac{W_2 + W_3 + j\omega_0 T_0 \cdot (W_2 - W_3) + (W_2 + W_3) \cdot j\omega T_0}{[1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0] \cdot [1 + j(\omega + \omega_0) \cdot T_0]}.$$

С точностью до несущественных постоянных множителей запишем следующие альтернативные частотные характеристики корректирующих фильтров:

$$K_{\text{кф1}}(j\omega) = \frac{1}{[1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0] \cdot [1 + j(\omega + \omega_0) \cdot T_0]}; \quad (8)$$

$$K_{\text{кф2}}(j\omega) = \frac{j\omega T_0}{[1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0] \cdot [1 + j(\omega + \omega_0) \cdot T_0]} = K_{\text{кф1}}(j\omega) \cdot j\omega T_0. \quad (9)$$

Выражение (8) соответствует частотной характеристике основного канала, выражение (9) – последовательному соединению корректирующего фильтра  $K_{\text{кф1}}(j\omega)$  и идеального дифференцирующего фильтра  $j\omega T_0$ .

В узкополосном приближении используют следующее однополюсное выражение для частотных характеристик колебательных звеньев, учитывающее слабое изменение второго множителя знаменателя частотных характеристик (3) и (4) в области резонанса  $\omega \approx \omega_0$ :

$$K_0(j\omega) \approx \frac{1}{j \cdot 2\omega_0} \cdot \frac{T_0}{[1 + j(\omega - \omega_0) \cdot T_0]};$$

$$K_{\kappa}(j\omega) \approx \frac{1}{j \cdot 2 \cdot (\omega_0 + \delta\omega)} \cdot \frac{(T_0 + \delta T)}{[1 + j(\omega - \omega_0 - \delta\omega) \cdot (T_0 + \delta T)]}.$$

При таком приближении для коррекции неидентичностей одноканального компенсатора достаточно одного корректирующего фильтра с частотной характеристикой, соответствующей частотной характеристике основного канала [1].

## 2. Синтез следящих алгоритмов работы двухпараметрического корректора частотных характеристик

Синтез следящих алгоритмов формирования весовых коэффициентов заключается в синтезе дискриминатора сигналов ошибок и в синтезе цепей сглаживания сигналов ошибок [2]. Сигналы ошибок формируются в виде производных критерия качества по измеряемым весовым

коэффициентам [2]. С учетом выбора критерия качества в виде минимума выходной мощности помехи вектор сигналов ошибок запишется следующим образом [2]:

$$U_{co} = -\frac{\partial |E_0(t) + \mathbf{E}^T(t) \cdot \mathbf{W}|^2}{\partial \mathbf{W}} = -2\mathbf{E}^*(t) \cdot \{E_0(t) + \mathbf{E}^T(t) \cdot \mathbf{W}\}. \quad (10)$$

Для градиентных алгоритмов формирования весовых коэффициентов цепи сглаживания выбираются в виде идеальных интеграторов в предположении неизменности задающих воздействий [2]. В этом случае система дифференциальных уравнений, которая описывает работу автокомпенсатора шумовой помехи с корректором частотных характеристик, реализующего критерий минимума выходной мощности помехи, имеет вид

$$\frac{1}{K_v} \cdot \frac{d\mathbf{W}}{dt} = U_{co} = -2\mathbf{E}^*(t) \cdot \{E_0(t) + \mathbf{E}^T(t) \cdot \mathbf{W}\}, \quad (11)$$

где  $K_v$  – коэффициент преобразования интегратора по скорости.

Структурная схема двухпараметрического корректора частотных характеристик, соответствующая градиентному способу формирования весовых коэффициентов, показана на рис. 2.

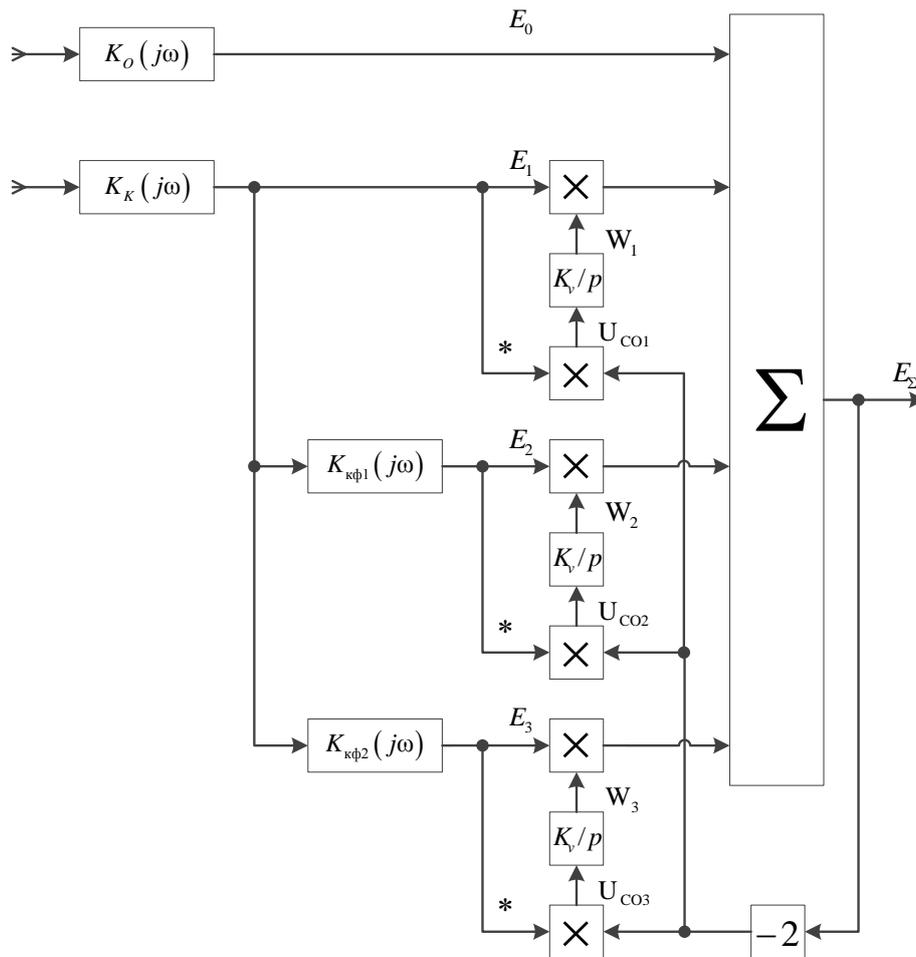


Рис. 2. Структурная схема корректора частотных характеристик с градиентным формированием весовых коэффициентов

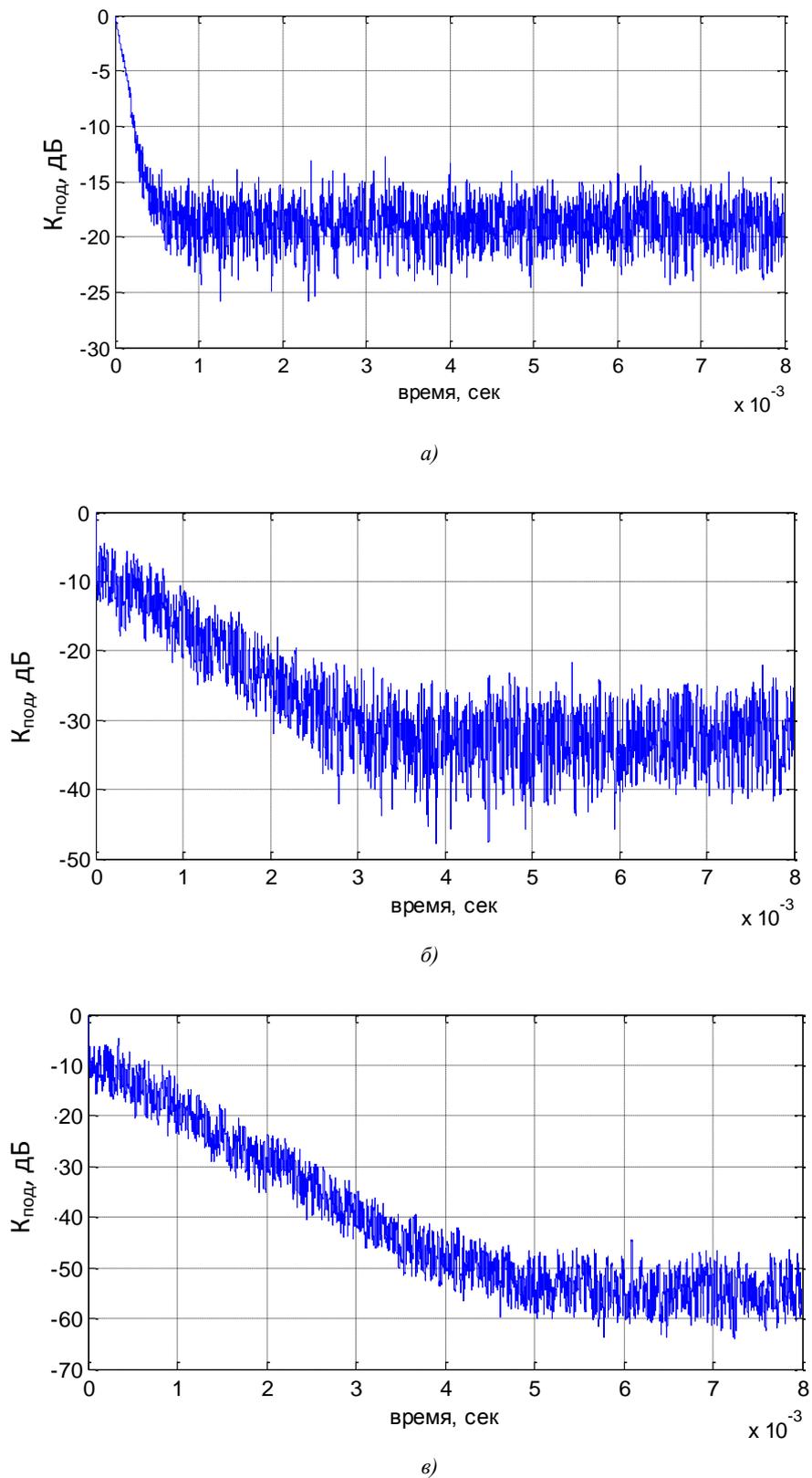


Рис. 3. Переходной процесс выходной мощности автокомпенсатора шумовой помехи: а) при отсутствии коррекции частотных характеристик; б) при однопараметрической коррекции частотных характеристик; в) при двухпараметрической коррекции частотных характеристик

При переходе к дискретному времени  $\frac{dW}{dt} \approx \frac{W(i) - W(i-1)}{\Delta t}$ , где  $\Delta t$  – интервал дискретизации,  $i$  – номер временного отсчета, получим дискретный вариант градиентного алгоритма формирования весовых коэффициентов:

$$\frac{1}{K_v} \cdot \frac{W(i) - W(i-1)}{\Delta t} = -2E^*(i-1) \cdot E_{\Sigma}(i-1)$$

или

$$W(i) = W(i-1) - 2K_v \cdot \Delta t \cdot E^*(i-1) \cdot E_{\Sigma}(i-1). \quad (12)$$

### 3. Имитационное моделирование автокомпенсатора шумовой помехи с двухпараметрическим корректором частотных характеристик

Результаты имитационного моделирования автокомпенсатора шумовой помехи с двухпараметрическим корректором частотных характеристик и градиентным способом формирования весовых коэффициентов (12) показаны на рис. 3. При моделировании предполагалось, что основной приемный канал содержит резонансный контур (1) со значениями полосы пропускания  $\Delta f_{\text{осн}} = 3$  МГц и центральной частотой  $f_{\text{осн}} = 5$  МГц. Резонансный контур компенсационного канала (2) расстроен относительно основного и характеризуется значениями полосы пропускания  $\Delta f_{\text{комп}} = 2$  МГц и центральной частоты  $f_{\text{комп}} = 6$  МГц. Мощность внутренних шумов каналов задана  $-55$  дБ относительно мощности помехи в каналах. Частота дискретизации модели 50 МГц. Оценка коэффициента подавления осуществляется по отношению мощности сигнала на выходе автокомпенсатора к мощности сигнала в основном канале.

На рис. 3, а величина подавления помехи из-за неидентичностей частотных характеристик основного и компенсационного каналов не превышает 20 дБ.

При использовании однопараметрического корректора эффективность подавления повышается до 30 дБ, но все еще не достигает потенциальной (рис. 3, б).

Использование двухпараметрического корректора позволяет полностью подавить помеху до уровня внутренних шумов и получить коэффициент подавления до 55 дБ (рис. 3, в).

#### Заключение

В работе приведены алгоритмы функционирования двухпараметрического корректора частотных характеристик для компенсатора активных шумовых помех. Результаты имитационного моделирования показали работоспособность двухпараметрического корректора с градиентным способом формирования частотных характеристик. Для двухполюсной модели колебательного контура использование однопараметрического корректора недостаточно для подавления помехи, так как позволяет повысить коэффициент подавления помехи с 20 дБ только до 30 дБ, а применение двухпараметрического корректора позволяет полностью подавить помеху с коэффициентом подавления 55 дБ.

#### Список литературы

1. Сидоревич, А.Н. Синтез структуры корректора частотных характеристик компенсатора активных шумовых помех / А.Н. Сидоревич, И.Н. Давыденко // Электроника инфо. – 2012. – № 7. – С. 101–103.
2. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки: введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

3. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / И.С. Гоноровский. – 4-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.

Поступила 13.05.2014

*ОАО «КБ Радар» – управляющая компания  
холдинга «Системы радиолокации»,  
Минск, ул. Коммунистическая, 11  
e-mail: alexsit@tut.by*

**A.N. Sidorevich, I.N. Davydenko**

**SYNTHESIS AND SIMULATION OF THE COMPENSATOR  
OF ACTIVE NOISE INTERFERENCE WITH A TWO-PARAMETER CORRECTOR  
OF FREQUENCY CHARACTERISTICS**

The article presents the results of synthesis and simulation of a two-parameter corrector of frequency characteristics of the active noise interference compensator for the case when the frequency characteristics of the reception channels are described by the frequency response of the oscillator. The synthesis of the structure of corrector is based on presenting the frequency characteristics of the receiving channels as a bipolar model. Comparison of the effectiveness of the proposed two-parameter corrector frequency characteristics and the one-parameter corrector based on narrow-band approximation of the frequency response of the oscillator is performed by simulation. It is shown that the potential effectiveness of a one-parameter equalizer of frequency characteristics is less than potential effectiveness of a two-parameter corrector.