

УДК 621.396.965

## АДАПТИВНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ПОМЕХАХ В АНТЕННОЙ РЕШЁТКЕ

Королева С.С., Язовский А.А.

ГОУ ВПО «Уральский государственный технический университет – УПИ имени первого Президента России Б.Н.Ельцина»

Екатеринбург, Россия

В настоящее время особое внимание уделяется проблеме обнаружения радиосигналов на фоне мощных аддитивных помех. Большинство помех, действующих на радиотехнические системы, носит негауссовский характер. Оптимальная обработка сигналов для негауссовских помех является существенно нелинейной и зависит от вероятностных свойств помехи [1]. При неизвестных или меняющихся характеристиках помехи нелинейная обработка должна быть адаптивной. В антенных системах нелинейная обработка должна быть в общем случае пространственно-временной и многомерной. Ранее, такая задача была решена для гидроакустических систем [2]. Реализация адаптивной нелинейной пространственно-временной обработки в радиотехнических системах имеет особенности, вызванные узкополосностью сигналов и помех, и поэтому является актуальной.

В данной работе предлагается метод обработки для подавления помех синусоидального типа. Нелинейная обработка осуществляется на огибающей и использует адаптивное квантование. В качестве критерия адаптации выбран критерий минимума среднего квадрата отклонения квадратур сигнала на выходе антенной решётки (АР).

Считаем, что сигнал, принятый  $k$ -ым приёмным элементом АР в момент времени  $t_i$ , представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала  $s_{ik}$ , синусоидальной помехи  $x_{ik}$  и гауссовского шума  $v_{ik}$ . Считаем также, что при дискретизации условия теоремы Котельникова выполняются.

В качестве помехи выбираем синусоидальное колебание с постоянной амплитудой  $A_x$  и угловой модуляцией  $\varphi_{xi}$ :

$$x_{ik} = A_x \cos[\omega_0 t_i + \varphi_{xi} + k(t_x - t^*)\omega_0]$$

где  $t^*$  - пространственная частота визирования;  $t_x$  - пространственная частота помехи;  $\omega_0$  - центральная частота спектра помехи.

Квадратурные составляющие помехи в дискретные моменты времени в  $k$ -ом элементе АР:

$$X_{ik \cos} = A_x \cos[\varphi_{xi} + k(t_x - t^*)\omega_0] \quad \text{и} \quad X_{ik \sin} = A_x \sin[\varphi_{xi} + k(t_x - t^*)\omega_0]$$

В качестве полезного используем гармонический сигнал с постоянной амплитудой  $A_s$ , угловой модуляцией  $\varphi_{si}$  и случайной начальной фазой  $\varphi_{s0}$ , равновероятной на интервале  $(0, 2\pi)$ :

$$S_{ik\cos} = A_s \cos[k(t_s - t^*)\omega_0 + \varphi_{si} + \varphi_{s0}] \quad \text{и} \quad S_{ik\sin} = A_s \sin[k(t_s - t^*)\omega_0 + \varphi_{si} + \varphi_{s0}],$$

где  $t_s$  - пространственная частота полезного сигнала.

Период изменения фазы сигнала и период изменения фазы помехи различны.

Считаем, что отсчёты квадратур шума  $v_i$  распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Тогда огибающая помехи распределена по закону Райса с параметром  $\alpha = A_x^2 / 2\sigma_v^2$ .

Структурная схема обработки для обнаружения сигнала с неизвестной начальной фазой представлена на Рис.1. и содержит АР (пространственную обработку) и коррелятор (временную обработку).

Принятый сигнал после умножения квадратур отклика АР на соответствующие квадратуры опорного сигнала может быть представлен в виде:

$$Z_i^* = Z_{i\cos} S_{io\cos} + Z_{i\sin} S_{io\sin}; \quad Z_i = -Z_{i\cos} S_{io\sin} + Z_{i\sin} S_{io\cos}; \quad (1)$$

Значение пространственного спектра на выходе АР в направлении  $\Theta$  можно представить следующим образом:  $U_\Theta = \sum_{j=1}^{10} U_{\Theta j}$ , где  $U_{\Theta j}$  - значение спектра на выходе АР в направлении  $\Theta$  для  $j$ -ой реализации, а  $\Theta$  меняется от  $-90^\circ$  до  $90^\circ$ .

Для оптимального приема слабых сигналов на фоне узкополосных помех с негауссовым распределением мгновенных значений вероятностей используют нелинейное преобразование  $g(A)$  огибающей смеси сигнала и помехи [1]:

$$g(A) = c \frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A}$$

где  $W(A)$  - плотность вероятности огибающей помехи,  $c \neq 0$  - произвольная константа.

При меняющихся характеристиках помехи преобразование должно быть адаптивным. На выходе устройства обработки, в результате нелинейного преобразования огибающей  $g(A_i)$ , получим преобразованные квадратуры:

$$U_{i\cos} = F(A_i) Z_{i\cos} = \frac{g(A_i) Z_{i\cos}}{A_i}, \quad U_{i\sin} = F(A_i) Z_{i\sin} = \frac{g(A_i) Z_{i\sin}}{A_i},$$

$$U_{i\cos}^* = F^*(A_i) Z_{i\cos}^* = \frac{g^*(A_i) Z_{i\cos}^*}{A_i}, \quad U_{i\sin}^* = F^*(A_i) Z_{i\sin}^* = \frac{g^*(A_i) Z_{i\sin}^*}{A_i}. \quad (2)$$

Считаем, что наилучшим преобразованием огибающей будет преобразование, обеспечивающее минимум среднего квадрата ошибки воспроизведения квадратур сигнала на

выходе первого и второго канала соответственно:

$$I = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \{ [U_{i\cos} - c \cdot S_{io\cos}]^2 + [U_{i\sin} - c \cdot S_{io\sin}]^2 \},$$

$$I^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \{ [U_{i\cos}^* + c \cdot S_{io\sin}]^2 + [U_{i\sin}^* - c \cdot S_{io\cos}]^2 \} \quad (3)$$

где  $c \neq 0$ ;  $N=T/\Delta t$  - количество отсчетов, взятых для адаптации.

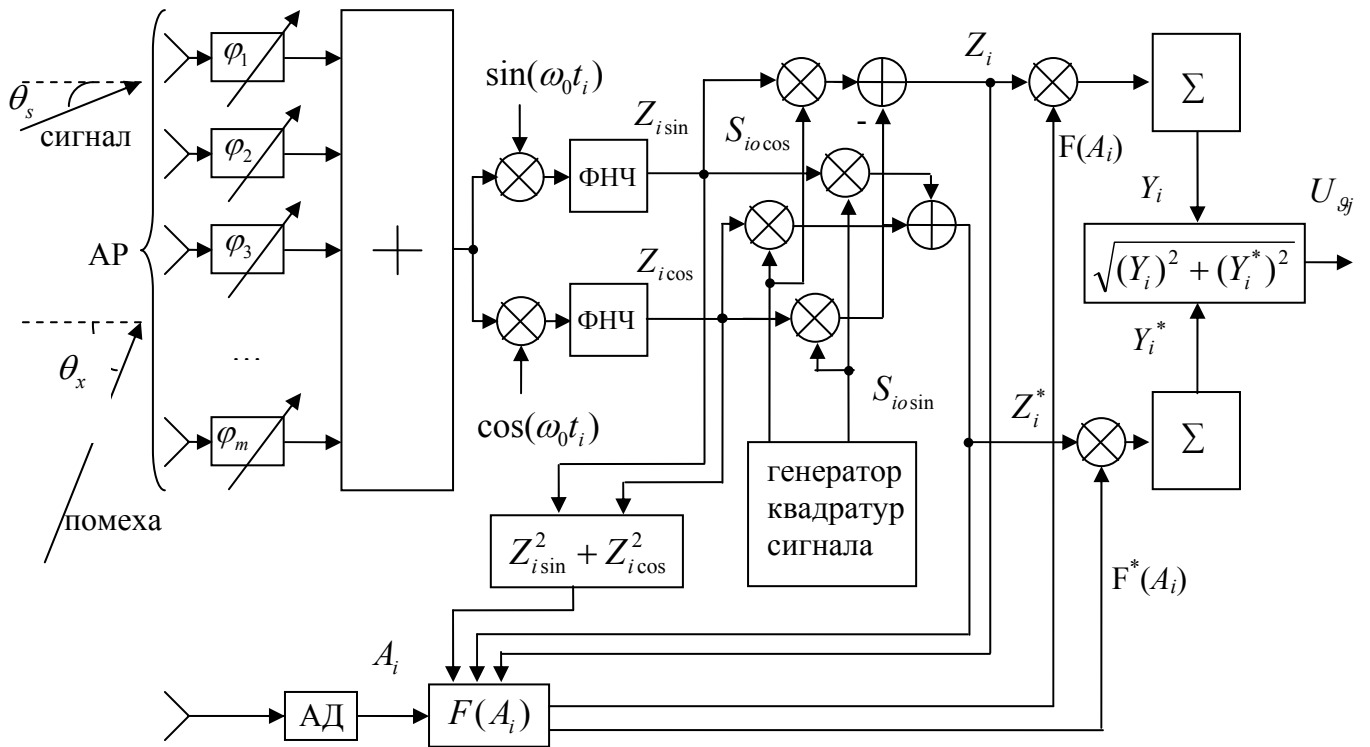


Рис. 1. Структура АР с нелинейной обработкой сигнала с неизвестной случайной фазой.

Представим амплитудную характеристику нелинейного преобразователя огибающей в виде

$$g(A_i) = A_i \sum_{k=1}^m h_k \cdot \psi_k(A_i), \quad \text{тогда } F(A_i) = \frac{g(A_i)}{A_i} = \sum_{k=1}^m h_k \cdot \psi_k(A_i). \quad (4)$$

Здесь  $h_k$  - параметры настройки нелинейного преобразователя;

$$\psi_k(A) = \begin{cases} 1, & \text{если } A \in [a_k, a_{k-1}], \\ 0, & \text{если } A \notin [a_k, a_{k-1}]. \end{cases} \quad \psi_k(A) \cdot \psi_v(A) = \begin{cases} \psi_k(A), & \text{если } k = v, \\ 0, & \text{если } k \neq v. \end{cases} \quad (5)$$

- система взаимно-ортогональных функций;  $k = 1, 2, \dots, m$ .

Генератором такой системы функций служит обычный аналого-цифровой преобразователь, осуществляющий квантование на  $m$  уровней и дискретизацию во времени [3]. Далее считаем  $m=256$ .

Подставим  $F(A_i)$  в (3) и найдём оптимальные параметры настройки преобразования,

обеспечивающие минимум ошибки (3) для первого и второго каналов соответственно:

$$h_{vopt} = c \cdot \frac{\sum_{i=1}^N Z_i \cdot \psi_v(A_i)}{\sum_{i=1}^N (Z_{icos}^2 + Z_{isin}^2) \cdot \psi_v(A_i)}, \quad h_{vopt}^* = c \cdot \frac{\sum_{i=1}^N Z_i^* \cdot \psi_v(A_i)}{\sum_{i=1}^N (Z_{icos}^2 + Z_{isin}^2) \cdot \psi_v(A_i)}$$

В таблице Табл.1. приведены значения выигрыша  $\mu$ , дБ в отношении сигнал-помеха нелинейной обработки по сравнению с линейной для мешающего воздействия на АР в виде одной и пяти помех в зависимости от параметра  $\alpha$  и отношения сигнал-помеха  $q$  на входе.

Табл. 1.

$q$ , дБ	$\alpha$ , дБ					
	Одна помеха			Пять помех		
	0	10	20	0	10	20
-10	8.29	9.96	7.46	4.29	1.32	-0.02
-20	16.55	21.81	20.74	12.1	12.61	7.67
-30	18.33	22.32	27.56	13.82	15.35	15.61

Результаты исследования показали, что:

- 1) нелинейную обработку целесообразно проводить для слабых сигналов ( $q \ll 1$ ) и чем слабее сигнал, тем больше выигрыш от применения нелинейной обработки по сравнению с линейной АР;
- 2) эффективность нелинейной обработки возрастает с увеличением параметра распределения синусоидальной помехи  $\alpha$  (степени негауссовости);
- 3) применение данной обработки позволяет существенно (до 27 дБ) улучшить отношение сигнал/помеха на выходе АР.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Теория обнаружения сигналов / П.С.Акимов [и др.]; под ред. П.А.Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
2. Валеев В.Г. Помехоустойчивая цифровая обработка многоканальных сигналов / В.Г. Валеев, А.А. Язовский // Известия Академии наук. Теория и системы управления. 1996, №6. С. 84– 87.
3. Валеев В.Г. Амплитудные нелинейные фильтры с квантованием сигналов для подавления негауссовских помех / В.Г. Валеев, А.Г. Долматов, А.А. Язовский // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36. № 2. С. 352 – 357.