

3. Vorob'ev S. N. *Cifrovaja obrabotka signalov* [Digital Signal Processing]. SPb, *Akademija*, 2013, 318 p. (In Russian)

4. Ziatdinov S. I. Synthesis of non-recursive discrete filters in the time domain. *Informacionno-upravljajushhie sistemy* [Information and Control Systems]. 2016, no. 5, pp. 98–101. (In Russian)

5. Ziatdinov S. I. Synthesis of recursive discrete filters in the time domain. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2016, no. 3, pp. 3–6. (In Russian)

6. Ziatdinov S. I. Analysis of linear systems based on transient characteristics. *Informacionno-upravljajushhie*

*sistemy* [Information and Control Systems]. 2016, no. 2, pp. 104–106. (In Russian)

7. Ziatdinov S. I. Pulse characteristic of complex bandpass Butterworth filter. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenij. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering]. 2015, vol. 58, no. 8, pp. 167–172. (In Russian)

8. Ziatdinov S. I. Synthesis of complex filter with given transfer function. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenij. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering]. 2016, vol. 59, no. 7, pp. 253–259. (In Russian)

Received May, 03, 2017

**For citation:** Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Synthesis of Complex Discrete Filters. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 12–19. (In Russian)

**Sergey I. Ziatdinov** – D.Sc. in Engineering (2005), Professor (2008) of the Department of Information and Net Technology of Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: signal processing in radio technical systems.

E-mail: kaf53@guap.ru

**Yulia V. Sokolova** – Master's Degree in information systems and technology (2016), postgraduate student of the Department of Information and Net Technology of Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation. The author of two scientific publications. Area of expertise: signal processing in radio technical systems.

E-mail: kaf53@guap.ru

УДК 621.396.96

В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, А. Г. Флакман

*Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского*

А. В. Ястребов

*Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева*

## Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенных векторов

*Рассмотрен адаптивный автокомпенсатор широкополосных помех (АКШП), обеспечивающий на выходе минимальную среднюю мощность помех. Предложен алгоритм адаптивного подавления широкополосных помех, основанный на разложении весового вектора АКШП в степенном базисе, обладающий невысокой вычислительной сложностью. Получены регуляризованные оценки весов коэффициентов автокомпенсатора по ограниченному числу выборок входного процесса. Приведены результаты моделирования подавления широкополосных помех, характерных для радиолокации, действующих с различных пространственных направлений, с оценкой коэффициента подавления.*

### Автокомпенсатор, степенной базис, широкополосная помеха

Для повышения отношения "сигнал/шум" в радиолокационных системах необходимо подавлять активные помехи, попадающие в полосу полезного сигнала [1]. В случае широкополосных систем эта задача может быть решена набором полосовых фильтров, процессы на выходе которых можно

считать узкополосными, а их суммарная ширина полосы равна исходной. В каждом из узкополосных каналов помехи подавляются традиционными методами [2], [3]. Однако описанное решение характеризуется высокой вычислительной сложностью.

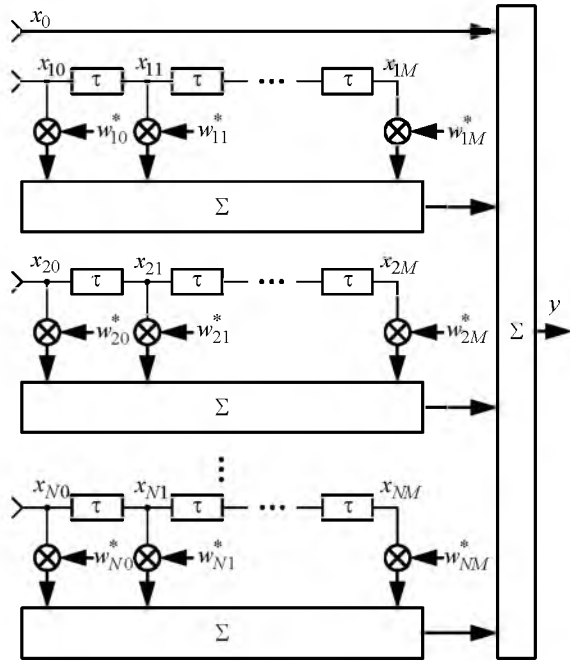


Рис. 1

В настоящей статье предложен метод нахождения весового вектора автокомпенсатора широкополосных помех (АКШП) (рис. 1), где  $x_0$  – процесс основного канала компенсатора;  $x_{n0}$ ,  $n \in \overline{1, N}$  – входной процесс в  $n$ -м компенсационном канале;  $x_{nm}$ ,  $n \in \overline{1, N}$ ,  $m \in \overline{1, M}$  – процессы на  $m$ -х выводах линии задержки (ЛЗ)  $n$ -го компенсационного канала;  $w_{nm}$  – соответствующие им весовые коэффициенты;  $y$  – процесс на выходе компенсатора. Задержка между отводами ЛЗ составляет  $\tau = 1/F_d$ , где  $F_d$  – частота дискретизации входного процесса.

Ненаправленные приемные элементы основного и компенсационных каналов компенсатора эквидистантно расположены вдоль прямой на расстоянии  $d$  друг от друга (рис. 2), причем приемный элемент, расположенный в начале полярной системы координат, является приемным элементом основного канала компенсатора, а остальные  $N$  приемных элементов являются приемными элементами  $N$  его компенсационных каналов.

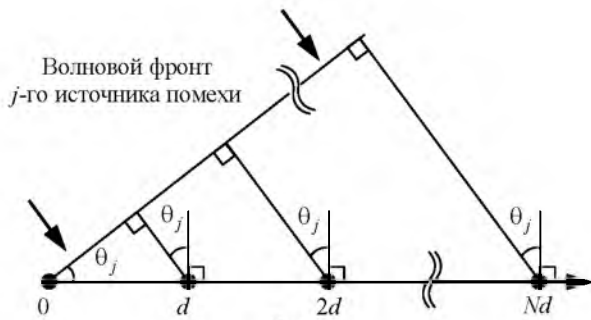


Рис. 2

Будем считать, что расстояние от источника помехи до приемных элементов компенсатора велико, поэтому волновой фронт помехи можно считать плоским, а направление  $\theta_j$  на  $j$ -й источник помех определяется как показано на рис. 2.

В предлагаемом АКШП каждый из  $N$  компенсационных каналов представляет собой трансверсальный фильтр с  $M + 1$  отводами, сигналы в которых подвергаются весовому суммированию с адаптивно вычисляемыми коэффициентами. В качестве метода расчета весового вектора АКШП предлагается использовать объединение методов, изложенных в [4] и [5].

На входы АКШП поступают сигналы, представляющие аддитивные смеси помехи и полезного сигнала. Процесс  $y$  на выходе АКШП можно записать следующим образом:

$$y = x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X} = v_0 + e_0 + \mathbf{W}^H (\mathbf{V} + \mathbf{E}),$$

где

$$\mathbf{W} = \left[ (w_{10}, w_{20}, \dots, w_{N0}), (w_{11}, w_{21}, \dots, w_{N1}), \dots, (w_{1M}, w_{2M}, \dots, w_{NM}) \right]^T$$

– вектор весовых коэффициентов;  $\mathbf{V}$  – вектор комплексных амплитуд полезного сигнала;

$$\mathbf{X} = \left[ (x_{10}, x_{20}, \dots, x_{N0}), (x_{11}, x_{21}, \dots, x_{N1}), \dots, (x_{1M}, x_{2M}, \dots, x_{NM}) \right]^T$$

– результирующий вектор комплексных амплитуд аддитивной смеси полезного сигнала и помехи;  $v_0$ ,  $e_0$  – комплексные амплитуды полезного сигнала и помехи в основном канале компенсатора соответственно;  $\mathbf{V}$ ,  $\mathbf{E}$  – векторы комплексных амплитуд входных процессов полезного сигнала и помехи в компенсационных каналах и процессов во всех отводах ЛЗ соответственно; "н", "т" – символы эрмитова сопряжения и транспонирования соответственно. Векторы  $\mathbf{W}$ ,  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{V}$  и  $\mathbf{E}$  имеют размер  $N(M + 1)$ .

Средняя мощность помехи на выходе АКШП

$$I(\mathbf{W}) = \langle |y|^2 \rangle = \langle |e_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{E}|^2 \rangle,$$

где  $\langle \cdot \rangle$  – символ статистического усреднения.

Минимизация величины  $I(\mathbf{W})$  приводит к основному уравнению АКШП [6]:

$$R\mathbf{W} = -\mathbf{P}, \tag{1}$$

где  $R = \langle \mathbf{E}\mathbf{E}^H \rangle$  – корреляционная матрица (КМ) помехи во всех  $M + 1$  отводах ЛЗ всех  $N$  компенсационных каналов.

сационных каналов АКШП порядка  $N(M+1)$ ;  $\mathbf{P} = \langle \mathbf{E} \cdot e_0^* \rangle$  – корреляционный вектор (КВ) размера  $N(M+1)$ .

Формальное решение (1) требует процедуры обращения матрицы  $R$ :

$$\mathbf{W} = -R^{-1}\mathbf{P}. \quad (2)$$

Минимальная мощность помехи на выходе АКШП при весовом векторе (2) равна:

$$I_{\min} = \sigma_0^2 - \mathbf{P}^H R^{-1} \mathbf{P} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{W}, \quad (3)$$

где  $\sigma_0^2$  – мощность помехи в основном канале АКШП.

Вместо точных КМ  $R$  и вектора  $\mathbf{P}$  используем их максимально правдоподобные оценки по  $L$  временным выборкам [6]:

$$\hat{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l); \quad \hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) x_0^*(l). \quad (4)$$

Вычислительная сложность процедуры прямого обращения КМ пропорциональна  $[N(M+1)]^3$  и, следовательно, резко возрастает с ростом числа  $N$  компенсационных каналов и содержащихся в них  $M+1$  отводов ЛЗ. Другая проблема связана с тем, что при  $L \approx N(M+1)$  матрица в (4) является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше порядка КМ  $L < N(M+1)$ , становится вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач, для решения которых следует использовать методы регуляризации [7].

**Аналитическое решение для оптимального весового вектора.** Рассмотрим процедуру построения решения уравнения (1) АКШП. Будем считать, что каждая из  $J \leq N$  широкополосных помех формируется  $Q$  дискретными по частоте (однотональными) некоррелированными источниками. В этом случае  $l$ -й временной отсчет комплексной огибающей процесса в  $m$ -м отводе фильтра  $n$ -го компенсационного канала АКШП ( $0 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N$ ) представляется в виде

$$e_{nm}(l) = \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq} \exp\left\{i\left[2\pi f_{jq}(l-m)\tau + \varphi_{jq}\right]\right\} \times \exp\left[i\frac{2\pi d n \sin\theta_j}{\lambda_{jq}}\right] + \xi_n(l-m),$$

где  $\sigma_{jq}, f_{jq}, \varphi_{jq}$  – случайные амплитуда, частота и начальная фаза помехи соответственно ( $0 < f_{jq} \leq F_n, F_n$  – частота Найквиста);  $\lambda_{jq}$  – длина волны помехи с частотой  $f_{jq}$ ;  $\xi_n$  – собственный шум  $n$ -го канала компенсатора с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_{\text{сш}}^2$ .

Введем векторы-фазоры размера  $N(M+1)$ :

$$\Phi_{jq} = \text{DIAG}\left\{\exp\left[i2\pi f_{jq}\tau \mathbf{Z}\right]\right\} \exp\left[i\frac{2\pi d \sin\theta_j}{\lambda_{jq}} \mathbf{G}\right],$$

где  $\text{DIAG}\{\cdot\}$  – квадратная матрица, элементы на главной диагонали которой равны элементам вектора – аргумента, а элементы вне главной диагонали равны нулю;

$$\mathbf{Z} = \left[ \underbrace{0, \dots, 0}_N, \underbrace{1, \dots, 1}_N, \underbrace{2, \dots, 2}_N, \dots, \underbrace{M, \dots, M}_N \right]$$

– вектор временных задержек между отводами ЛЗ всех компенсационных каналов;

$$\mathbf{G} = \left[ \underbrace{[1, 2, \dots, N], [1, 2, \dots, N], \dots, [1, 2, \dots, N]}_{M+1} \right]^T$$

– вектор-столбец размера  $N(M+1)$ , содержащий номера компенсационных каналов для каждого отвода ЛЗ.

Учитывая введенные обозначения и равенство мощности  $\sigma_{\text{сш}}^2$  собственных шумов во всех компенсационных каналах АКШП, КВ  $\mathbf{P}$  и КМ  $R$  представим следующим образом:

$$\mathbf{P} = \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq}^2 \Phi_{jq};$$

$$R = \sigma_{\text{сш}}^2 I + \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq}^2 \Phi_{jq} \Phi_{jq}^H, \quad (5)$$

где  $I$  – единичная матрица порядка  $N(M+1)$ .

КВ  $\mathbf{P}$  лежит в подпространстве, образованном векторами  $\Phi_{jq}$ . КМ  $R$  имеет в этом подпространстве  $S$  собственных векторов  $\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_S$ , соответствующих  $S$  собственным числам  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_S$ . Остальные собственные векторы сосредоточены в ортогональном подпространстве размерностью  $N(M+1) - S$ , свободном от источников помехи. Применив разложение по проекционным матрицам [8], получим выражения для обратной КМ:

$$R^{-1} = \sum_{s=1}^S \frac{1}{\lambda_s} \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H + \frac{1}{\sigma_{\text{сш}}^2} \left( I - \sum_{s=1}^S \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \right)$$

и весового вектора:

$$\mathbf{W} = R^{-1} \mathbf{P} = - \sum_{s=1}^S \frac{1}{\lambda_s} (\mathbf{U}_s^H \mathbf{P}) \mathbf{U}_s. \quad (6)$$

Формула (6) показывает, что оптимальный весовой вектор АКШП принадлежит только подпространству, образованному векторами  $\Phi_{jq}$ .

В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим систему степенных векторов:  $\mathbf{P}$ ,  $R\mathbf{P}$ ,  $R^2\mathbf{P}$ , ...,  $R^{K-1}\mathbf{P}$  с числом линейно независимых векторов  $K \leq S$  [9].

Степенные векторы образуют неортогональный базис, поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов  $\mathbf{F}_1$ ,  $\mathbf{F}_2$ , ...,  $\mathbf{F}_S$ . Ортогонализация и нормировка степенных векторов начинается с вектора  $\mathbf{P}$  и выполняется по следующей схеме [9]:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{F}}_1 = \mathbf{P}; \\ \hat{\mathbf{F}}_2 = R\hat{\mathbf{F}}_1 - \alpha_1 \hat{\mathbf{F}}_1; \\ \hat{\mathbf{F}}_3 = R\hat{\mathbf{F}}_2 - \alpha_2 \hat{\mathbf{F}}_2 - \beta_1 \hat{\mathbf{F}}_1; \\ \dots; \\ \hat{\mathbf{F}}_K = R\hat{\mathbf{F}}_{K-1} - \alpha_{K-1} \hat{\mathbf{F}}_{K-1} - \beta_{K-2} \hat{\mathbf{F}}_{K-2}; \\ \mathbf{F}_1 = (\hat{\mathbf{F}}_1^H \hat{\mathbf{F}}_1)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_1; \\ \mathbf{F}_2 = (\hat{\mathbf{F}}_2^H \hat{\mathbf{F}}_2)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_2; \\ \mathbf{F}_3 = (\hat{\mathbf{F}}_3^H \hat{\mathbf{F}}_3)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_3; \\ \dots; \\ \mathbf{F}_K = (\hat{\mathbf{F}}_K^H \hat{\mathbf{F}}_K)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_K, \end{cases} \quad (7)$$

где  $\alpha_{k-1} = (\mathbf{F}_{k-1}^H R \mathbf{F}_{k-1})$ ,  $\beta_{k-2} = (\mathbf{F}_{k-1}^H R \mathbf{F}_{k-2})$  – действительные коэффициенты.

Представим весовой вектор в виде разложения по векторам  $\mathbf{F}_1$ , ...,  $\mathbf{F}_K$ :

$$\mathbf{W} = c_1 \mathbf{F}_1 + c_2 \mathbf{F}_2 + c_3 \mathbf{F}_3 + \dots + c_K \mathbf{F}_K = \mathbf{F} \mathbf{C}, \quad (8)$$

где  $\mathbf{F} = (\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K)$  – матрица, составленная из векторов  $\mathbf{F}_1$ ,  $\mathbf{F}_2$ , ...,  $\mathbf{F}_K$ ;  $\mathbf{C} = (c_1, c_2, \dots, c_K)^T$  – вектор коэффициентов разложения.

Чтобы найти вектор  $\mathbf{C}$ , подставим (8) в (1) и умножим слева на матрицу  $\mathbf{F}^H$ . В результате получим систему из  $K$  уравнений для вектора  $\mathbf{C}$ :

$$\mathbf{F}^H R \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H \mathbf{P}.$$

Благодаря тому, что матрица  $\mathbf{F}^H R \mathbf{F}$  является трехдиагональной, а вектор  $\mathbf{F}^H \mathbf{P}$  имеет только

первый ненулевой элемент, равный  $\beta_0$ , возможно получить аналитическое решение для коэффициентов  $c_1$ ,  $c_2$ , ...,  $c_K$  в виде [4], [5]

$$c_1 = - \frac{\beta_0}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\dots - \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_K}}}}; \quad (9)$$

$$c_2 = - \frac{\alpha_1 c_1 + \beta_0}{\beta_1};$$

...;

$$c_k = - \frac{\beta_{k-2} c_{k-2} + \alpha_{k-1} c_{k-1}}{\beta_{k-1}}, \quad k = 3, 4, \dots, K.$$

Учитывая ортогональность векторов  $\mathbf{F}_1$ ,  $\mathbf{F}_2$ , ...,  $\mathbf{F}_K$ , из (3) получим минимальное значение мощности помехи на выходе компенсатора:

$$p_{\min}(K) = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{F} \mathbf{C} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H (\mathbf{F}_1 c_1 + \mathbf{F}_2 c_2 + \dots + \mathbf{F}_K c_K) = \sigma_0^2 + c_1 |\mathbf{P}|. \quad (10)$$

Эффективность АКШП обычно оценивается значением коэффициента подавления помехи, который определяется отношением мощности  $\sigma_0^2$  помехи на основном входе к мощности  $p_{\min}$  помехи на выходе АКШП. Однако удобнее пользоваться величиной  $B$ , обратной коэффициенту подавления:

$$B = \frac{p_{\min}}{\sigma_0^2} = 1 + \frac{c_1 |\mathbf{P}|}{\sigma_0^2}. \quad (11)$$

Из (9) и (10) следует, что с увеличением числа базисных векторов средняя мощность помехи на выходе АКШП уменьшается и достигает минимального значения при полном размере базиса, равном  $K$ . Если процедуру ортогонализации (7) прекратить принудительно при некотором  $K' < K$ , получим квазиоптимальную обработку. Разложение весового вектора по  $K' < K$  степенным векторам назовем регуляризованным решением.

Для определения критерия остановки процедуры ортогонализации (7) учтем априорную информацию о собственном шуме с известными статистическими характеристиками. КМ собственного шума в отводах ЛЗ имеет вид  $\sigma_{\text{сш}}^2 I$ , поэтому каждый  $k$ -й базисный вектор в (8) не только способствует уменьшению мощности помехи на АКШП, но и добавляет долю собственного шума величины  $\sigma_{\text{сш}}^2 c_k^2 \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k = \sigma_{\text{сш}}^2 c_k^2$ . Суммарная мощность добавленного собственного

шума на выходе АКШП при  $K'$  степенных векторах в разложении (8) равна  $\sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{W}^H \mathbf{W} = \sigma_{\text{сш}}^2 \sum_i^{K'} c_i^2$ .

С учетом добавленного собственного шума оценим выходную мощность на каждом шаге ортогонализации (7) по обучающей выборке длины  $L$  следующим образом:

$$p_{\min}(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |y(l, k)|^2 + \sigma_{\text{сш}}^2 \sum_i^k c_i^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |x_0(l) + \mathbf{W}^H(k) \mathbf{X}(l)|^2 + \sigma_{\text{сш}}^2 \sum_i^k c_i^2. \quad (12)$$

Критерий регуляризации заключается в сравнении вычисляемых мощностей (12) на каждом шаге процедуры ортогонализации (7). Условие остановки процедуры (7) имеет вид:  $\hat{p}_{\min}(k) > \hat{p}_{\min}(k-1)$ , причем вектор  $\mathbf{F}_k$  не следует включать в разложение (8).

В [4] показано, что количество комплексных умножений, необходимое при вычислении весового вектора, для узкополосных помех пропорционально числу компенсационных входов АКШП, числу обучающих выборок помехи и числу образованных степенных векторов. Для рассматриваемого случая широкополосных помех с учетом наличия  $M+1$  отводов ЛЗ в каждом из  $N$  компенсационных каналов необходимое количество комплексных умножений составляет  $N(M+1)LK'$ . Следовательно, вычислительная сложность предложенного АКШП, весовой вектор которого находится регуляризованным разложением в базисе степенных векторов, ниже вычислительной сложности метода непосредственного обращения выборочной КМ помех.

**Моделирование.** Каждая широкополосная помеха моделировалась как сумма  $Q = 20$  комплексных экспонент со случайными частотами  $f_{jq}$ , мощностями  $\sigma_{jq}^2$  из диапазона  $[100 \dots 1000] \sigma_{\text{сш}}^2 / (JQ)$  и начальными фазами  $[\theta \dots 2\pi]$ . Число линий задержки равнялось  $M = 16$ , компенсационных каналов АКШП  $N = 10$ . Ширина каждой широкополосной помехи составляла  $a = 0.05 F_H$ . Расстояние между соседними приемными элементами выбрано  $d = \lambda_{\min} / 2$ , где  $\lambda_{\min}$  – минимальная длина волны действующих на приемные элементы сигналов. Время задержки установлено как  $\tau = d/v_{\text{св}}$ , где  $v_{\text{св}}$  – скорость света в вакууме.

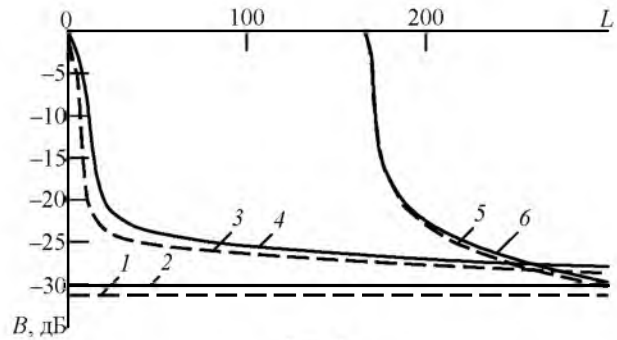


Рис. 3

Азимутальные направления прихода  $\theta_j$  широкополосных помех были случайными с равномерным распределением в диапазоне  $-\pi \dots \pi$ .

На рис. 3 приведены зависимости обратного коэффициента подавления широкополосной помехи от числа обучающих выборок  $L$ . Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Сплошные кривые соответствуют числу помех  $J = 7$ , штриховые –  $J = 4$ . Кривые 1 и 2 отображают предельные значения обратного коэффициента подавления помех  $B$  (11), полученные при вычислении вектора весовых коэффициентов АКШП методом непосредственного обращения точно известной КМ помех  $M$  (2). Кривые 3 и 4 относятся к предложенному методу степенных векторов. Кривые 5 и 6 соответствуют методу непосредственного обращения выборочной КМ помех (5). Видно, что предлагаемый метод (в отличие от метода непосредственного обращения КМ помех) работает для случая короткой выборки  $L < N(M+1)$ .

На рис. 4 приведены зависимости среднего числа образованных степенных векторов  $K'$  от числа выборок  $L$  для  $J = 4$  и 7 широкополосных помех. Из рис. 4 следует, что при  $L > N(M+1)$  это число практически не изменяется.

Диаграмма направленности (ДН)  $A$  АКШП, вектор весовых коэффициентов которого найден предложенным методом разложения по степен-

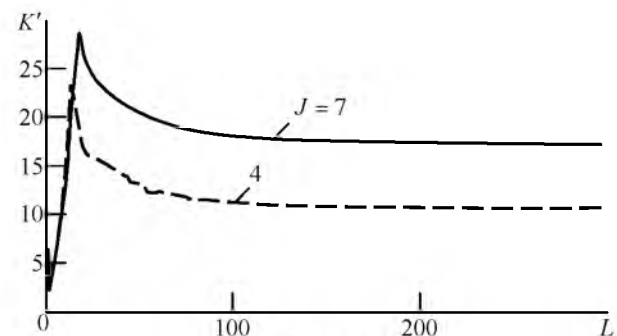


Рис. 4

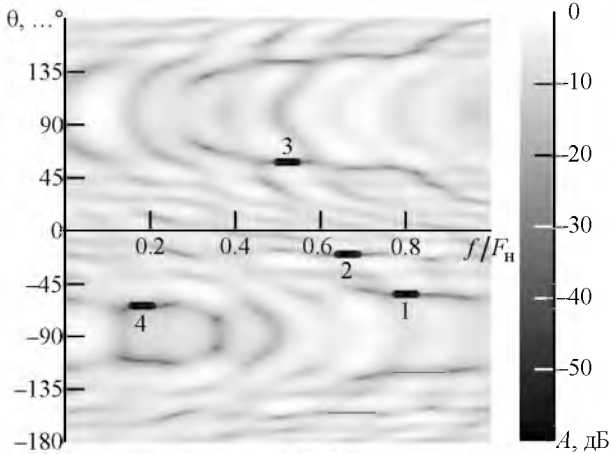


Рис. 5

ним векторам, в плоскости "частота-азимут" для случайных  $J = 4$  помех по  $L = 170$  обучающим выборкам приведен на рис. 5. Черными маркерами на рис. 5 отмечены области присутствия широкополосных помех. Из рис. 5 следует, что в областях присутствия помех формируются глубокие провалы.

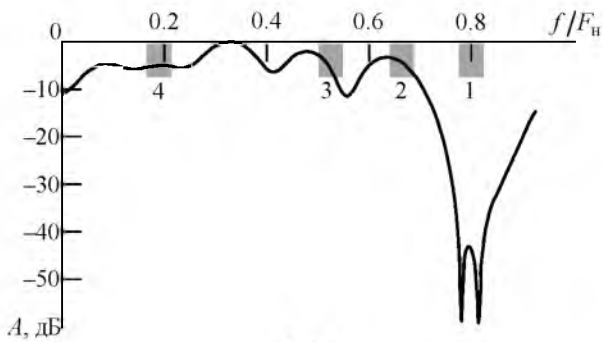


Рис. 6

На рис. 6 изображен срез ДН АКШП (рис. 5) при фиксированном азимуте, соответствующем направлению на помеху с номером 1 (азимут  $-58.42^\circ$ ), т. е. амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого фильтра в направлении этой помехи. На рис. 6 полосы частот действующих помех показаны серыми маркерами.

На рис. 7 показан срез ДН АКШП (рис. 5), при фиксированной частоте  $0.77F_n$ , равной центральной частоте широкополосной помехи с номером 1. Направления на помехопостановщики отмечены вертикальными штриховыми линиями. Из рис. 6, 7 следует, что в направлении каждой из действующих широкополосных помех в азимутально-частотном отклике АКШП формируется глубокий провал, ширина которого соответствует ширине полосы помехи.

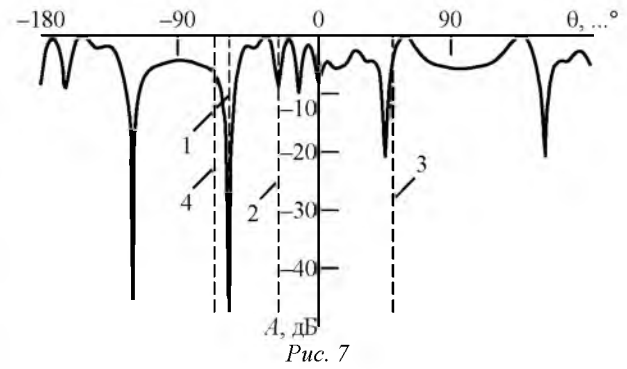


Рис. 7

В заключение исследована зависимость обратного коэффициента подавления помехи  $B$  (11) АКШП, весовой вектор которого найден с помощью метода степенных векторов, от числа отводов ЛЗ при  $L = 170$  обучающих выборках. Усредненная по 100 реализациям помеховой обстановки исследуемая зависимость представлена на рис. 8 при воздействии на АКШП  $J = 4$  и 7 помех. Из рис. 8 следует, что с увеличением порядка филь-

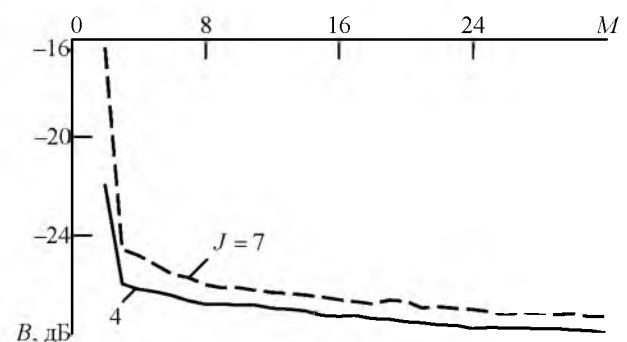


Рис. 8

тров в компенсационных каналах коэффициент подавления помехи растет.

В настоящей статье рассмотрен пространственно-временной многоканальный АКШП на основе многоотводных линий задержки в каждом канале. Получено точное аналитическое решение для оптимального весового вектора АКШП на основе разложения весового вектора в базисе степенных векторов и процедуры их ортогонализации. Алгоритм имеет невысокую вычислительную сложность порядка  $N(M+1)LK'$ . Метод работает при короткой выборке  $L < (NM+1)$  и позволяет достичь коэффициента подавления помехи, близкого к теоретическому пределу.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Richards M. L., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar. Basic Principles. NJ: SciTech Publishing Edison, 2010. 924 с.

2. Радиозлектронные системы: основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

4. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235–243.

5. Эффективность подавления широкополосной помехи в автокомпенсаторе на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // 9-я Всерос. науч.-техн. конф. "Радиолокация и радиосвязь": тр. конф. М., 23–25 нояб. 2015 г. М.: ИРЭ РАН, 2015. С. 100–105.

6. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения / Б. Уидроу, Д. Гловер, Д. Маккул-мл., Д. Кауниц, С. Уильямс, Р. Хирн, Д. Зайдлер, Е. Донг-мл., Р. Гудлин // ТИИЭР. 1975. Т. 63, № 12. С. 69–98.

7. Тихонов А. И., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.

8. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Современные методы пространственной обработки сигналов в радиосистемах с антенными решетками: учеб. пособие / Нижегород. гос. техн. ун-т. им. Р. Е. Алексеева. Н. Новгород, 2008. 171 с.

9. Воеводин В. В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. 400 с.

Статья поступила в редакцию 25 мая 2017 г.

**Для цитирования:** Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 19–26.

**Ермолаев Виктор Тимофеевич** – доктор технических наук (1996), профессор (2005) кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – методы адаптивной обработки сигналов, принимаемых на фоне помех, в системах мобильной радиосвязи и беспроводного Интернета.  
E-mail: msm@rf.unn.ru

**Семенов Виталий Юрьевич** – кандидат физико-математических наук (2012), старший преподаватель (2014) кафедры радиотехники радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – методы адаптивной обработки сигналов, принимаемых на фоне помех, в системах мобильной радиосвязи и радиолокации.  
E-mail: vitali.semenov@gmail.com

**Флакман Александр Григорьевич** – доктор физико-математических наук (2004), профессор (2005) кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – методы адаптивной обработки сигналов, принимаемых на фоне помех, в системах мобильной радиосвязи и беспроводного Интернета.  
E-mail: flak2402@gmail.com

**Ястребов Андрей Викторович** – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), ведущий инженер Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 16 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиолокации.  
E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

V. T. Ermolayev, V. Yu. Semenov, A. G. Flaksman  
Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod  
A. V. Yastrebov

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

## Method of Power Vectors for Spatiotemporal Broadband Interference Auto-Compensator

**Abstract.** The article is intended for specialists in the field of electronic warfare and adaptive jammer cancellation. The main advantage of the proposed spatial adaptive broadband compensator is the ability to adaptively estimate the number of active interference for minimizing computational complexity in compare with traditional methods for suppressing wideband interference. The paper presents a strong theoretical derivation of the weight matrix of the auto-compensator. The main approach for calculating the weight matrix is the expansion in powers of vectors in the orthonormal basis. A practical approach for introducing the algorithm into software is proposed.

**Key words:** Auto-Compensator, Power Basis, Broadband Interference

## REFERENCES

1. Richards M. L., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar. Basic Principles. NJ, SciTech Publishing Edison, 2010, 924 p.

2. Radioelektronnie systemy: Osnovy postroeniya i teoriya. Spravochnik. Pod red. Ya. D. Shirmana [Radioelectronic Systems: Bases of Construction and Theory. Reference].

ence; ed. by Ya. D. Shirman]. 2nd ed. Moscow, *Radio-technika*, 2007, 512 p. (In Russian)

3. Widrow B., Stearns S. D. Adaptive Signal Processing. Prentice-Hall Inc. Englewood Cliff, NY, 1985, 219 p.

4. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Regularization of the Weight Vector of an Adaptive Antenna Array by Limiting The Number of Basis Vectors. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radiofizika* [Radiophysics and Quantum Electronic]. 2015, vol. 58, no. 3, pp. 235–243. (In Russian)

5. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Sorokin I. S., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. The Effectiveness of Suppression of Broadband Noise in Auto-Compensator Based on the Power Vector Method. *IX Vseross. nauch.-tekhnich. conf. "Radiolokatsiya i radiosvyaz", 23–25 noyabrya 2015 g. Moskva. Trudy konf.* [IX All-Russian Scientific and Technical Conference "Radiolocation and Radio

Communication", Nov. 23–25, 2015, Moscow, IRE RAS, 2015, pp.100–105. (In Russian)

6. Widrow B., Glover J. R., McCool J. M., Kaunitz J., Williams C. S., Hearn R. H., Zeidler J. R., Dong E. Jr., Goodlin R. C. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. Proc. of the IEEE. 1975, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716.

7. Tikhonov A. I., Arsenin V. Ya. *Metody resheniya nekorrektnykh zadach* [Methods for Solving Ill-posed Problems]. Moscow, *Nauka*, 1979, 288 p. (In Russian)

8. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. *Sovremennye metody prostranstvennoy obrabotki signalov v radiosystemah s antennoy reshetkamy: ucheb. pos.* [Modern Methods of Spatial Signal Processing in Radio Systems with Antenna Arrays]. Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, 2008, 171 p. (In Russian)

9. Voevodin V. V. *Lineynaya algebra*. [Linear Algebra]. Moscow, *Nauka*, 1980, 400 p. (In Russian)

Received May, 25, 2017

---

**For citation:** Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Method of Power Vectors for Spatiotemporal Broadband Interference Auto-Compensator. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 19–26. (In Russian)

**Victor T. Ermolayev** – D.Sc.in Engineering (1996), Professor (2001) of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: adaptive processing of signals with interference in systems of mobile communication and wireless Internet.

E-mail: msm@rf.unn.ru

**Vitaly Yu. Semenov** – Ph.D. in Engineering (2012), Senior Tutor (2014) of the Department of Radio Engineering of Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: adaptive processing of signals with interference in systems of mobile communication and radiolocation.

E-mail: vitali.semenov@gmail.com

**Alexander G. Flaksman** – D.Sc. in Physics and Mathematics (2004), Professor (2005) of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: adaptive processing of signals with interference in systems of mobile communication and wireless Internet.

E-mail: flak2402@gmail.com

**Andrey V. Yastrebov** – Master's Degree in Engineering and Technology in radio engineering, lead engineer of Nizhniy Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 16 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radar.

E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

---