

Влияние способа размещения компенсационных каналов на качество подавления активных шумовых помех автокомпенсатором в радиолокаторе с антенной решеткой

А.В. Ястребов, А.В. Мякинников

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
603950, Российская Федерация, г. Нижний Новгород
ул. Минаева, 24

Проведено математическое моделирование пространственно-временной обработки сигналов антенной решеткой с большим числом элементов. Определен оптимальный вариант расположения компенсационных каналов на полотне антенной решетки.

Ключевые слова: пространственно-временная обработка сигналов, антенная решетка, автокомпенсатор активных шумовых помех.

Современные радиолокационные системы (РЛС) ориентированы на использование активных фазированных антенных решеток (АФАР). Это связано с широкими возможностями по применению алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов в таких системах [1; 4]. В частности, можно организовать программный обзор пространства за счет электронного управления лучом диаграммы направленности (ДН) АФАР [1]. При этом возможно одновременное формирование нескольких лучей в различных направлениях по азимуту и углу места.

Одной из ключевых задач при проектировании РЛС с АФАР является компенсация активных шумовых помех (АШП). Оптимальное по критерию максимизации отношения сигнал-помеха решение дает применение винеровского фильтра [2]. Однако его практическая реализация в случае АФАР с большим числом элементов существенно затруднена вследствие необходимости обращения корреляционной матрицы помехи большого размера. Так, например, при использовании решетки, содержащей $64 \times 64 = 4096$ элементов, требуется обращение комплексной матрицы размером 4096×4096 . Доступная в настоящее время элементная база цифровых аппаратных средств не позволяет выполнить эту операцию в реальном масштабе времени. Известной альтернативой оптимального винеровского фильтра, требующей существенно меньших

вычислительных ресурсов, является автокомпенсатор АШП [2; 3]. Максимальное число помех, которые могут быть эффективно подавлены в случае использования автокомпенсатора, определяется числом компенсационных каналов.

Эффективность компенсации АШП зависит от способа размещения приемных компенсационных каналов (КК) на полотне АФАР. В статье рассматриваются различные способы размещения КК. Производится сравнительный анализ качества компенсации АШП для предложенных вариантов.

На рис. 1 изображена плоская прямоугольная антенная решетка, элементы которой расположены эквидистантно по строкам и столбцам в плоскости XOY .

Число элементов в строке решетки обозначим N_x , число элементов в столбце – N_y . Расстояние между столбцами равно d_x , расстояние между строками – d_y . Общее число элементов решетки равно произведению $N_x N_y$. \vec{S} – вектор Умова – Пойтинга, \vec{n} – нормаль к плоскости решетки. Угол прихода волны в пространстве проецируется на два взаимно ортогональных угла – азимут β и угол места ε .

Будем полагать, что сдвиг фазы сигнала в приемном канале элемента, находящегося в начале координат, равен нулю. Тогда в случае плоского волнового фронта сдвиги фаз сигналов всех элементов можно записать следующим образом [2]:

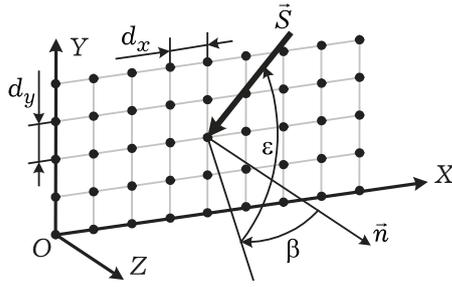


Рис. 1. Плоская антенная решетка прямоугольной формы

$$\Delta\psi(i, k) = \frac{2\pi}{\lambda_0} [(i-1)d_x \sin\beta + (k-1)d_y \sin\epsilon], \quad (1)$$

где $i = 1, 2, \dots, N_x$, $k = 1, 2, \dots, N_y$, λ_0 – длина волны.

Пространственная обработка сигналов заключается в весовом суммировании отсчетов сигналов, принимаемых в элементах решетки:

$$y(n) = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{X}(n), \quad (2)$$

где $\mathbf{X}(n)$ – вектор принимаемого сигнала, а \mathbf{W} – вектор коэффициентов.

Рассмотрим два метода пространственной обработки сигналов в АФАР. Первый метод заключается в вычислении адаптивных весовых коэффициентов для приемных каналов всех элементов решетки. Оптимальными с точки зрения критерия отношения сигнал-помеха весовыми коэффициентами являются коэффициенты, соответствующие винеровскому фильтру, которые рассчитываются по формуле

$$\mathbf{W}_{\text{опт}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{F}^*, \quad (3)$$

где $\mathbf{W}_{\text{опт}}$ – вектор оптимальных весовых коэффициентов; \mathbf{M} – корреляционная матрица помех; $[\]^*$ – операция комплексного сопряжения; \mathbf{F} – сигнальный вектор-столбец, который можно записать следующим образом:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} e^{j\Delta\psi(1,1)} & e^{j\Delta\psi(1,2)} & \dots & e^{j\Delta\psi(1,N_y)} \\ \dots & e^{j\Delta\psi(2,1)} & \dots & e^{j\Delta\psi(N_x, N_y)} \end{bmatrix}^T, \quad (4)$$

где $[\]^T$ – операция транспонирования.

Поскольку КМ помех \mathbf{M} априори неизвестна, производится ее оценка:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n), \quad (5)$$

где L – количество временных выборок; $[\]^H$ – операция эрмитова сопряжения. Оценка в виде (5) является оптимальной по критерию максимального правдоподобия [2].

Использование автокомпенсатора АШП подразумевает формирование N_k компенсационных

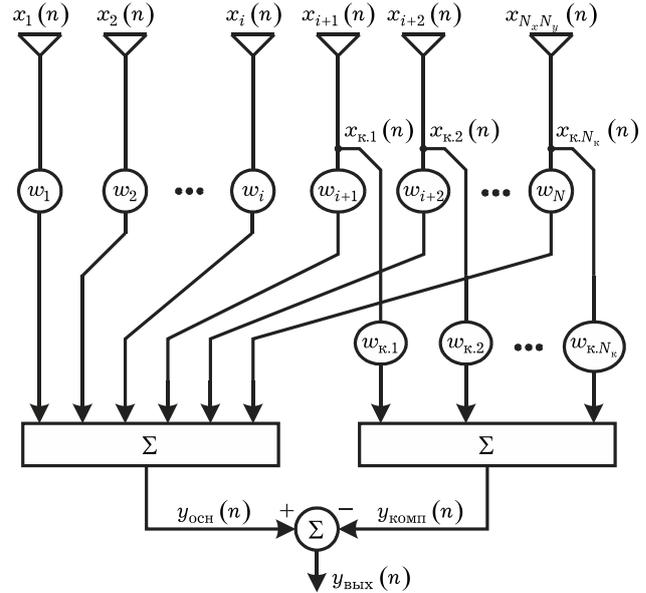


Рис. 2. Структурная схема автокомпенсатора АШП

каналов. Будем полагать, что КК-решетки представляют собой приемные каналы отдельных элементов решетки.

Структурная схема автокомпенсатора АШП приведена на рис. 2. Корреляционная матрица помех \mathbf{M}_k в КК имеет размерность $(N_k \times N_k)$. Значение дискретного отсчета комплексной огибающей (КО) сигнала в n -й момент времени на выходе схемы формирования основного канала $y_{\text{осн}}(n)$ рассчитывается по формуле (2), где в качестве весового вектора принимается $\mathbf{W} = \mathbf{F}^*$.

Вектор весовых коэффициентов для компенсационных каналов вычисляется следующим образом:

$$\mathbf{W}_k = \hat{\mathbf{R}} \hat{\mathbf{M}}_k^{-1}, \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{M}}_k$ – оценка корреляционной матрицы помехи в компенсационных каналах, которая вычисляется аналогично (5); $\hat{\mathbf{R}}$ – оценка вектора взаимно корреляционных моментов между отсчетами помехи в основном канале и компенсационных каналах.

Последовательность L отсчетов КО-процесса в основном канале, используемых для нахождения $\hat{\mathbf{R}}$, можно представить в виде вектора строки $\mathbf{Y}_{\text{осн}}$ размера $(1 \times L)$.

Аналогичным образом, совокупность реализаций КО-процессов из L отсчетов в N_k компенсационных каналах можно представить в виде матрицы \mathbf{X}_k размерности $(N_k \times L)$. Тогда оценку вектора взаимной корреляции $\hat{\mathbf{R}}$ можно получить методом максимального правдоподобия:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{\mathbf{Y}_{\text{осн}} \mathbf{X}_k^H}{L} \quad (7)$$

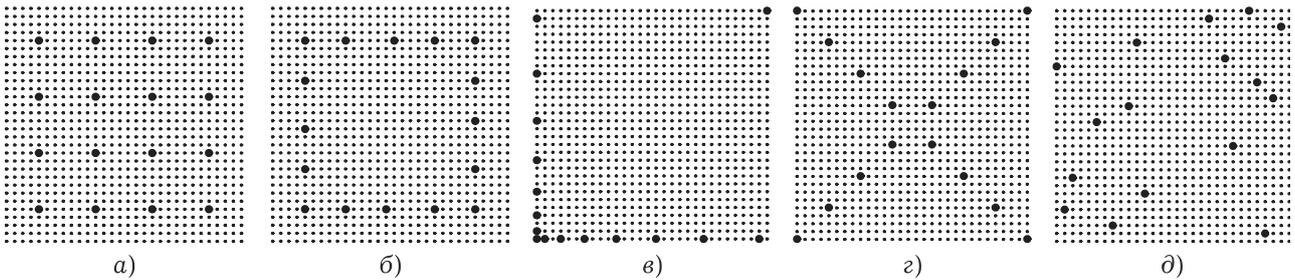


Рис. 3. Расположение КК на полотне АФАР: а) равномерное расположение КК; б) расположение КК по периметру АФАР; в) расположение КК с увеличением шага; г) крестообразное расположение КК; д) квазислучайное расположение КК

Выходной сигнал автокомпенсатора $y_{\text{ВЫХ}}(n)$, используя введенные обозначения, можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} y_{\text{ВЫХ}}(n) &= y_{\text{ОСН}}(n) - y_{\text{КОМП}}(n) = \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{X}(n) - \mathbf{W}_K \mathbf{X}_K(n). \end{aligned} \quad (8)$$

Работа системы пространственной обработки сигналов исследовалась методом математического моделирования для АФАР размера $N_x = N_y = 30$ элементов. Число компенсационных каналов N_K полагалось равным 16. Рассматривались несколько вариантов расположения КК на полотне АФАР. Все эти варианты представлены на рис. 3, на котором жирными точками обозначены КК.

При квазислучайном равномерном расположении КК (рис. 3, д) ни на одной горизонтали (вертикали) не находится более одного КК.

Оценка эффективности компенсации помех при помощи алгоритмов на основе оптимального винеровского фильтра и автокомпенсатора с различным расположением КК производилась методом математического моделирования. Обработывалась реализация смеси полезного сигнала (прямоугольного импульса) и АШП. В серии опытов направление полезного сигнала изменялось в пределах от -15° до 15° с шагом 5° по азимуту и в пределах от -15° до 15° с шагом 5° по углу места. Для каждого возможного направления полезного сигнала произвольным образом выбирались направления на 10 постановщиков АШП, не попадающих в главный лепесток ДН. СКО всех АШП равнялись 100. Количество опытов для каждого направления полезного сигнала равнялось 100. Общее количество опытов для каждого метода составило $N_{\text{оп}} = 4900$.

Находились оценки следующих критериев качества: коэффициента подавления помех K_{Π} и коэффициента улучшения отношения сигнал-помеха K_Y .

$$\hat{K}_{\Pi} = 10 \lg \left(\frac{\hat{\sigma}_{\text{П.ВЫХ}}^2}{\hat{\sigma}_{\text{П.ВЫХ.К}}^2} \right), \quad (9)$$

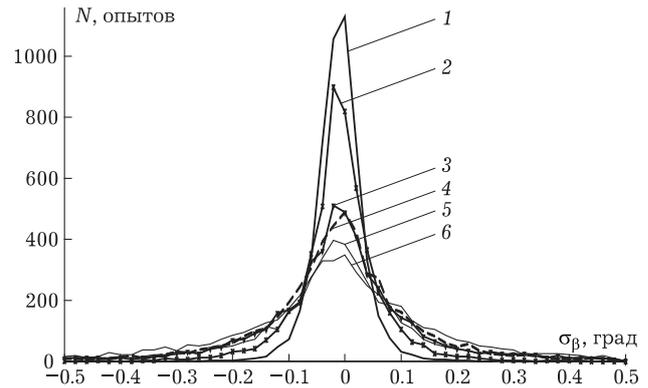


Рис. 4. Распределение отклонения азимута главного лепестка ДН

где $\hat{\sigma}_{\text{П.ВЫХ}}^2$ и $\hat{\sigma}_{\text{П.ВЫХ.К}}^2$ – оценки мощности помех на выходе схемы формирования основного луча ДН до и после компенсации, усредненные по множеству реализаций,

$$\hat{K}_Y = 20 \lg \left(\frac{\hat{\eta}_K}{\hat{\eta}} \right), \quad (10)$$

где $\hat{\eta}$ и $\hat{\eta}_K$ – оценки отношения сигнал-помеха на выходе схемы формирования основного луча ДН до и после компенсации, усредненные по множеству реализаций.

Другим важным показателем качества работы алгоритма пространственной обработки является отклонение направления основного луча ДН АФАР по азимуту $\Delta\beta$ и по углу места $\Delta\varepsilon$, вызванное формированием нулей ДН в направлениях на помехи. Направление максимума луча ДН оценивалось методом квадратичной интерполяции по пяти точкам дискретного преобразования Фурье от двумерного массива комплексных весовых коэффициентов решетки. При этом для интерполяции использовался отсчет с максимальным значением амплитуды и два соседних отсчета по каждой из размерностей – азимута и угла места. Желаемое направление основного луча задавалось за счет фаз комплексных весовых коэффициентов. Методом математического моделирования оценивалось СКО отклонения луча по азимуту σ_β и по углу места σ_ε .

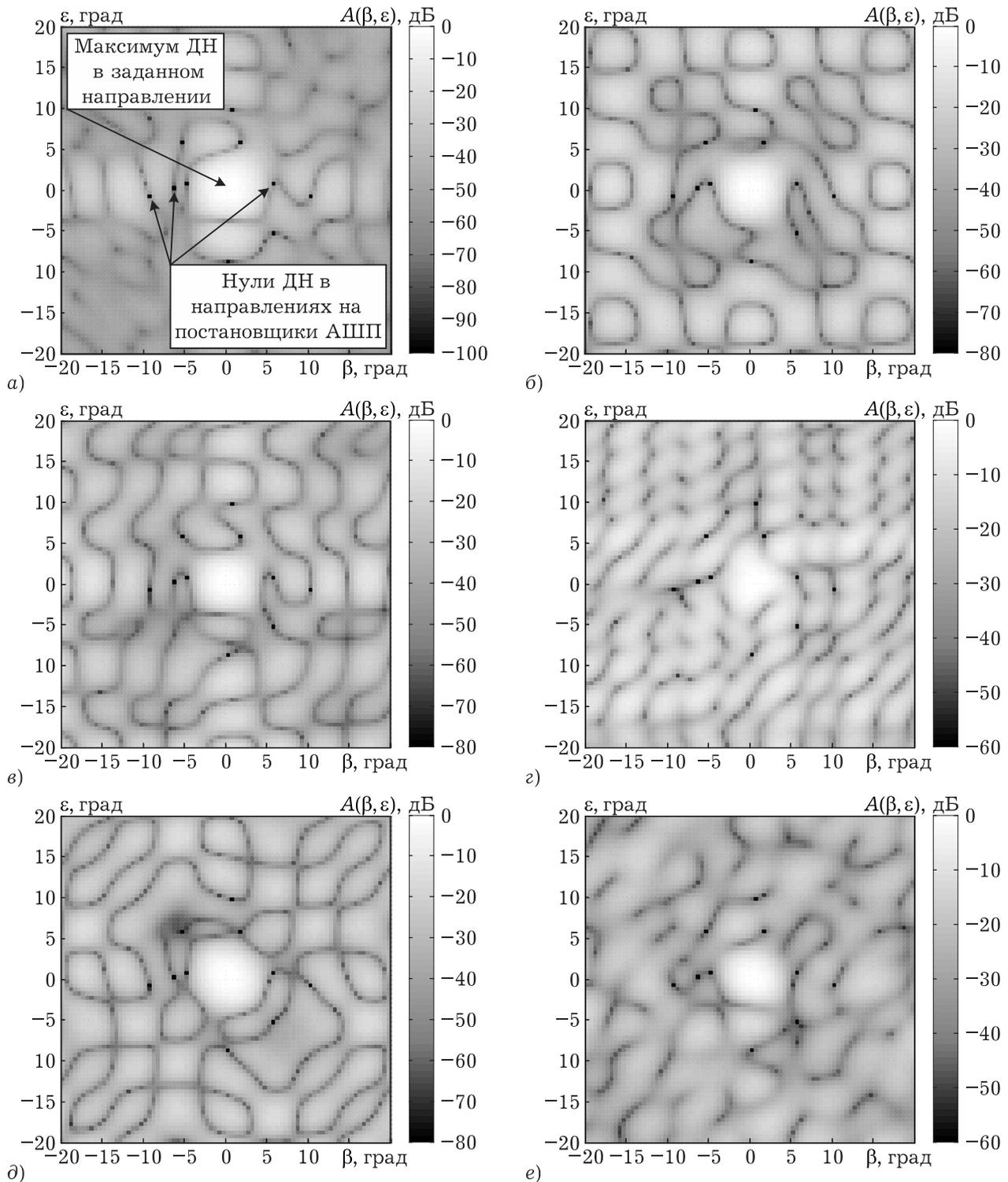


Рис. 5. ДН АФАР при всех рассмотренных способах подавления АПП: а) решение Винера; б) равномерное расположение КК; в) расположение КК по периметру АФАР; г) расположение КК с увеличением шага; д) крестообразное расположение КК; е) квазислучайное расположение КК

На рис. 4 представлены выборочные оценки распределения отклонений максимума главного лепестка ДН от заданного направления при всех выше рассмотренных вариантах подавления АПП. Цифрами на рисунке обозначены: 1 – при использовании винеровского решения; 2 – при использовании автокомпенсатора со случайным

расположением КК; 3 – для случая расположения в виде креста; 4 – при равномерно распределенных КК; 5 – при расположении КК по периметру; 6 – при расположении КК с увеличением шага.

Из рисунка видно, что наилучшим по критерию минимума СКО главного луча от заданно-

го направления является винеровское решение, а из всевозможных рассмотренных вариантов автокомпенсатора АПП лучшим оказался вариант с квазислучайным расположением КК на полотне АФАР.

Немаловажным показателем качества работы алгоритма является и уровень боковых лепестков ДН K_6 . Этот параметр также оценивался методом математического моделирования.

На рис. 5 представлены ДН при всех выше рассмотренных вариантах подавления АПП. Из рис. 5 видно, что во всех рассмотренных методах в направлениях постановщиков АПП формируются глубокие нули ДН. В заданном направлении (направление по нормали к АФАР) формируется максимум ДН. Также можно видеть, что ДН АФАР изменяется в зависимости от способа размещения КК на полотне.

В таблице ниже представлены полученные значения оценок упомянутых выше критериев качества работы алгоритма, построенного на основе винеровского решения, а также автокомпенсатора с различным расположением КК на полотне АФАР.

Из полученных результатов моделирования видно, что из всех рассмотренных алгоритмов компенсации АПП наилучшими показателями

обладает пространственный фильтр на основе винеровского решения. Однако его практическая реализация при большом числе элементов решетки (порядка нескольких тысяч) предъявляет невыполнимые на сегодняшний день требования к мощности вычислительных ресурсов.

При использовании автокомпенсатора АПП, реализация которого возможна на базе сигнального процессора (например, ADSP-TS201S TigerSHARC фирмы Analog Devices или ему аналогичного), качество подавления в значительной степени зависит от выбора способа расположения компенсационных каналов на полотне АФАР. Анализ общепринятых критериев качества, а именно: коэффициента подавления помехи, коэффициента улучшения отношения сигнал-помеха, СКО направления главного лепестка ДН АФАР, уровня боковых лепестков, позволяет сделать вывод о том, что квазислучайный способ расположения компенсационных каналов является наиболее оптимальным.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках договора № 02.G25.31.0061 от 12 февраля 2013 года (в соответствии с Постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

Таблица
Результаты моделирования

Метод подавления	\hat{K}_n , дБ	\hat{K}_y , дБ	$\hat{\sigma}_\beta$, град	$\hat{\sigma}_\epsilon$, град	\hat{K}_6 , дБ
Решение Винера	74,61	69,65	0,0407	0,04	-12,84
Автокомпенсатор (см. рис. 3, а)	62,39	62,17	0,4251	0,4509	-10,39
Автокомпенсатор, (см. рис. 3, б)	64,94	64,65	0,1877	0,1758	-11,39
Автокомпенсатор (см. рис. 3, в)	65,35	65,11	0,2103	0,2033	-11,39
Автокомпенсатор (см. рис. 3, г)	65,83	65,70	0,1316	0,1524	-11,97
Автокомпенсатор (см. рис. 3, д)	66,27	66,01	0,0923	0,0927	-12,25

Список литературы

- Melvin W.L., Scheer J.A. Principles of Modern Radar. Advanced Techniques. NJ.: SciTech Publishing; Edison, 2013. 846 p.
- Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / пер. с англ. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
- Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
- Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

The influence of the location of compensating channels upon the adaptive jammer canceller efficiency in a radar with antenna array

A.V. Yastrebov, A.V. Myakinkov

The mathematical modeling of space-time processing algorithms for antenna array with a large quantity of elements is carried out. The optimal location of the compensating elements is determined.

Keywords: space-time signal processing, antenna array, adaptive jammer cancellation.

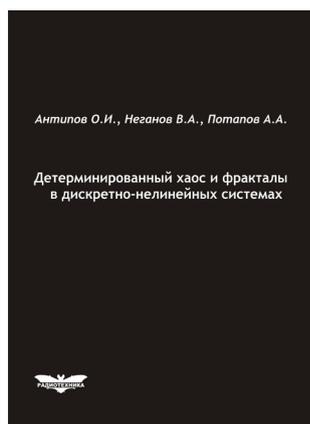
Антипов, О.И.

Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах / О.И. Антипов, В.А. Неганов, А.А. Потапов. – М.: Радиотехника, 2009. – 235 с., ил.

ISBN 978-5-88070-237-4

УДК 530.1:621.372+621.396

ББК 32.96



В монографии рассмотрены явления детерминированного хаоса и фрактальности в дискретно-нелинейных системах на примере устройств импульсной силовой электроники, приведены некоторые основные определения современной нелинейной динамики и некоторые математические методы целочисленных и дробных мер.

Представленные явления стохастической работы могут наблюдаться в широком классе систем с переменной структурой, действие которых может быть описано системами дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, скачкообразно меняющими свои значения с течением времени в зависимости от состояния системы. Объектами исследования явились импульсные стабилизаторы напряжения различных типов и структур. Научной новизной является применение как фрактальных, так и мультифрактальных мер детерминированного хаоса к анализу стохастической работы импульсных стабилизаторов.

Для специалистов, интересующихся проблемами детерминированного хаоса, численным моделированием дискретно-нелинейных систем.