

## АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ ШУМОВЫХ ПОМЕХ. 5. ОПЫТНЫЙ ОБРАЗЕЦ СИСТЕМЫ ПОМЕХОЗАЩИТЫ

*Д. И. ЛЕХОВИЦКИЙ, В. П. РЯБУХА, А. В. СЕМЕНЯКА, Е. А. КАТЮШИН, В. Н. ГРИЦЕНКО*

Пятая статья цикла статей по адаптивным системам защиты РЛС от маскирующих шумовых помех. Описывается опытный образец системы адаптивной цифровой пространственной обработки сигналов на фоне маскирующих шумовых помех на основе адаптивного решетчатого фильтра, выполненный на базе программируемой логической интегральной схемы, приводятся результаты предварительных испытаний.

*Ключевые слова:* опытный образец, шумовые помехи, программируемая логическая интегральная схема, испытания.

### ВВЕДЕНИЕ

Данная статья – пятая в цикле статей по теории и технике адаптивной обработки сигналов на фоне шумовых помех (ШП).

В первой статье [1] проанализированы корреляционные автокомпенсаторы помех на основе градиентных алгоритмов адаптации. Их быстродействие сильно зависит от степени сложности помеховой обстановки – числа, расположения и интенсивности источников внешних шумовых помех (разброса собственных чисел пространственной корреляционной матрицы (КМ) ШП), что приводит к большому времени установления переходных процессов (малому быстродействию), т.е. к необходимости использования большого объема обучающих выборок.

Во второй статье [2] рассмотрены более сложные и быстродействующие квазиньютоновские алгоритмы адаптации на основе оценок максимального правдоподобия пространственных КМ гауссовых шумовых помех общего вида, быстродействие которых не зависит от степени сложности помеховой обстановки. Здесь же рассмотрены их регуляризованные разновидности и обоснована целесообразность их практической реализации на основе адаптивных решетчатых фильтров.

В третьей статье [3] описана математическая модель системы пространственной обработки сигналов на фоне собственного шума излучателей и внешних помех от точечных источников независимых шумовых излучений в РЛС с прямоугольной (в частности, квадратной) плоской ФАР.

В четвертой статье [4] на основе математической модели системы пространственной обработки сигналов на фоне шумовых помех обосновано количество, структура и месторасположение системы компенсационных каналов (модулей) в РЛС с плоской ФАР.

В данной статье описывается созданный на современной элементной базе опытный образец адап-

тивной системы защиты РЛС от маскирующих шумовых помех на основе адаптивного решетчатого фильтра (АРФ).

Статья организована следующим образом.

В п. 1 описывается структура и алгоритм адаптивной системы пространственной обработки сигналов на фоне маскирующих шумовых помех на основе АРФ, реализованные в опытном образце, в п. 2 описывается аппаратная часть опытного образца адаптивной системы защиты РЛС от маскирующих шумовых помех, а в п. 3 приводятся результаты предварительных испытаний.

### 1. СТРУКТУРА И АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ МАСКИРУЮЩИХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ АРФ

Структуру адаптивной системы пространственной обработки сигналов на фоне шумовых помех на основе адаптивного решетчатого фильтра (см. [2], п. 4, [5]) приведем для типичного случая наличия в радиолокаторах систем контроля воздушного пространства трех основных (информационных) каналов (одного суммарного и двух разностных), необходимых для измерения трех координат целей – дальности, азимута и угла места. Эти нерегулируемые основные каналы защищаются от внешних шумовых помех общей системой компенсационных (вспомогательных) модулей плоской ФАР, количество которых определяется количеством внешних источников и дисперсией параметров неидентичности (ширины частотной характеристики, временного сдвига огибающей импульсной характеристики, сдвига центральной частоты фильтра от номинального значения и т.п.) каналов [4]. В опытном образце выбрано  $M_{comp} = 12$  компенсационных модулей, которые размещены в пространстве в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Алгоритм оценивания каждого из трех 13-мерных ( $M = M_{comp} + 1 = 13$ ) весовых векторов  $\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \mathbf{k} \\ 1 \end{bmatrix}$  адаптивной системы пространственной обработки с выделенным основным (13-м) каналом выбран общего вида с диагональной регуляризацией [2], поскольку обеспечение теплицевости или персимметрии корреляционной матрицы (КМ) требует строгого расположения фазовых центров приемных элементов эквидистантно или симметрично относительно фазового центра ФАР, что достаточно сложно обеспечить на практике. Объем обучающей выборки помехи  $K$  определен равным  $K = 60$ . Техническая реализация такого алгоритма выбрана на основе многоступенчатого параллельного АРФ, который при реально конечной разрядности вычислений обеспечивает более высокую эффективность обработки по сравнению с оценками КМ или матриц, обратных к ним, и весовых векторов, которые формируются явным образом.

Таким образом, в адаптивной системе пространственной обработки сигналов на фоне ШП в каждом ( $i$ -м,  $i \in 1, KK$ ) элементе разрешения по дальности формируются три комплексных числа

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\Sigma}(i) &= \mathbf{r}_{\Sigma}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(\Sigma)} = u_{\Sigma}(i) + \mathbf{k}_{\Sigma}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(-)} = \\ &= u_{\Sigma}(i) + \sum_{j=1}^{12} k_j^{(\Sigma)*} u_j^{(-)}(i), \\ \varepsilon_{\Delta 1}(i) &= \mathbf{r}_{\Delta 1}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(\Delta 1)} = u_{\Delta 1}(i) + \mathbf{k}_{\Delta 1}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(-)} = \\ &= u_{\Delta 1}(i) + \sum_{j=1}^{12} k_j^{(\Delta 1)*} u_j^{(-)}(i), \\ \varepsilon_{\Delta 2}(i) &= \mathbf{r}_{\Delta 2}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(\Delta 2)} = u_{\Delta 2}(i) + \mathbf{k}_{\Delta 2}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(-)} = \\ &= u_{\Delta 2}(i) + \sum_{j=1}^{12} k_j^{(\Delta 2)*} u_j^{(-)}(i), \quad i \in 1, KK. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь  $u_{\Sigma}(i), u_{\Delta 1}(i), u_{\Delta 2}(i)$  – комплексные отсчеты сигналов  $i$ -го ( $i \in 1, KK$ ) элемента разрешения в суммарном, первом и втором разностных каналах соответственно;  $\mathbf{r}_{\Sigma} = \begin{pmatrix} \mathbf{k}_{\Sigma} \\ 1 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{r}_{\Delta 1} = \begin{pmatrix} \mathbf{k}_{\Delta 1} \\ 1 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{r}_{\Delta 2} = \begin{pmatrix} \mathbf{k}_{\Delta 2} \\ 1 \end{pmatrix}$  – 13-мерные комплексные весовые векторы для суммарного, первого и второго разностных каналов;

$$\mathbf{u}_i^{(\Sigma)} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}^{(-)} \\ i \\ u_{\Sigma}(i) \end{pmatrix}, \mathbf{u}_i^{(\Delta 1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}^{(-)} \\ i \\ u_{\Delta 1}(i) \end{pmatrix}, \mathbf{u}_i^{(\Delta 2)} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}^{(-)} \\ i \\ u_{\Delta 2}(i) \end{pmatrix} \quad -$$

13-мерные векторы, которые состоят из комплексных отсчетов сигналов  $\mathbf{u}^{(-)}$  12 компенсационных каналов, одинаковых для суммарного, первого и второго разностных каналов, и одного основного (суммарного  $u_{\Sigma}$  или одного из двух разностных  $u_{\Delta 1}, u_{\Delta 2}$ ) в  $i$ -м элементе разрешения; звездочка (\*) – знак

эрмитового сопряжения (транспонирования и комплексного сопряжения).

Указанные комплексные числа ( $\varepsilon_{\Sigma}(i), \varepsilon_{\Delta 1}(i), \varepsilon_{\Delta 2}(i)$ ) формируются на выходах трех весовых сумматоров, показанных на рис. 1. Развернутое изображение весового сумматора для суммарного канала показано на рис. 2.

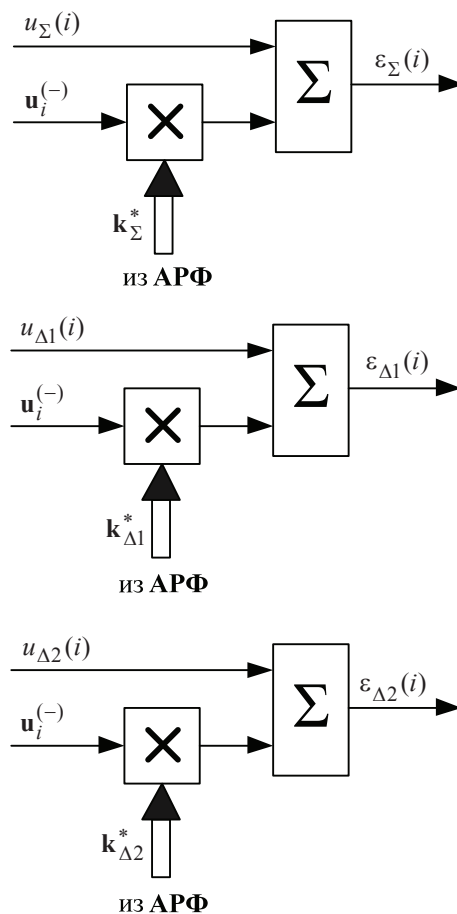


Рис. 1. Весовые сумматоры

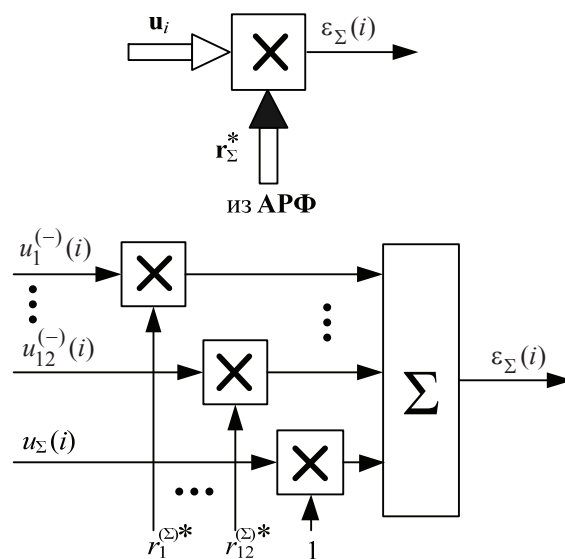


Рис. 2. Весовой сумматор

Весовые сумматоры других информационных каналов имеют ту же структуру и отличаются только значениями отсчетов на основном входе и весовыми векторами, сформированными **АРФ**.

Начальными данными для расчета  $3 \times 13$  матрицы

$$\mathbf{R}_{(3 \times 13)} = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*} \\ \mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*} \\ \mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*} \end{pmatrix} \quad (2)$$

из трех 13-мерных комплексных весовых векторов  $\mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*}$ ,  $\mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*}$ ,  $\mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*}$  служит  $15 \times 60$  матрица (обучаю-

щая выборка)  $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)} = \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{G}_{(3 \times 60)} \end{pmatrix}$ , составленная из

матрицы  $\mathbf{Y}_{(12 \times 60)}$  12-мерных комплексных векторов отсчетов сигналов 12 компенсационных каналов приема в 60 сопредельных интервалах разрешения ( $K = 60$ ), набранных на этапе настройки, и  $3 \times 60$  матрицы  $\mathbf{G}_{(3 \times 60)} = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)} & \mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)} & \mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)} \end{pmatrix}^*$ , образованной

60-мерными вектор-строками отсчетов сигналов в суммарном ( $\mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)}$ ) и двух разностных ( $\mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)}$  и  $\mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)}$ ) каналах строго в тех же 60 интервалах разрешения, из которых сформирована обучающая выборка вспомогательных каналов приема.

Каждый из трех весовых векторов вычисляется по алгоритму

$$\mathbf{r}^* = \frac{1}{h_{13,13}} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{13}^* & \mathbf{0}_{13}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(13 \times 13)}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{h_{13,13}} \cdot \mathbf{h}\mathbf{p}^{(13)*}, \quad (3)$$

где  $\widehat{\mathbf{k}}_{\Sigma}^* = [k_j^{(\Sigma)*}]_{j=1}^{M_{comp}=12}$  –  $M_{comp} = 12$  – мерный весовой вектор компенсационных каналов;  $h_{13,13}$  – последний элемент вектора  $\mathbf{h}\mathbf{p}^{(13)*} = \mathbf{e}_{13}^* \cdot \mathbf{H}_{(13 \times 13)}$  треугольной матрицы  $\mathbf{H}_{(13 \times 13)} = (h_{i,j})_{i,j=1}^{13}$  (см. [2], п. 4);  $\mathbf{e}_{13}^* = [0 \ 0 \dots 0 \ 1]$  – последняя строка единичной  $\mathbf{I}_{(13 \times 13)}$  матрицы;  $\mathbf{0}_{13}^* = [0 \ 0 \dots 0 \ 0]$  – 13-мерный вектор-строка из нулевых элементов.

Матрица  $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(13 \times 13)}^* \end{bmatrix}$  получена пропуском единичной матрицы  $\mathbf{I}_{(13 \times 13)}$  через настроенный **АРФ**, параметры которого оценены по обучающей выборке  $\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{y}^{(60)*} \end{bmatrix}$ , состоящей из отсчетов сигналов 12 вспомо-

гательных и одного основного (суммарного, первого или второго разностного) канала. При использовании регуляризованного алгоритма оценивания весового вектора с регуляризатором  $\beta_0^{-1} \cdot \mathbf{I}_{(13 \times 13)}$  (см. [2], п. 3) такое пропускание единичной матрицы уже не нужно.

Таким образом, для формирования трех весовых векторов для суммарного и двух разностных каналов необходимо три 13-канальных **АРФ**. Схема формирования весового вектора для суммарного канала показана на рис. 3.

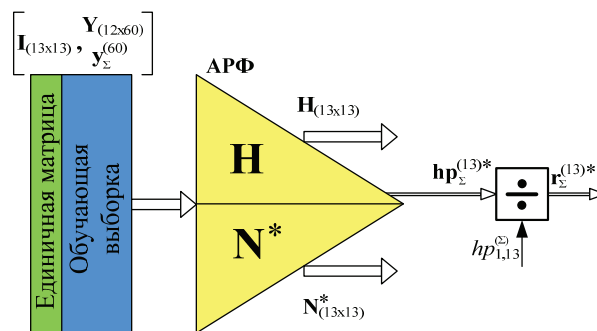


Рис. 3. Схема алгоритма (2) формирования весового вектора для суммарного канала на основе **АРФ**

Однако реализация трех 13-канальных **АРФ** есть неоправданно сложной. Поэтому разработана адаптивная система одновременной помехозащиты 3-х информационных каналов на основе одного параллельного **АРФ** [6] для технической реализации в опытном образце. На рис. 4 показана структура такого 15-канального 13-ступенчатого **АРФ** с 12-ю общими вспомогательными каналами и тремя информационными (суммарным и двумя разностными). Его основой является элементарный решетчатый фильтр (**ЭРФ**) – двухвходовой сумматор с перекрестными связями.

Соответствующий алгоритм формирования на его основе необходимых весовых векторов

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{(3 \times 15)}^* & \mathbf{0}_{(3 \times 15)}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(15 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(15 \times 13)}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{C},$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1/h p_{1,13}^{(\Sigma)} & 0 & 0 \\ 0 & 1/h p_{1,13}^{(\Delta 1)} & 0 \\ 0 & 0 & 1/h p_{1,13}^{(\Delta 2)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

описан ниже.

В (4)  $\mathbf{E}_{(3 \times 15)}^*$  – матрица, которая состоит из последних трех строк единичной матрицы  $\mathbf{I}_{(15 \times 15)}$ ; матрица  $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(15 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(15 \times 13)}^* \end{bmatrix}$  получена на выходе **АРФ** в результате его настройки (оценки параметров) по обучающей выборке

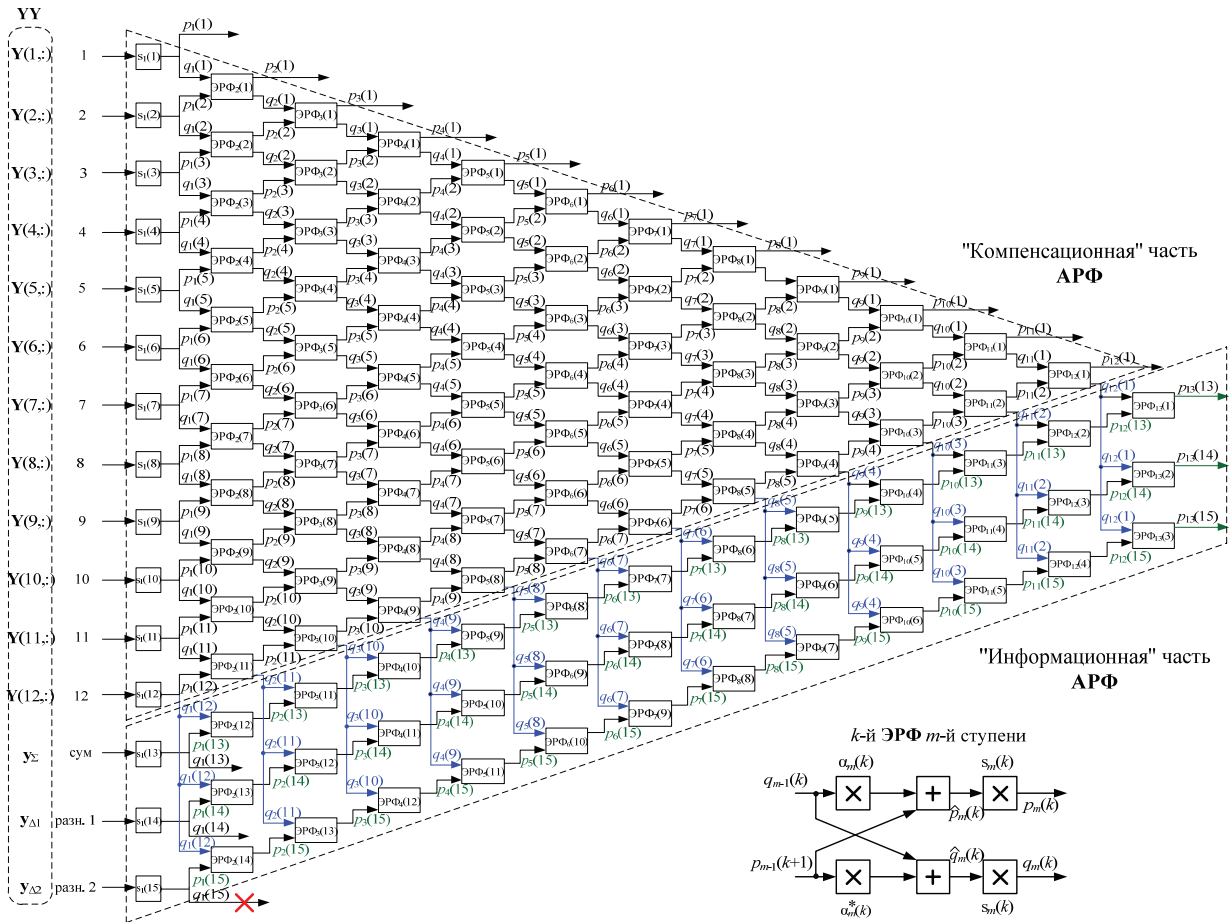


Рис. 4. Схема 15 – канального 13 – ступенчатого АРФ

$$\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)*} \end{bmatrix} \quad (5)$$

и "прогона" через него "специфической" единичной матрицы

$$\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{e}_{13}^* \\ \mathbf{e}_{13}^* \\ \mathbf{e}_{13}^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

Элементами диагональной матрицы  $\mathbf{C}$  (4) выступают множители, нормирующие последний элемент весовых векторов

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*} &= \mathbf{h}\mathbf{p}_{\Sigma}^* / \mathbf{h}\mathbf{p}_{1,13}^{(\Sigma)} = \left[ \mathbf{k}_{\Sigma}^*, 1 \right], \\ \mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*} &= \mathbf{h}\mathbf{p}_{\Delta 1}^* / \mathbf{h}\mathbf{p}_{1,13}^{(\Delta 1)} = \left[ \mathbf{k}_{\Delta 1}^*, 1 \right], \\ \mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*} &= \mathbf{h}\mathbf{p}_{\Delta 2}^* / \mathbf{h}\mathbf{p}_{1,13}^{(\Delta 2)} = \left[ \mathbf{k}_{\Delta 2}^*, 1 \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

Перейдем к описанию алгоритма адаптивной цифровой системы пространственной обработки сигналов на фоне маскирующих шумовых помех, кото-

рый реализуется в два этапа – основном (на «рабочем ходе») и подготовительном (на этапе вычисления весовых векторов после набора обучающей выборки).

На рис. 5 приведена схема алгоритма одновременного формирования матрицы  $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$  (2) весовых векторов на основе одного АРФ, показанного на рис. 4.

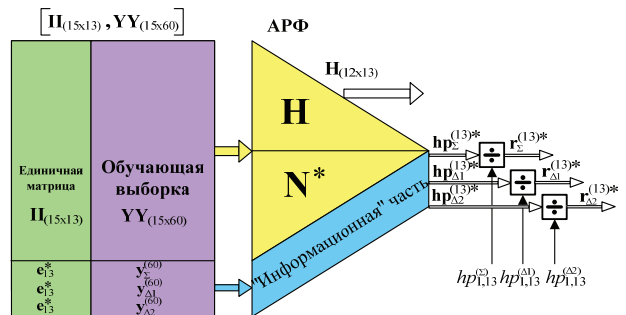


Рис. 5. Схема алгоритма (3) формирования матрицы весовых векторов  $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$  (2) на основе АРФ

Матрица весовых векторов  $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$  (2) формируется по следующей процедуре.

Обучающая  $15 \times 60$  выборка  $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)}$  (5) используется для оценки параметров (настройки) АРФ.

Одновременно с обучающей выборкой через оцененные параметры АРФ "прогоняется" матрица  $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$  (6), которая в оценке параметров АРФ не участвует. После первой ступени матрица  $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$  преобразуется в две подматрицы  $\mathbf{hp}_{(15 \times 13)}$  и  $\mathbf{hq}_{(15 \times 13)}$ .

После "прогона" матрицы  $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$  весовые векторы  $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$  получаются в последних трех строках матрицы  $\mathbf{hp}_{(15 \times 13)}$  после нормировки каждого из них на его последний (13-й) элемент.

1. По обучающей выборке  $\mathbf{YY}_{(15 \times 60)}$  (5), строки которой поступают на соответствующие входы АРФ (рис. 4), определяются множители  $s_1(\ell)$  ( $\ell \in 1, 15$ ) первой степени ( $m=1$ ) и параметры  $\alpha_m(\ell)$ ,  $\beta_m(\ell) = \alpha_m^*(\ell)$ ,  $s_m(\ell) = c_m(\ell)$  всех ЭРФ (рис. 4) его следующих ступеней ( $m \in 2, 13$ ;  $\ell \in 1, 15 - m + 1$ ). Процесс вычисления этих параметров называется настройкой АРФ [7].

2. Через настроенный АРФ с параметрами  $\alpha_m(\ell)$  и  $s_m(\ell)$ , полученными по обучающей выборке в предыдущем пункте, "прогоняется" единичная матрица  $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$  (рис. 6).

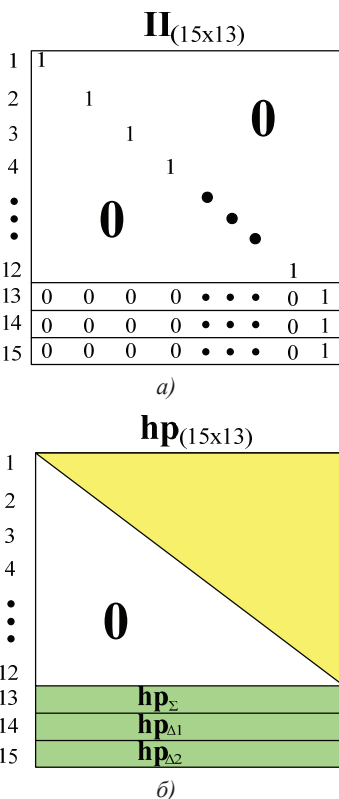


Рис. 6. Структура матриц  $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$  (а) на входе и  $\mathbf{hp}_{(15 \times 13)}$  (б) на выходе АРФ

На выходе АРФ формируется матрица  $\mathbf{hp}_{(15 \times 13)}$ , каждая из последних трех строк которой нормируется

на "свой" последний (13-й) элемент  $hp_{1,13}$ . Полученные после нормировки последние строки соответствуют весовым векторам для суммарного  $\mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*}$ , первого  $\mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*}$  и второго  $\mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*}$  разностных каналов. Эти весовые векторы используются в весовых сумматорах (рис. 1, 2).

3. Общая схема настройки АРФ по обучающей выборке  $\mathbf{YY}_{(15 \times 60)}$  (5).

Настройка должна определить

– 15 нормирующих множителей  $s_1(\ell)$  ( $\ell \in 1, 15$ ), первой ( $m=1$ ) ступени АРФ (рис. 4) – по выборке  $\mathbf{YY}_{(15 \times 60)}$ .

– параметры  $\alpha_m(\ell)$  и  $\beta_m(\ell) = \alpha_m^*(\ell)$   $\ell$ -го ( $\ell \in 1, 15 - m + 1$ ) ЭРФ  $m$ -й ( $m \in 2, 13$ ) ступени АРФ (рис. 4) – по выходным сигналам предыдущей ступени.

– нормирующие множители  $s_m(\ell) = c_m(\ell)$  ( $m \in 2, 13$ ;  $\ell \in 1, 15 - m + 1$ ) – по выходным сигналам соответствующего "ненормированного" ЭРФ.

## 2. ОПИСАНИЕ ОПЫТНОГО ОБРАЗЦА АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

Опытный образец (рис. 7) цифровой системы адаптивной защиты радиолокаторов от маскирующих шумовых помех выполнен на основе 15-входового 13-ступенчатого параллельного адаптивного решетчатого фильтра (рис. 4) на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС).

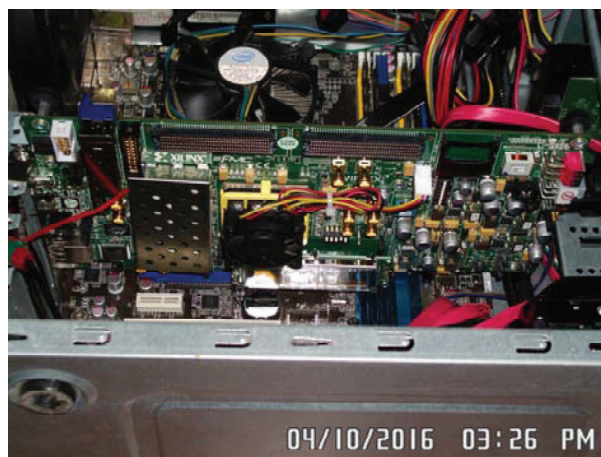


Рис. 7. Опытный образец

Требуемые в задачах обработки сигналов на фоне помех функции матриц, обратных корреляционным, в АРФ формируются без явного вычисления этих матриц, что обеспечивает важные практические преимущества по сравнению с традиционными методами. Например, АРФ сохраняет устойчивость в условиях ограниченной разрядной сетки [2].

Опытный образец обеспечивает одновременную защиту трех основных (информационных) каналов (суммарного и двух разностных) от 1–12 источников ШП 12-ю компенсационными каналами.

Для этого АРФ формирует набор из трех весовых векторов пространственной (межканальной) обработки  $\mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*}$ ,  $\mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*}$ ,  $\mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*}$ , как функции матриц, обратных корреляционным матрицам помехи, заданных в факторизованной форме.

Микросхема ПЛИС позволяет создавать системы на кристалле (SistemOnChip) для решения многочисленных классов задач, в частности, для реализации алгоритмов обработки сигналов с распараллеливанием процессов. В опытном образце на параллельных процессах реализована полная ступень АРФ, весовые сумматоры (скалярные переносители) и пр.

Для решения такого класса задач ПЛИС содержит следующие архитектурные блоки:

- сигнальные процессоры (до 2800 DSP процессоров на кристалле, реально задействовано в образце – 2080 DSP процессоров),
- блочная память суммарной емкости до 37 Мбайт – для хранения промежуточных данных в процессе обработки сигналов;
- 485 тысяч логических элементов – для построения схем межблочного обмена;
- развитую систему интерфейсов, включая современные последовательные гигабитные интерфейсы, в частности PCIe xpress 8 lane;
- развитую структуру скоростной синхронизации блоков с малым перекосом фаз;
- блоки ввода/вывода с поддержкой многочисленных современных сигнальных стандартов.

Все параллельные структуры DSP обработки имеют тактовую частоту 200 МГц, что позволило обеспечить время пространственной фильтрации (скалярного произведения векторов) в одном элементе дальности, равное 5 нс.

Кроме памяти, встроенной в микросхему, плата опытного образца имеет высокоскоростное оперативное запоминающее устройство типа DDR3 (емкостью 1 ГБ), память начальных настроек EEPROM (1КБ).

Для программирования и отладки программного обеспечения используется последовательный интерфейс JTAG.

Обмен данными осуществляется через встроенный в микросхему процессора интерфейс PCI Express 8-lane.

Модификация (перепрограммирование) ПЛИС возможна из дополнительного накопителя флэш-памяти FLASH (128 МБ).

Через разъемные соединения FMC возможно подключение дополнительных мезонинных модулей стандарта FMC.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ОПЫТНОГО ОБРАЗЦА

Иллюстрируются видом экрана ИКО РЛС 10-см диапазона до (а) и после (б) компенсации шумовых помех от  $n = 5$  (рис. 8) и  $n = 10$  (рис. 9) точечных внешних источников. Видно, что при выключенной системе защиты (а) шумовые помехи маскируют полезные сигналы и отметки воздушных целей обнаружить практически невозможно, тогда как после ее включения они уверенно обнаруживаются.

Результаты предварительных испытаний опытного образца на основе АРФ по смоделированным шумовым помехам и цифровым записям реальных шумовых помех показали существенный выигрыш в эффективности помехозащиты по сравнению со штатными системами существующих РЛС, в частности, цифровым автокомпенсатором (ЦАК) с корреляционными обратными связями и градиентным алгоритмом настройки весовых коэффициентов [1, 8].

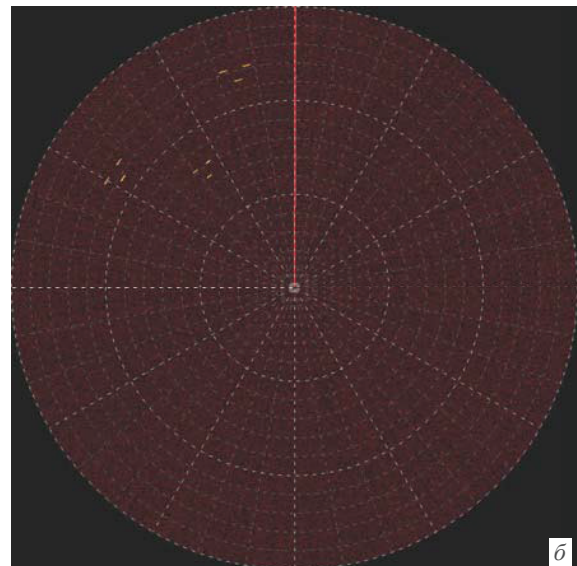
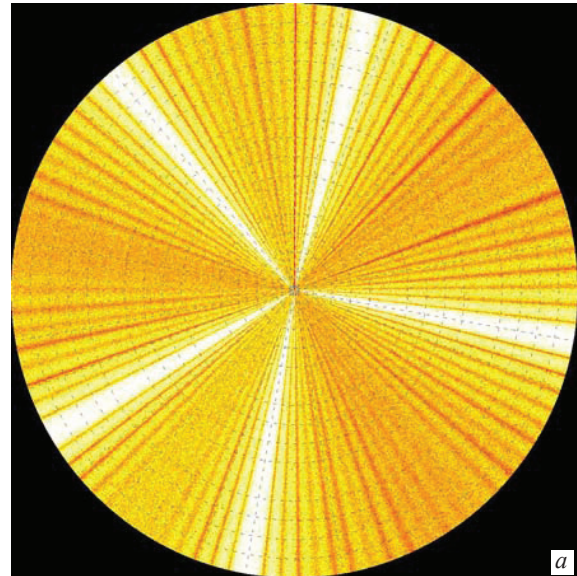


Рис. 8. Экран ИКО до (а) и после компенсации (б)

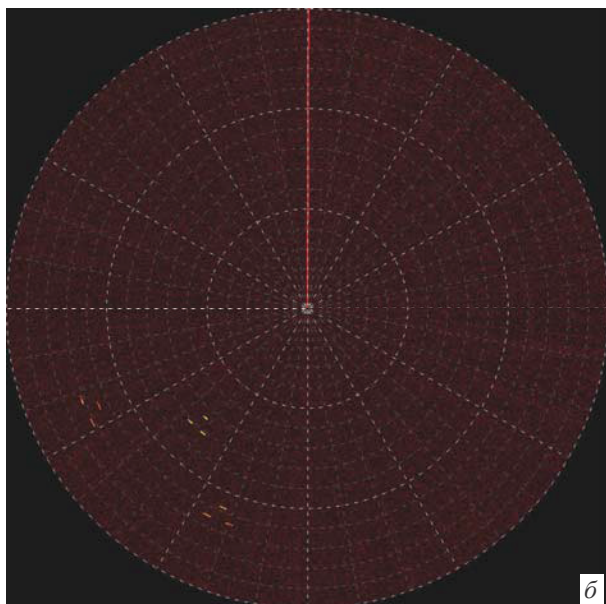
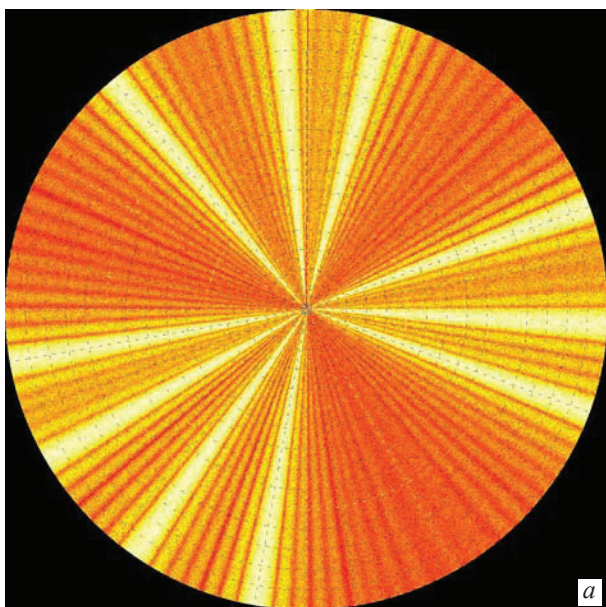


Рис. 9. Экран ИКО до (а) и после компенсации (б)

Так, на рис. 10 показаны зависимости средних потерь

$$\bar{\chi} = \frac{\bar{\mu}}{\mu} \leq 1, \quad \mu = \left| \mathbf{x}^* \cdot \hat{\mathbf{r}} \right|^2 / \hat{\mathbf{r}}^* \cdot \hat{\Phi} \cdot \hat{\mathbf{r}}, \quad \mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}, \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}, \quad \hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1},$$

выходного отношения сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ)  $\hat{\mu}$  адаптивного фильтра с импульсной характеристикой (ИХ)  $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$  по сравнению с максимальным ОСПШ  $\mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}$  оптимального фильтра с ИХ (весовым вектором)  $\mathbf{r} = \Psi \cdot \mathbf{x}$  в гипотетических условиях полной априорной определенности от объема обучающей выборки  $K$  смоделированных шумовых помех, создаваемых  $n=4$  источниками, действующими в области боковых лепестков ДН ФАР, при

отношении помеха/шум в основном (суммарном) канале  $h_0 = 30$  дБ. Здесь  $\Psi = \Phi^{-1}$  – матрица, обратная корреляционной матрице помехи (КМ)  $\Phi$ ,  $\mathbf{x}$  – вектор пространственного сигнала (фазового распределения на апертуре).

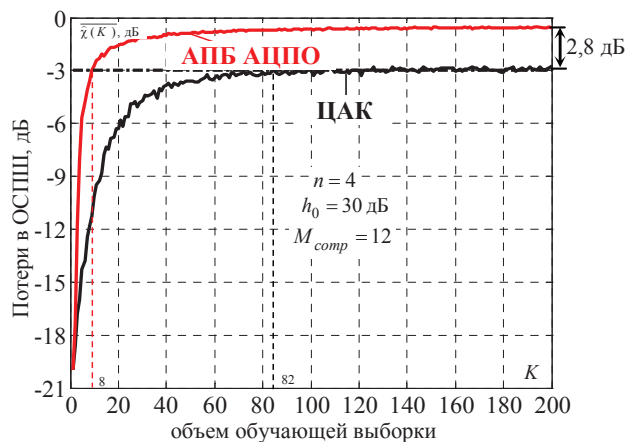


Рис. 10. Зависимость потерь в ОСПШ от объема обучающей выборки

Анализ рис. 10 показывает, что опытный образец на основе АРФ в переходном режиме обеспечивает быстрое действие адаптации ( $K=8$ ), определяемое объемом выборки  $K$ , при котором потери ОСПШ  $\bar{\chi}(K)$  не превышают 3 дБ, на порядок выше, чем ЦАК ( $K=82$ ).

Это обусловлено тем, что скорость сходимости градиентных алгоритмов (ЦАК), в отличие от квазиньютоновских алгоритмов, определяется спектром (совокупностью собственных значений) КМ помех его вспомогательных каналов. Эта КМ и, следовательно, ее спектр зависят от числа, интенсивности и взаимного расположения источников помех.

Кроме того, в установившемся режиме обеспечивается также выигрыш в ОСПШ, равный 2,8 дБ.

Рис. 11 иллюстрирует существенный выигрыш  $\Delta = k_{p\text{ОпОбр}} - k_{p\text{ЦАК}}$  (в дБ) в коэффициенте подавления  $k_p$  опытного образца по сравнению с ЦАК в испытаниях по ШП, создаваемых тремя постановщиками для метровой РЛС. При этом опытный образец

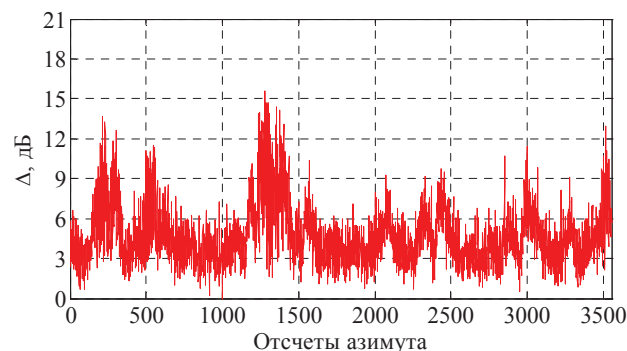


Рис. 11. Выигрыши в коэффициенте подавления

настраивался по обучающей выборке объемом  $K = 16$ , а ЦАК – по  $K = 55$ , количественно компенсационных каналов –  $M_{comp} = 3$ . Видно, что в зависимости от азимута направления визирования он составляет от 3 до 15 дБ.

Таким образом, внедрение созданного опытного образца адаптивной цифровой пространственной обработки сигналов на фоне маскирующих шумовых помех в существующие и новые РЛС позволит обеспечить рекордные на сегодняшний день показатели эффективности адаптации.

#### Литература

- [1] *Рябуха В.П.* Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 1. Корреляционные автокомпенсаторы на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации – Х.: Прикладная радиоэлектроника. – 2016. – Т. 15, № 1 – С. 11–25.
- [2] *Рябуха В.П.* Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 2. Квазиньютоновские корреляционные автокомпенсаторы. Адаптивные решетчатые фильтры. – Х.: Прикладная радиоэлектроника. – 2016. – Т. 15, № 2. – С. 88–99.
- [3] *Рябуха В.П.* Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 3. Математическая модель системы пространственной обработки сигналов в РЛС с двумерной плоской ФАР – Х.: Прикладная радиоэлектроника. – 2016. – Т. 15, № 4. – С. 301–315.
- [4] *Рябуха В.П.* Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 4. Выбор количества, структуры и месторасположения компенсационных модулей в РЛС с плоской ФАР – Х.: Прикладная радиоэлектроника. – 2017. – Т. 16, № 1. – С. 11–25.
- [5] *Леховицкий Д.И.* Адаптивные решетчатые фильтры. Часть I. Теория решетчатых структур II. / *Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманский* // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 4. – С. 381–404.
- [6] Патент на корисну модель №112834 «Система захисту основних (інформаційних) каналів від шумових завод» від 26.12.2016, власник – Харківський національний університет радіоелектроніки, винахідники: Д.І. Леховицький, В.П. Рябуха, А.В. Семеняка, Є.А. Катюшин.
- [7] *Леховицкий Д.И.* Адаптивные решетчатые фильтры. Част. II. Алгоритмы настройки АРФ / *Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманский* // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 4. – С. 405–418.
- [8] Радиоелектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ *Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко, Д.И. Леховицкий, С.П. Леценко, Ю.И. Посев, А.И. Николаев, С.А. Горшков, С.В. Москвитин, В.М. Орленко* / Под ред. *Я.Д. Ширмана*. – М.: Радиотехника. – 2007. – 512 с.

Поступила в редколлегию 20.12.2017



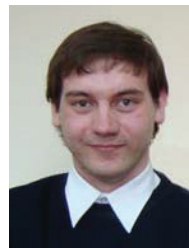
**Леховицкий Давид Исаакович**, докт. техн. наук, профессор, начальник отделения Государственного предприятия «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-Радиолокация». Область научных интересов – адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех в информационных системах различного назначения.



**Рябуха Вячеслав Петрович**, канд. техн. наук, доцент, заместитель начальника отделения Государственного предприятия «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-Радиолокация». Область научных интересов – радиолокационные системы, обнаружение и измерение параметров сигналов на фоне помех.



**Семеняка Андрей Викторович**, канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник Государственного предприятия «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-Радиолокация». Область научных интересов – унифицированные процессоры и системы адаптивной обработки сигналов на фоне помех.



**Катюшин Евгений Анатольевич**, научный сотрудник Государственного предприятия «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-Радиолокация». Область научных интересов – моделирование адаптивных систем пространственно-временной обработки сигналов на фоне помех.



**Гриценко Виктор Николаевич**, главный специалист научно-технического центра Казенного предприятия "Научно-производственный комплекс "Искра". Область научных интересов – программирование цифровых сигнальных процессоров и программируемых логических интегральных схем.

УДК 621.396.965:621.391.26

**Адаптивні системи захисту РЛС від шумових завод.**  
**5. Дослідний зразок системи заводозахисту / Д.І. Леховицький, В.П. Рябуха, А.В. Семеняка, Є.А. Катюшин, В.М. Гриценко** // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2017. – Том 16, №3, 4. – С. 97–105.

П'ята стаття циклу статей по адаптивних системах захисту РЛС від маскувальних шумових завод. Описується дослідний зразок системи адаптивної цифрової просторової обробки сигналів на тлі маскувальних шумових завод на основі адаптивного решітчастого фільтра, виконаний на базі



логічної інтегральної схеми, що програмується, наводяться результати попередніх випробувань.

*Ключові слова:* дослідний зразок, шумові завади, логічна інтегральна схема, що програмується, випробування.

Іл.: 11 Бібліогр.: 08 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

**Adaptive radar noise jamming protection systems. 5. Exploratory model of a jamming protection system.** / D.I. Lekhovitskiy, V.P. Riabukha, A.V. Semenyaka, E.A. Katyushin, V.M. Grytsenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. – Vol. 16, № 3, 4. – P. 97–105.

This article is the fifth one of a series of articles devoted to adaptive radar masking noise jamming protection systems. An exploratory model of the system, is described that is based on an adaptive lattice filter made on the base of a programmable logic integral circuit, for adaptive digital space processing of signals embedded in masking noise jamming. Results of pre-testing are given.

*Keywords:* exploratory model, noise jamming, programmable integral circuit, testing

Fig.: 11. Ref.: 08 items.