

АДАПТИВНЫЕ РЕШЕТЧАТЫЕ ФИЛЬТРЫ. ЧАСТЬ II. АЛГОРИТМЫ НАСТРОЙКИ АРФ

Д.И. ЛЕХОВИЦКИЙ, Д.С. РАЧКОВ, А.В. СЕМЕНЯКА, В.П. РЯБУХА, Д.В. АТАМАНСКИЙ

Обосновываются алгоритмы адаптивной настройки решетчатых фильтров (**РФ**) по входным данным различного вида — заданным оценочным корреляционным матрицам (**КМ**), произвольным “корням” из них, корректирующим векторам при обработке в “скользящем по дальности (времени)” окне. Разрабатывается общая методика настройки, в рамки которой укладываются как известные, так и новые алгоритмы. Анализируются особенности учета априорной информации в процессе настройки **АРФ**, регуляризованные и рекуррентные алгоритмы настройки. Демонстрируются результаты практического использования **АРФ**, реализованных на современной элементной базе.

Ключевые слова: адаптивная пространственно-временная обработка, оценочная корреляционная матрица, адаптивные обесвешивающие (обращающие) фильтры, априорная информация, регуляризация, рекуррентные алгоритмы.

ВВЕДЕНИЕ

Данная статья продолжает статью [57], в которой изложена теория многоступенчатых обесвешивающих и обращающих решетчатых фильтров — основных элементов различных систем пространственно-временной обработки сигналов на фоне гауссовых помех. Примеры таких систем, роль и место в них обесвешивающих и обращающих фильтров, в том числе — решетчатых, приведены в разд. 1 [57].

Такие системы, как правило, работают в условиях ограниченной априорной информации о статистических характеристиках входных воздействий, в частности, о параметрах используемых для их описания законов распределения вероятностей. Такая (параметрическая) априорная неопределенность обычно преодолевается на основе адаптивного байесова подхода [58, 59], в соответствии с которым априори неизвестные значения параметров распределений и, тем самым, параметров систем обработки, предварительно синтезированных для этих распределений в гипотетических условиях полной априорной определенности, заменяются их оценками того или иного вида, формируемыми по обучающим выборкам конечного объема. Построенные на основе этих оценок системы обработки называются адаптивными.

В данной статье рассматриваются адаптивные решетчатые фильтры (**АРФ**), в роли параметров которых выступают их оценки, формируемые по исходным данным различного вида. Процесс формирования этих оценок мы называем (адаптивной) настройкой **АРФ**, а используемые при этом алгоритмы — алгоритмами настройки.

Статья включает в себя 5 разделов и заключение. В разд. 1 рассматривается общая схема адаптивной настройки **АРФ** по исходным данным различного вида. В разд. 2 приводятся алгоритмы настройки по заданной **КМ** и способы учета ее возможной структурной специфики. В разд. 3 синтезируется “базовый” алгоритм (**БАРФ**) настройки **АРФ** по произвольным “корням” оце-

ночных **КМ**, в частности, непосредственно по обучающей выборке или ее “регуляризованным” модификациям. В разд. 4 описываются новые алгоритмы рекуррентной корректировки параметров **АРФ** по вновь поступающей информации с повышенной эффективностью и меньшей вычислительной сложностью, чем известные. В разд. 5 приводятся примеры практического использования предложенных **АРФ**, реализованных на современной цифровой элементной базе. В Заключении формулируются основные выводы по статье.

Изложение существенно опирается на теорию, изложенную в первой части [57] данной статьи, используются те же обозначения, которые для экономии места повторно не раскрываются, перед номерами цитируемых формул, рисунков, таблиц [57] ставится цифра 1 с точкой.

1. ОБЩАЯ СХЕМА АДАПТИВНОЙ НАСТРОЙКИ АРФ

А. Настроить N -входовый **АРФ** (рис. 1.13, 1.17) означает сформировать по $N \times L$ матрице **исходных данных** $\mathbf{U} = \{u_{\nu\mu}\}_{\nu=1, \mu=1}^{N, L}$ такие параметры

$$s_1(\ell), \ell \in 1, N; \quad (1a)$$

$$\alpha_i(\ell), |\alpha_i(\ell)|^2 < 1, s_i(\ell), i \in 2, \text{zz}, \ell \in 1, N+1-i,$$

образующих его **ЭРФ** (рис. 1.12), при которых неявно определяемые ими $N \times N$ треугольные блоки **H** и **N*** матрицы (1.54в) **W**

$$\mathbf{W}_1 = \begin{matrix} & & & 0 \\ & & & \mathbf{H} \\ & & & \mathbf{N}^* \\ & & & 0 \end{matrix} = \mathbf{D}_N \cdot \mathbf{D}_{n-1} \cdots \mathbf{D}_3 \cdot \mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{G}_1, \quad (16)$$

удовлетворяют заданным требованиям.

Б. Исходными данными могут быть:

- эрмитовы положительно определенные матрицы, в частности, оценочные **КМ** различного вида

$$\mathbf{U} = \tilde{\Phi} = \{\hat{\varphi}_{ij}\}_{i,j=1}^N, \quad L = N; \quad (2)$$

- произвольные $N \times L$ "корни" из них

$$\mathbf{U} = \mathbf{T} = \{t_{ij}\}_{i=1, j=1}^{N, L}; \quad \mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^* = \tilde{\Phi}; \quad (3)$$

- $N \times n$ корректирующие матрицы

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} = \{z_j\}_{j=1}^n, \quad \mathbf{z}_j = \{z_i^{(j)}\}_{i=1}^N, \quad (4)$$

учитывающие возможное изменение исходных данных во времени.

Основным требованием к треугольным блокам \mathbf{H} и \mathbf{N}^* МИХ (16) АРФ (рис. 1.13, а, 1.17, а) является выполнение равенств

$$\mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* = \tilde{\Psi} = \tilde{\Phi}^{-1} \quad (5a)$$

для выбранной оценочной матрицы $\tilde{\Phi}$. Возможны также алгоритмы настройки, при которых треугольные блоки МИХ (16) удовлетворяют требованиям, обусловленным заданной спецификой структуры непосредственно матрицы

$$\tilde{\Psi} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^*, \quad \tilde{\Phi} = \tilde{\Psi}^{-1}. \quad (5b)$$

Б. Общая схема настройки АРФ показана на рис. 1.

Здесь предусматриваются этапы инициализации и последовательной настройки ступеней АРФ. На этапе инициализации по матрице исходных данных $\mathbf{U} = \{u_{\nu\mu}\}_{\nu=1, \mu=1}^{N, L}$ в блоке оценки (БО) оцениваются нормирующие множители $s_i(\ell)$ ($\ell \in 1, N$) первой ступени, после чего она преобразуется в $2 \cdot N \times L$ блочную матрицу $\Theta_1 = \{\Theta_1(\ell)\}_{\ell=1}^N = \mathbf{V} \cdot \mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{U}$ с $2 \times L$ блоками

$$\Theta_1(\ell) = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1^*(\ell) \\ \mathbf{q}_1^*(\ell) \end{bmatrix} = s_1(\ell) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{p}}_1^*(\ell) \\ \tilde{\mathbf{q}}_1^*(\ell) \end{bmatrix}, \quad (6a)$$

$$\tilde{\mathbf{p}}_1^*(\ell) = \tilde{\mathbf{q}}_1^*(\ell) = \mathbf{u}_\ell^* = \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{U}, \quad \ell \in 1, N,$$

где \mathbf{u}_ℓ^* – ℓ -я L -мерная строка $N \times L$ матрицы \mathbf{U} .

Процедура последовательной настройки ступеней АРФ включает в себя два этапа. На первом из них по преобразованным в предыдущих ступенях исходным данным в соответствующих БО оцениваются параметры $\alpha_i(\ell)$, $s_i(\ell)$, ($\ell \in 1, N_i$, $N_i = N + 1 - i$) ЭРФ настраиваемой (i -й, $i \in 2, zz$) ступени. На втором этапе (после их оценки) входные данные преобразуются в "настроенных" ЭРФ и используются в качестве входных для настройки следующей ступени.

В. Алгоритмы первого этапа зависят от используемых исходных данных и способа учета априорной информации о специфике структуры КМ входных воздействий и конкретизируются

ниже. Алгоритм второго этапа одинаков во всех случаях и включает в себя:

- преобразование $2 \times L$ матриц

$$\Omega_{i-1}(\ell) = \{\omega_{i-1,k}(\ell)\}_{k=1}^L = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{i-1}^*(\ell) \\ \mathbf{p}_{i-1}^*(\ell+1) \end{bmatrix} \text{ на входах "настроенного" } \ell\text{-го } (\ell \in 1, N_i) \text{ двухвходового ЭРФ } i\text{-й } (i \in 2, zz) \text{ ступени в } 2 \times L \text{ матрицы}$$

строеного" ℓ -го ($\ell \in 1, N_i$) двухвходового ЭРФ i -й ($i \in 2, zz$) ступени в $2 \times L$ матрицы

$$\tilde{\Theta}_i(\ell) = \{\tilde{\sigma}_{i-1,k}(\ell)\}_{k=1}^L = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{p}}_i^*(\ell) \\ \tilde{\mathbf{q}}_i^*(\ell) \end{bmatrix} = \mathfrak{E}_i(\ell) \cdot \Omega_{i-1}(\ell), \quad (6b)$$

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{p}}_i^*(\ell) = \mathbf{p}_{i-1}^*(\ell+1) + \alpha_i(\ell) \cdot \mathbf{q}_{i-1}^*(\ell), \\ \tilde{\mathbf{q}}_i^*(\ell) = \mathbf{q}_{i-1}^*(\ell) + \alpha_i^*(\ell) \cdot \mathbf{p}_{i-1}^*(\ell+1); \end{cases}$$

- нормирование этих матриц (векторов), т.е. их преобразование в $2 \times L$ матрицы

$$\Theta_i(\ell) = \{\sigma_{i-1,k}(\ell)\}_{k=1}^L = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_i^*(\ell) \\ \mathbf{q}_i^*(\ell) \end{bmatrix} = s_i(\ell) \cdot \tilde{\Theta}_i(\ell), \quad (6b)$$

$$\mathbf{p}_i^*(\ell) = s_i(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_i^*(\ell), \quad \mathbf{q}_i^*(\ell) = s_i(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_i^*(\ell)$$

на выходах ℓ -го ЭРФ i -й ($i \in 2, zz$) ступени.

Рассмотрим кратко особенности алгоритмов первого этапа настройки при различных способах задания исходных данных.

2. НАСТРОЙКА АРФ ПО ЗАДАННОЙ КМ [1]

А. Исходными данными $\mathbf{U} = \{u_{\nu\mu}\}_{\nu=1, \mu=1}^{N, L}$ в этом случае является произвольная эрмитова $N \times N$ матрица $\Phi = \{\phi_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^N$. Это может быть, в частности, оценка максимального правдоподобия (МП оценка)

$$\tilde{\Phi} = \{\phi_{i,j}\}_{i,j=1}^N = K^{-1} \cdot \mathbf{A}, \quad (7a)$$

$$\mathbf{A} = \{a_{i,j}\}_{i,j=1}^N = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad K \geq N,$$

эрмитовой КМ общего вида [2], или МП оценка [3]

$$\tilde{\Phi}_n = K^{-1} \mathbf{A}_n, \quad \mathbf{A}_n = 1/2 \cdot (\mathbf{A} + \mathbf{\Pi} \mathbf{A}^* \mathbf{\Pi}), \quad (7b)$$

$$\mathbf{\Pi} = \sum_{i=1}^N \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}_{N+1-i}^*, \quad K \geq N/2$$

эрмитовой персимметричной КМ (1.63), или их регуляризованные разновидности [4]

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_r &= \beta_o \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{A} \quad (a), \\ \mathbf{A}_{rp} &= \beta_n \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{A}_n \quad (b), \quad \beta_o, \beta_n > 0, \end{aligned} \quad (8)$$

сформированные по классифицированной обучающей выборке объема K

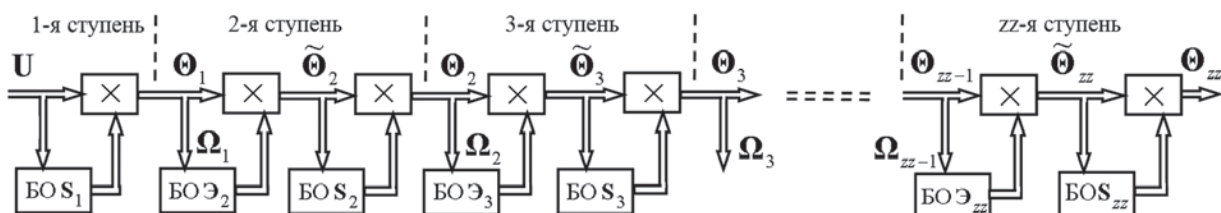


Рис. 1. Общая схема адаптивной настройки АРФ

$$\mathbf{Y} = \{ \mathbf{y}_i \}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = \{ y_\ell^{(i)} \}_{\ell=1}^N \sim CN(0, \Phi),$$

$$\overline{y_i \cdot y_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \quad i, j \in 1, K \end{cases} \quad (9)$$

гауссовых взаимно независимых N -мерных векторов \mathbf{y}_i с нулевым средним и **КМ** Φ .

В соответствии с (1.51a) в этом случае

$$s_1(\ell) = \varphi_{\ell\ell}^{-1/2}, \quad \ell \in 1, N, \quad (10a)$$

а для параметров **ЭРФ** справедливы равенства [1]

$$\alpha_i(\ell) = -\frac{p_{i-1,\ell}(\ell+1)}{q_{i-1,\ell}(\ell)}, \quad i \in 2, \text{zz}, \quad \ell \in 1, N+1-i, \quad (10b)$$

$$s_i(\ell) = \left(1 - |\alpha_i(\ell)|^2\right)^{-1/2} = \left(\frac{q_{i-1,\ell}(\ell)}{\tilde{q}_{i,\ell}(\ell)}\right)^{1/2},$$

где $\mathbf{p}_i^*(\ell) = \{ p_{ik}(\ell) \}_{k=1}^N$ и $\mathbf{q}_i^*(\ell) = \{ q_{ik}(\ell) \}_{k=1}^N$ – N -мерные векторы-строки (2.6) на выходах ℓ -го **ЭРФ** i -й ступени **АРФ** (рис. 1.8, а, 1.12, а).

Процедура (10б) выполняема до конца (до $i = \text{zz} \leq N$), если

$$|\alpha_i(\ell)|^2 < 1 \quad \text{для всех } i \in 2, \text{zz}, \quad \ell \in 1, N+1-i. \quad (10в)$$

Нарушение этих условий автоматически “останавливает” процедуру настройки из-за невозможности вычислить действительные нормирующие множители $s_i(\ell)$, сигнализируя о том, что матрица исходных данных $\Phi = \{ \varphi_{\ell m} \}_{\ell, m=1}^N$ вырождена ($|\alpha_i(\ell)|^2 = 1$) и ее ранг $\text{rank} = i_0 - 1$, где i_0 – номер ступени, в которой произошел “останов” (см. п. 1.3.2.А). При $|\alpha_i(\ell)|^2 > 1$ эта матрица не является положительно определенной и “строго несингулярной” и поэтому не может быть **КМ** физически реального случайного процесса. В частности, последнее неравенство невозможно, если в роли этой матрицы выступают оценки (7), (8) на основе “пакета” \mathbf{Y} обучающих выборок со свойствами (9).

Б. На рис. 2 показаны **БО** параметров **ЭРФ** и преобразование в них входных воздействий при обоих способах (10б) вычисления множителей $s_i(\ell)$. Как показано в [1, 5], второй способ предпочтительнее общеупотребительного первого [6–9] из-за более высокой численной устойчивости соответствующей процедуры настройки.

На рис. 3, а показана схема настройки первой и второй ступеней $N = 5$ – входового **АРФ** по заданной эрмитовой матрице общего вида.

Цифрами на входах обозначены диагональные и поддиагональные элементы входной матрицы, полностью ее определяющие и достаточные для настройки **АРФ**, цифрами во второй ступени обозначены номера **ЭРФ** в ней, настраиваемых по схемам рис. 2. Остальные ступени настраиваются аналогично.

На рис. 3, б, в показаны аналогичные схемы настройки $N = 5$ – входового **АРФ** по заданным эрмитовой персимметричной (б) и теплицевой

(в) матрицам. В первой из них (б) учтены вытекающие из (1.63), (1.64) (1.54) равенства

$$s_1(\ell) = s_1(N+1-\ell), \quad \ell \in 1, N, \quad \varepsilon_m(\ell) = \varepsilon_m(N_m+1-\ell),$$

$$m \in 2, N; \quad \ell \in 1, N; \quad N_m = N+1-m. \quad (11)$$

а во второй (в) – равенства (см. (1.66))

$$s_1(\ell) = s_1(1) = s_1, \quad \ell \in 1, N; \quad (12)$$

$$\alpha_i(\ell) = \alpha_i(1) = \alpha_i, \quad s_i(\ell) = s_i(1) = s_i, \quad i \in 2, N.$$

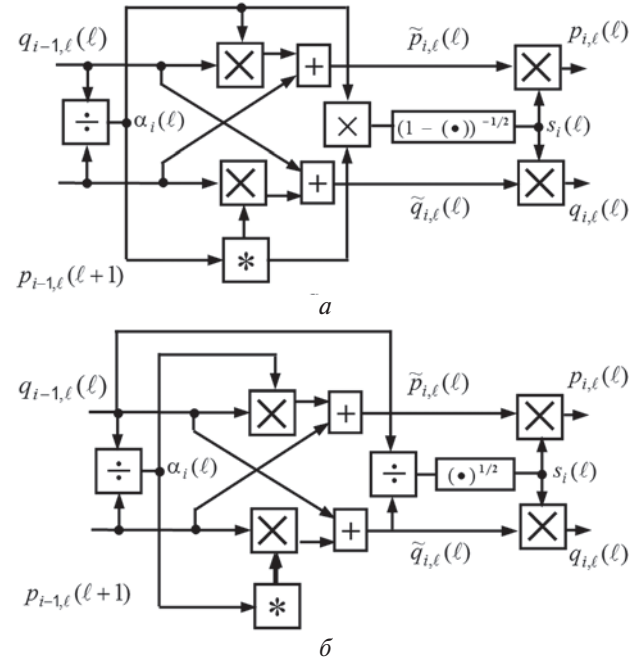


Рис. 2. Настройка **ЭРФ** по входным (а) и входным–выходным (б) данным

Видно, что специфика входной матрицы $\Phi = \{ \varphi_{\ell m} \}_{\ell, m=1}^N$, связанная с уменьшенным числом определяющих ее параметров, проявляется в простом уменьшении числа непосредственно оцениваемых параметров в рамках единой схемы рис. 3, а и, тем самым, в уменьшении объема вычислений. Настроенный **АРФ** позволяет эффективно вычислять различные функции обратной матрицы без ее явного формирования [7, 9–14], что экономит вычисления из-за исключения операций перемножения сомножителей и может резко повысить точность решения [1]. В связи с этим **АРФ** зачастую предпочтительнее других методов решения задач линейной алгебры с матрицами различной структуры [11–14].

В. Настройка **АРФ** по явно заданным матрицам, в частности, оценочным **КМ** вида (7) – (9), не единственна и в типичных для задач адаптивной обработки ситуациях, когда сами эти **КМ** не требуются, неоправданна. В этих условиях более приемлемы алгоритмы настройки **АРФ** по корням оценочных $N \times N$ **КМ** $\hat{\Phi}$, под которыми понимаются любые $N \times L$ матрицы $\mathbf{U} = \{ u_{ij} \}_{i=1, j=1}^{N, L}$, удовлетворяющие равенству

$$\mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^* = \hat{\Phi}. \quad (13)$$

В частности, применительно к оценкам (7) – (9) ему удовлетворяют матрицы

$$U = U_1 = Y = \{y_i\}_{i=1}^K, L = K \quad (a),$$

$$U = U_2 = 2^{-1/2} \cdot \{U_1, \Pi \cdot U_1^*\}, L = 2 \cdot K \quad (б),$$

$$U = U_3 = \{U_1, \sqrt{\beta_o} I_N\}, L = K + N \quad (a),$$

$$U = U_4 = 2^{-1/2} \cdot \{U_2, \sqrt{\beta_{II}} I_N\}_{i=1}^K, L = 2 \cdot K + N \quad (б),$$

составленные из обучающих векторов (9) и столбцов скалярных матриц – регуляризаторов. Остановимся на особенностях настройки АРФ в этом случае.

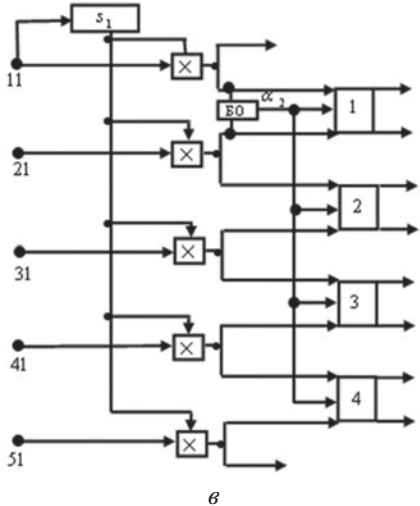
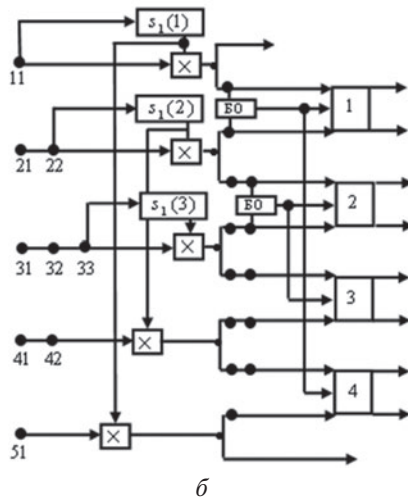
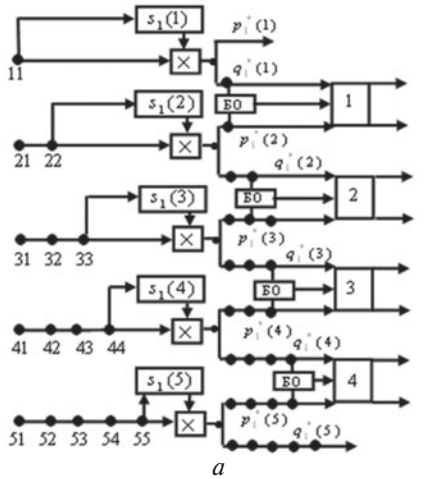


Рис. 3. Настройка по эрмитовой КМ общего вида (а), настройка АРФ по эрмитовым персимметричным (б) и теплицевым (в) матрицам

3. НАСТРОЙКА ПО КОРНЯМ ОЦЕНОЧНЫХ КМ

Для обоснования алгоритмов настройки АРФ в этом случае формализуем требования к параметрам ЭРФ [5]. С этой целью рассмотрим 2×2 матрицу

$$F_{i-1,i}(\ell) = \left\{ \overline{\varphi_{mn}^{(i-1,i)}} \right\}_{m,n=1}^2 = \overline{\omega_{i-1,k}(\ell) \cdot \sigma_{i,k}^*(\ell)} = F_{i-1,i-1}(\ell) \cdot \mathfrak{A}_i^*(\ell), \quad i \in 2, \text{zz}, \quad (16)$$

где

$$F_{i-1,i-1}(\ell) = \overline{\omega_{i-1,k}(\ell) \cdot \omega_{i-1,k}^*(\ell)} = \begin{bmatrix} 1 & \varphi_{21}^{(i-1,i-1)*} \\ \varphi_{21}^{(i-1,i-1)} & 1 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\varphi_{21}^{(i-1,i-1)} = \overline{p_{i-1,k}(\ell+1) \cdot q_{i-1,k}^*(\ell)}$$

– 2×2 КМ векторов $\omega_{i-1,k}(\ell), k \in 1, L$ (2.6) на входе ℓ -го ЭРФ i -й ступени АРФ.

Равенство единице ее диагональных элементов вытекает из равенства (1.51а)

$$s_i^2(\ell) \cdot |u_\ell|^2 = s_i^2(\ell) \cdot \varphi_{\ell\ell} = 1, \quad \ell \in 1, N, \quad (18)$$

и требования (1.57) к нормирующим множителям $s_{i-1}(\ell)$ на выходах ЭРФ ($i-1$ -й (выходах ЭРФ i -й) ступени. Требование взаимной декорреляции процессов на выходах и регулируемых входах ЭРФ i -й ступени, т. е. равенства $\varphi_{11}^{(i-1,i)} = \varphi_{22}^{(i-1,i)} = 0$, как следует из (17), выполняются при

$$\alpha_i(\ell) = -\overline{\varphi_{21}^{(i-1,i-1)}} = -\overline{p_{i-1,k}(\ell+1) \cdot q_{i-1,k}^*(\ell)}, \quad i \in 2, \text{zz}. \quad (19)$$

При этом взаимная КМ (16) входных и выходных векторов ЭРФ

$$F_{i-1,i}(\ell) = F_{i-1,i-1}(\ell) \cdot \mathfrak{A}_i^*(\ell) = c \cdot \Pi_2, \quad c = 1 - |\alpha_i(\ell)|^2 = 1 - |\varphi_{21}^{(i-1,i-1)}|^2, \quad (20)$$

откуда следует, что 2×2 КМ выходных векторов ЭРФ после нормирования равна

$$\overline{\sigma_{i,k}(\ell) \cdot \sigma_{i,k}^*(\ell)} = s_i^2(\ell) \cdot \mathfrak{A}_i(\ell) \cdot F_{i-1,i}(\ell) = s_i^2(\ell) \cdot c \cdot \mathfrak{A}_i(\ell) \cdot \Pi_2 = s_i^2(\ell) \cdot c \cdot \begin{bmatrix} 1 & \alpha_i(\ell) \\ \alpha_i^*(\ell) & 1 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Мощности компонент этих векторов будут равны единице, если $s_i^2(\ell) \cdot c = 1$, откуда

$$s_i(\ell) = c^{-1/2} = \left(1 - |\varphi_{21}^{(i-1,i-1)}|^2\right)^{-1/2} = \left(1 - |\alpha_i(\ell)|^2\right)^{-1/2} = \left(|\tilde{p}_{i,k}(\ell)|^2\right)^{-1/2} = \left(|\tilde{q}_{i,k}^*(\ell)|^2\right)^{-1/2}. \quad (22)$$

Как следует из (20), (22),

$$\Pi_2 \cdot s_i(\ell) \cdot \mathfrak{A}_i(\ell) = \Pi_2 \cdot \mathfrak{A}_{ni}(\ell) = c^{1/2} \cdot F_{i-1,i-1}^{-1}(\ell),$$

поэтому каждый ЭРФ представляет собой обрабатывающий 2×2 фильтр, искомые параметры ко-

торого (19), (22) определяются элементами 2×2 матрицы (17). В условиях априорной неопределенности оценки этих параметров определяются используемыми оценками этой матрицы. Если это будут МП оценки, то и полученные по ним оценки параметров АРФ также будут их МП оценками.

3.1.1. Настройка по корню МП оценки КМ ОБ

А. Начнем с “базового” алгоритма настройки АРФ (БАРФ) – по корню (14а) из МП оценки (7), (9) КМ общего вида (КМ ОБ).

В силу (10а), (13) МП оценки множителей первой степени в нем равны

$$s_1(\ell) = 1 / \sqrt{\widehat{\varphi}_{\ell\ell}}, \quad \widehat{\varphi}_{\ell\ell} = \mathbf{u}_\ell^* \cdot \mathbf{u}_\ell, \quad (23a)$$

$$\mathbf{u}_\ell^* = \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{U} = \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{U}_1, \quad \ell \in 1, N,$$

а для МП оценок параметров ЭРФ (19), (22) справедливы равенства [5]

$$\alpha_i(\ell) = -\mathbf{p}_{i-1}^* (\ell+1) \cdot \mathbf{q}_{i-1} (\ell), \quad i \in 2, zz, \quad (23б)$$

$$s_i(\ell) = \left(1 - |\alpha_i(\ell)|^2\right)^{-1/2} = g_i(\ell)^{-1/2},$$

$$g_i(\ell) = \tilde{\mathbf{p}}_i^* (\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_i (\ell) = \tilde{\mathbf{q}}_i^* (\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_i (\ell),$$

где $\mathbf{p}_i^* (\ell) = \{p_{ik}(\ell)\}_{k=1}^L$ и $\mathbf{q}_i^* (\ell) = \{q_{ik}(\ell)\}_{k=1}^L$ – $L = K$ – мерные строки (6) на выходах ℓ -го ЭРФ (рис. 4) i -й ($i \in 2, zz$) ступени АРФ (рис. 1.13, а, 1.17, а) при $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1$.

Процедура (23) выполнима до конца (до $i=zz$), если $zz \leq \min\{K, N\}$. При этом все главные $zz \times zz$ подматрицы МП оценки (7), (9) положительно определены, что гарантирует неравенства (10в) и, тем самым, выполнение операций (33).

Б. Построенные по (23) БО и преобразования в “настроенных” ЭРФ показаны на рис. 4.

Вычисление множителей $s_i(\ell)$ по второму равенству в (23б) (рис. 4, б) сложнее, чем по первому (рис. 4, а), но численно устойчивее и особенно необходимо, если близки к единице модули $|\alpha_i(\ell)| < 1$ [5].

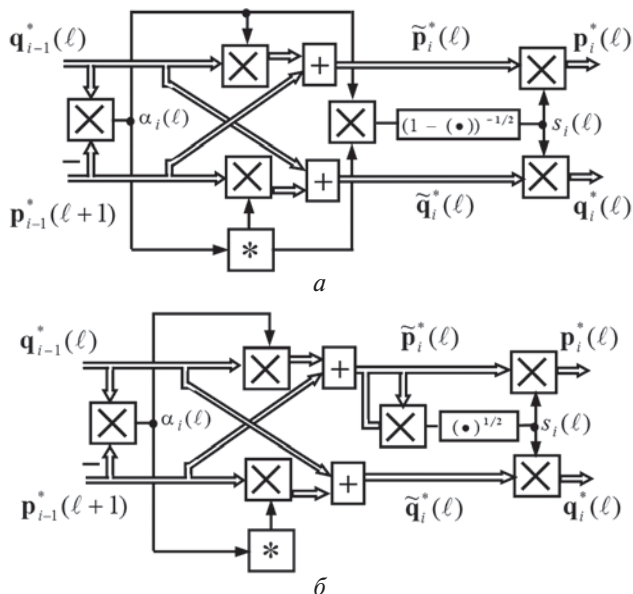


Рис. 4. Вычисление $s_i(\ell)$ по входным (а) и выходным (б) данным ЭРФ

3.1.2. Настройка по корню МП оценки ПКМ

А. БАРФ (23), (6), примененный к корню $\mathbf{U} = \mathbf{U}_2$ (14б), настроит АРФ и для МП оценки (8) персимметричной КМ (ПКМ). При этом, однако, из-за удвоенного по сравнению с (14а) числа обучающих векторов удвоится и объем вычислений. Этого можно избежать, незначительной модифицируя БАРФ с учетом связи полупакетов в (14б), в силу которой

$$\mathbf{u}_\ell^* = \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{U} = \left\{ \mathbf{u}_\ell^{(1)*}, \mathbf{u}_{N_\ell}^{(1)*} \right\}, \quad (24)$$

$$\mathbf{u}_k^{(1)*} = \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{U}_1, \quad N_\ell = N + 1 - \ell,$$

и, следовательно,

$$s_1(\ell) = s_1(N_\ell) = 1 / \sqrt{\widehat{\varphi}_{\ell\ell}}, \quad (25)$$

$$\widehat{\varphi}_{\ell\ell} = \mathbf{u}_\ell^* \cdot \mathbf{u}_\ell = \left(\widehat{\varphi}_{\ell\ell}^{(1)} + \widehat{\varphi}_{N_\ell N_\ell}^{(1)} \right) / 2, \quad \widehat{\varphi}_{kk}^{(1)} = \mathbf{u}_k^{(1)*} \cdot \mathbf{u}_k^{(1)}.$$

Поэтому для вычисления множителей первой степени достаточен $N \times K$ – мерный пакет $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1$, а дополнительным объемом вычислений ($N/2$ операций сложения) можно пренебречь по сравнению с $2 \cdot N \cdot K$ умножениями и таким же числом сложений, затрачиваемых с этой целью в БАРФ.

Этого же пакета достаточно для настройки и остальных ступеней, поскольку в этом случае МП оценка матрицы (17) допускает представление [5]

$$\widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}(\ell) = \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}(N_{i\ell}) = \frac{1}{2} \cdot \left(\widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)}(\ell) + \mathbf{\Pi}_2 \cdot \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)\sim}(N_{i\ell}) \cdot \mathbf{\Pi}_2 \right), \quad (26)$$

$$N_{i\ell} = N + 2 - i - \ell,$$

слагаемыми которого служат вычисляемые БАРФ по $N \times K$ – мерному пакету $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1$ оценки

$$\widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)}(\nu) = \mathbf{\Omega}_{i-1}^{(1)}(\nu) \cdot \mathbf{\Omega}_{i-1}^{(1)*}(\nu), \quad (27)$$

априори равных КМ

$$\overline{\omega_{i-1,k}^{(1)}(\ell) \cdot \omega_{i-1,k}^{(1)*}(\ell)} = \quad (28a)$$

$$= \mathbf{\Pi}_2 \cdot \overline{\omega_{i-1,k}^{(1)\sim}(N_{i\ell}) \cdot \omega_{i-1,k}^{(1)T}(N_{i\ell})} \cdot \mathbf{\Pi}_2, \quad k \in 1, K$$

взаимно некоррелированных

$$\overline{\omega_{i-1,k}^{(1)}(\ell) \cdot \left(\mathbf{\Pi}_2 \cdot \overline{\omega_{i-1,k}^{(1)\sim}(N_{i\ell})} \right)^*} = \mathbf{0}, \quad k \in 1, K, \quad (28б)$$

двумерных векторов $\omega_{i-1,k}^{(1)}(\ell)$ и $\mathbf{\Pi}_2 \cdot \overline{\omega_{i-1,k}^{(1)\sim}(N_{i\ell})}$ на входах ℓ -го и $N_{i\ell}$ -го ЭРФ (рис. 4) i -й ступени АРФ (рис. 1.13, а, 1.17, а).

Равенство (26) позволяет записать МП оценки параметров ЭРФ в виде

$$\alpha_i(\ell) = \frac{1}{2} \cdot \left(\alpha_i^{(1)}(\ell) + \alpha_i^{(1)}(N_{i\ell}) \right) = \alpha_i(N_{i\ell}),$$

$$\alpha_i^{(1)}(\nu) = -\mathbf{p}_{i-1}^{(1)*}(\nu+1) \cdot \mathbf{q}_{i-1}^{(1)}(\nu),$$

$$s_i(\ell) = s_i(N_{i\ell}) = \left(1 - |\alpha_i(\ell)|^2\right)^{-1/2} = g_i(\ell)^{-1/2}, \quad (29)$$

$$g_i(\ell) = \frac{1}{2} \cdot \left(g_i^{(1)}(\ell) + g_i^{(1)}(N_{i\ell}) \right), \quad i \in 2, zz,$$

$$g_i^{(1)}(\nu) = \tilde{\mathbf{p}}_i^{(1)*}(\nu) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_i^{(1)}(\nu) = \tilde{\mathbf{q}}_i^{(1)*}(\nu) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_i^{(1)}(\nu).$$

Процедура (25), (29) выполнима до конца (до $i = zz$), если $zz \leq \min\{2 \cdot K, N\}$. При этом все главные $zz \times zz$ подматрицы МП оценки (8), (9) положительно определены, что гарантирует неравенства (10в) и, тем самым, выполнимость операций (29).

Б. Тем самым персимметрия оцениваемой **КМ** учитывается в **АРФ** простым усреднением оценок априори равных параметров **ЭРФ** каждой ступени (11), формируемых **БАРФ** по тому же $N \times K$ – мерному пакету $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1$, что и для **КМ** общего вида. Такая “персимметричная модификация”, практически не усложняя **БАРФ**, в системах с центральной симметрией каналов приема обеспечивает все преимущества МП оценки (8) по сравнению с МП оценкой (7) **КМ** общего вида [15–17]. При этом обработка на основе **АРФ**, настроенных по **БАРФ** и его “персимметричной модификации”, численно существенно более устойчива, чем на основе явно сформированных обратных матриц [5, 27]. Количественные оценки выигрыша, связанного с учетом специфики структуры (персимметрии) **КМ** при решении ряда задач обработки в системах с центральной симметрией каналов приема, приводятся в других статьях данного сборника.

3.1.3 “Теплицевы” алгоритмы настройки АРФ

Как показано в [18], МП оценки теплицевых **КМ** представляют собой корни нелинейных матричных уравнений и поэтому их замкнутые выражения, в отличие от рассмотренных выше случаев, отсутствуют. В литературе предложено большое число приближений к ним [19–26], имеющих разную степень практической пригодности и сложности. Их сравнительному исследованию посвящена специальная статья [31] в данном сборнике, где показано, в частности, что в большинстве случаев такая специфика **КМ** наиболее просто и эффективно учитывается **АРФ**, настроенным по “теплицевым” алгоритмам.

В них существенно используются априорные свойства (12) параметров **ЭРФ**, в силу которых определяющие **КМ** (17)

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{i-1,i-1}(\ell) &= \overline{\omega_{i-1,k}(\ell) \cdot \omega_{i-1,k}^*(\ell)} = \\ &= \mathbf{F}_{i-1,i-1}(1) = \mathbf{F}_{i-1,i-1}, \quad \ell \in 1, N+1-i \end{aligned} \quad (30)$$

равны для всех $N+1-i$ **ЭРФ** i -й ступени **АРФ**. Эти равенства, подобно равенствам (28а) и (9), позволяют использовать в качестве ее оценки матрицу

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1} &= \frac{1}{N+1-i} \cdot \sum_{\ell=1}^{N+1-i} \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)}(\ell), \\ \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)}(\ell) &= \mathbf{\Omega}_{i-1}^{(1)}(\ell) \cdot \mathbf{\Omega}_{i-1}^{(1)*}(\ell), \end{aligned} \quad (31)$$

или, учитывая персимметрию определяющей **КМ** (30), матрицу

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1} &= \frac{1}{2 \cdot (N+1-i)} \times \\ &\times \sum_{\ell=1}^{N+1-i} \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)}(\ell) + \mathbf{\Pi}_2 \cdot \widehat{\mathbf{F}}_{i-1,i-1}^{(1)*}(\ell) \cdot \mathbf{\Pi}_2. \end{aligned} \quad (32)$$

Используя (21), (22), из (31) можно получить оценки **Итакуры – Сайто** [7, с. 67], а из (32) – более простые оценки **Берга** [28] вида

$$\begin{aligned} s_1 = 1 / \sqrt{\widehat{\Phi}_{11}}, \widehat{\Phi}_{11} &= \frac{\left(g_1^{(1)}(1) + g_1^{(1)}(N) + 2 \cdot \sum_{k=2}^{N-1} g_1^{(1)}(k) \right)}{2 \cdot (N-1)}, \\ g_1^{(1)}(k) &= \mathbf{u}_k^{(1)*} \cdot \mathbf{u}_k^{(1)}, \end{aligned} \quad (33a)$$

$$\begin{aligned} \alpha_i(\ell) = \alpha_i &= \frac{- \sum_{\ell=1}^{N+1-i} \mathbf{p}_{i-1}^{(1)*}(\ell+1) \cdot \mathbf{q}_{i-1}^{(1)}(\ell)}{N+1-i} = \\ &= \frac{\sum_{\ell=1}^{N+1-i} \alpha_\ell^{(1)}(\ell)}{N+1-i}, \quad i \in 2, zz \leq N, \end{aligned} \quad (33b)$$

$$\begin{aligned} s_i(\ell) &= s_i = g_i^{-1/2}, \\ g_i &= \frac{\sum_{\ell=1}^{N-i} \tilde{\mathbf{p}}_i^{(1)*}(\ell+1) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_i^{(1)}(\ell+1) + \tilde{\mathbf{q}}_i^{(1)*}(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_i^{(1)}(\ell)}{2 \cdot (N-i)}, \end{aligned} \quad (33в)$$

где, как и ранее, верхним индексом $(\bullet)^{(1)}$ отмечены величины, вычисляемые **БАРФ** по $N \times K$ – мерному пакету $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1$ (14а). При относительно небольших значениях $|\alpha_i| \leq 0.99$ вместо (33в) допустима более простая формула

$$\begin{aligned} s_i(\ell) &= s_i = g_i^{-1/2}, \\ g_i &= \frac{1 - |\alpha_i|^2 - \tilde{\mathbf{p}}_i^{(1)*}(1) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_i^{(1)}(1) - \tilde{\mathbf{q}}_i^*(N_i) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_i(N_i)}{2 \cdot (N-i)}. \end{aligned} \quad (33г)$$

Процедура (33) выполнима до конца (до $i = zz \leq N$) уже при любых объемах выборки $K \geq 1$. Это, однако, не означает, что при относительно малых значениях K целесообразно настраивать все ступени ($zz = N$). В ряде случаев более простой и эффективной оказывается обработка при $zz < N$ [5, 31, 35], что ниже обосновывается подробнее.

Д. В оценках **Берга** (33) теплицевость оцениваемой **КМ**, как и персимметрия, учитываются простым усреднением оценок априори равных (12) параметров всех **ЭРФ** каждой ступени, формируемых **БАРФ** по тому же $N \times K$ – мерному пакету $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1$, что и для **КМ** общего вида. Однако, в отличие от (29), эти оценки не являются МП оценками, поскольку для этого необходимо не только выполняющееся условие (30) равенства **КМ** двумерных входных векторов $\omega_{i-1,k}(\ell)$ ($\ell \in 1, N+1-i; k \in 1, K$) всех **ЭРФ** i -й ($i \in 2, zz$) ступени, но и условие их взаимной некоррелированности (9), (28б), выполняющееся, однако, не для любой пары из них.

Тем не менее, накопление (33) оценок априори равных параметров всех **ЭРФ** каждой ступени повышает эффективность адаптивной обработки как по сравнению с оценками (25), (29) для персимметричной **КМ**, предусматривающими только попарное (частичное) накопление, и,

тем более, по сравнению с оценками (23) для **КМ** общего вида, не предусматривающими подобного накопления вообще. Аналитическая оценка обусловленного этим выигрыша затруднительна, поэтому в [29, 31] он количественно иллюстрируется результатами моделирования.

3.2. Регуляризация оценок параметров **АРФ**

А. Ранг **МП** оценочных **КМ** **ОВ** (7а) и **ПКМ** (7б) не превышает значений $r1 = \min\{K, N\}$ и $r2 = \min\{2 \cdot K, zz\}$ соответственно, так что при объемах выборки $K < N$ и $K < N/2$ они вырождены, а процедуры адаптации функций матриц, обратных им (п. 1.1), не определены.

К настоящему времени предложены различные методы регуляризации – доопределения до положительно определенных **МП** оценочных **КМ**, вырожденных при упомянутом дефиците обучающих выборок. Наиболее известен и изучен [30, 32–35] предложенный **Ю.И. Абрамовичем** метод диагонального “нагружения” (*diagonal loading* [34]), при котором матрицы **A** и **A_п** в (7а), (7б) заменены на матрицы (8а), (8б) соответственно, невырожденные и положительно определенные при любых $K \geq 1$. На их основе адаптация может начинаться уже с первой обучающей выборки. При соответствующем выборе параметров регуляризации $\beta_0, \beta_{п}$ оценки (8) могут существенно увеличить эффективность (быстродействие) адаптивной обработки сигналов на фоне внешних помех, особенно в условиях, когда эти помехи создаются независимыми точечными источниками, число которых $n \ll N$ [30, 32–34].

Б. Обратим теперь внимание, что ограничение числа $zz \leq N$ настраиваемых ступеней **АРФ** также представляет собой своеобразную регуляризацию [5], отличную от *diagonal loading*. Действительно, при указанных в п.п. 3.1.1 – 3.1.3 условиях справедливости неравенств (10в) эрмитова ленточная **МИХ** $\hat{\Psi}$ (5а) настроенного **АРФ** положительно определена и, следовательно, это же свойство имеет обратная ей оценочная **КМ** $\hat{\Phi} = \hat{\Psi}^{-1}$, в общем случае не совпадающая с *diagonal loading* оценками (8). При этом эффективность адаптивной обработки может быть существенно выше, чем при $zz = N$ [35, 36, 37].

В. В [36] сопоставлены оба эти способа регуляризации и показано, что в зависимости от свойств спектра собственных чисел **КМ** каждый из них может оказаться более предпочтительным. В связи с этим, как было предложено еще в [5], целесообразно использовать их совместно. Такая “ленточно-диагональная” (*band-diagonal*) регуляризация никогда не хуже, а в большинстве ситуаций – лучше, чем каждая из них в отдельности [35–37], и существенно проще других способов [38, 39].

В силу (15) совместная *band-diagonal* регуляризация обеспечивается простым введением во входные пакеты (14) столбцов диагональной матрицы – регуляризатора и последующей на-

стройкой по **БАРФ** (п. 3.1) или его модификациям (п.п. 3.2, 3.3) выбранного числа $zz < N$ ступеней **АРФ**. Рациональная методика выбора этого числа обоснована в [40].

Г. Введение в состав обучающего пакета столбцов единичной матрицы дает еще один позитивный эффект – возможность “ускоренно” формировать вектор

$$\mathbf{v} = \{v_i\}_{i=1}^N = \hat{\Psi}_b \cdot \mathbf{u} = \hat{\mathbf{H}}_b^* \cdot \mathbf{p}, \quad (34)$$

входящий в различные адаптивные **ППС** (п.1.1). Ускорение обеспечивается тем, что в этом случае на p -выходах настраиваемого zz -ступенчатого **АРФ** в позициях этих столбцов располагаются ненулевые элементы соответствующей строки ленточной нижней треугольной матрицы $\mathbf{H}_b = \{h_{p\ell}\}_{p,\ell=1}^N, h_{p\ell} = 0, \ell > p; p > zz, \ell \in 1, p-zz$, а на месте вектора \mathbf{u} – элементы вектора $\mathbf{p} = \{p_i\}_{i=1}^N = \mathbf{H}_b \cdot \mathbf{u}$. За счет этого i -я компонента v_i вектора \mathbf{v} может начать рекуррентно формироваться сразу после формирования пакета на i -м p -выходе настраиваемого **АРФ**, как показано на рис. 5.

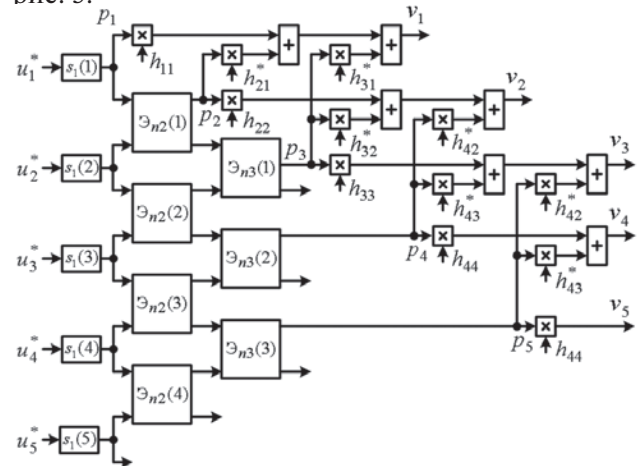


Рис. 5. “Ускоренный” квазиобращающий **АРФ**

Поэтому вектор \mathbf{v} в целом может быть сформирован сразу после настройки **АРФ** с **МИХ** \mathbf{w}_1 (16), (рис. 1.13, а, 1.17, а), т.е. тогда, когда в “зеркальных” **АРФ** с **МИХ** \mathbf{w}_1^* (рис. 1.13, б, 1.17, б) он может только начать формироваться. В этих условиях “зеркальные” **АРФ** не требуются вообще, как и более сложные **АРФ** [41, 42], предназначенные специально для такого же ускорения процедуры (34). В используемом взамен “ускоренном” **АРФ** рис. 5 фактически реализуется известный метод решения последовательности усеченных систем линейных уравнений [43, с. 183].

4. РЕКУРРЕНТНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОРРЕКТИРОВКИ ПАРАМЕТРОВ **АРФ**

А. Входные воздействия, например, пассивные помехи (**ПП**), часто стационарны только на ограниченном временном интервале. В связи с этим они обычно обрабатываются в “скользящем по дальности” окне конечной протяженности [34, 44, 45]. При такой организации адаптивной обра-

ботки **АРФ** должен перенастраиваться в каждом элементе разрешения по дальности анализируемого азимутального направления, желательно за время, не превышающее временной протяженности элемента разрешения. При “пакетных” алгоритмах настройки (п. 3) по обучающим выборкам (14), (15) эта задача может оказаться трудноразрешимой не только для современных, но и для перспективных цифровых процессоров. В связи с этим важны рекуррентные алгоритмы настройки **АРФ**, не требующие полной перенастройки **АРФ** при переходе к смежному элементу разрешения. Они особенно актуальны в условиях **КМ ОВ**, требующих выборок максимального объема.

Б. Предпосылками для синтеза таких алгоритмов при междупериодной обработке (**МПО**) являются:

– только **частичное** изменение состава векторов обучающей выборки в анализируемом элементе дальности по сравнению с ее составом в предыдущем;

– **последовательное во времени** поступление элементов обучающих векторов с интервалом, определяемым законом зондирования импульсной РЛС.

Первая предпосылка иллюстрируется рис. 6.

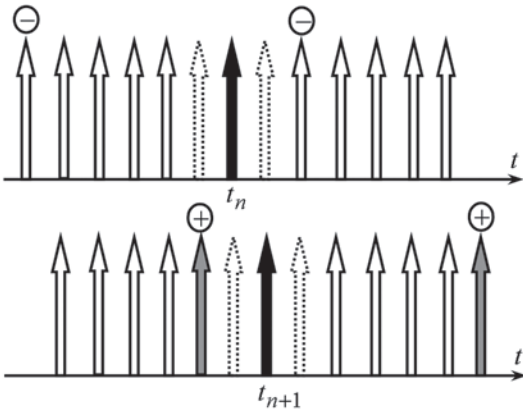


Рис. 6. Структура обучающей выборки

Здесь на верхней диаграмме условно показаны N – мерные векторы входной выборки, центральному вектору которой, проверяемому на наличие сигнала (п. 1.1.А), соответствует момент времени $t = t_n$. Примыкающие к нему векторы, показанные штриховыми стрелками (в данном примере – по одному с каждой стороны), также полагаются “сигнальными” и не включаются в обучающую выборку помехи (в частности, для исключения влияния ближних боковых лепестков сжатого сигнала после согласованной внутрипериодной обработки). Обучающую выборку помехи момента $t = t_n$ для настройки **АРФ** образуют “помеховые” векторы, показанные на верхней диаграмме светлыми стрелками.

На нижней диаграмме показана входная выборка для следующего элемента разрешения по дальности. Проверяемому на наличие сигнала вектору здесь соответствует момент времени

$t = t_n + 1$, “сигнальными” считаются также примыкающие к нему векторы, показанные пунктирными стрелками. В “новую” обучающую выборку для настройки **АРФ** входят показанные светлыми стрелками векторы “старой” выборки, а также два “новых” вектора, показанные затененными стрелками со знаками “плюс” над ними. Из “новой” выборки исключаются векторы “старой” выборки, показанные на верхней диаграмме стрелками со знаками “минус” над ними.

Тем самым для момента $t = t_n + 1$ оценка $\hat{\Phi}_{t_n+1}$ (7а), как и ее регуляризованный вариант (8а), связаны с оценкой $\hat{\Phi}_{t_n}$ для момента $t = t_n$ равенством

$$\hat{\Phi}_{t_n+1} = \hat{\Phi}_{t_n} + \sum_{i=1}^4 (-1)^i \cdot \mathbf{z}_i \mathbf{z}_i^* = \hat{\Phi}_{t_n} + \mathbf{Z} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{Z}^*, \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag} \left\{ (-1)^\ell \right\}_{\ell=1}^4, \quad (35a)$$

$$\mathbf{Z} = \{ \mathbf{z}_\ell \}_{\ell=1}^4, \quad \mathbf{z}_1 = \mathbf{u}_{t-c-K/2}, \quad \mathbf{z}_2 = \mathbf{u}_{t-c}, \quad \mathbf{z}_3 = \mathbf{u}_{t+c+1}, \quad \mathbf{z}_4 = \mathbf{u}_{t+c+K/2+1}, \quad (35b)$$

где c – число примыкающих с каждой стороны к анализируемому вектору “сигнальных” векторов, не входящих в помеховую выборку (на рис. 6 $c = 1$).

Каждое слагаемое суммы в (35а) представляет собой матрицу единичного ранга, так что оценка для момента $t = t_n + 1$ представляет собой результат **четырёхранговой модификации** оценки для момента $t = t_n$. Это в принципе позволяет перенастроить **АРФ** для момента $t = t_n + 1$, **четырежды** корректируя его параметры для момента $t = t_n$ по известным рекуррентным алгоритмам **одноранговой модификации** [7, 8]. Такой путь, однако, имеет серьезные недостатки, которые существенно ослабляются при **однократной** корректировке параметров **АРФ** по алгоритмам **четырёхранговой модификации** [46], кратко рассматриваемым ниже.

Вторая предпосылка позволяет строки корректирующей матрицы \mathbf{Z} в (35), которые поступают в смежные периоды зондирования, обрабатывать **последовательно** во времени, рекуррентно корректируя по вновь принятой строке оценки параметров **АРФ**, сформированные по элементам предыдущих строк (принятым в предыдущие периоды).

В. На рис. 7 показан классический “последовательный” **АРФ** [28, 7, 8], выполняющий функции квазиобеляющего фильтра (рис. 1.12, а) системы **МПО** N – элементной пачки полезного сигнала на фоне **ПП**

Здесь в блоках коррекции параметров (**БКП**) **ЭРФ** по принятым в текущем периоде элементам $z_1 - z_4$ обновляющих векторов (35б) корректируются параметры **ЭРФ** предыдущего периода в предшествующем элементе дальности [5, 27, 47, 48]. Скорректированные параметры передаются в аналогичные **ЭРФ** “блока когерентной компен-

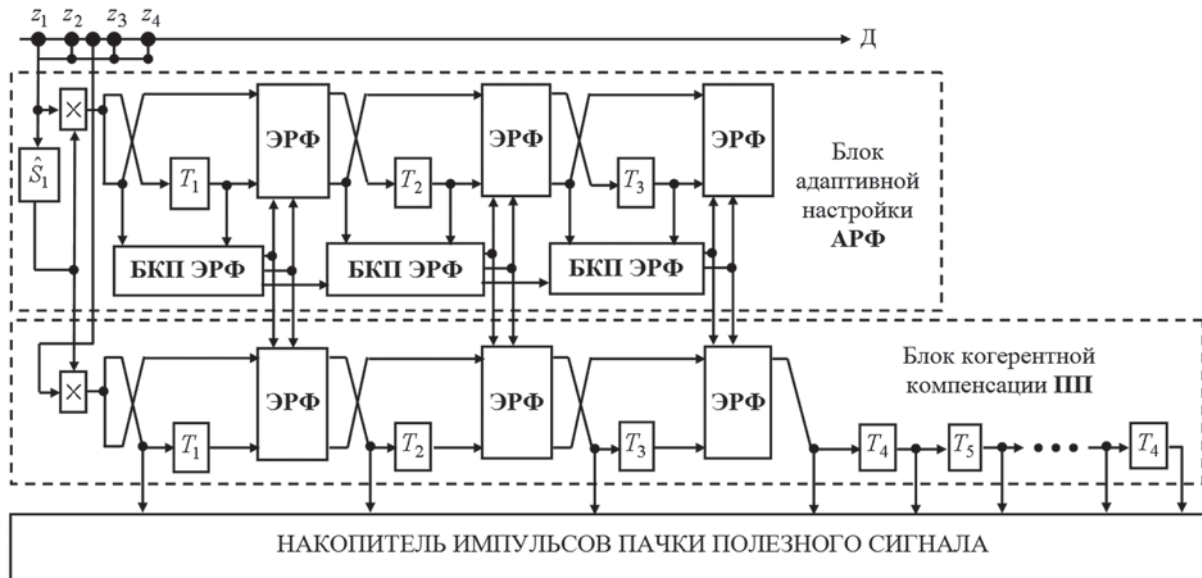


Рис. 7. Схема МПО на основе “последовательного” АРФ

сацией помех”, входным для которого служит компонента проверяемого на наличие сигнала вектора анализируемого элемента дистанции в текущем периоде. Выходные сигналы этого блока из N смежных периодов зондирования накапливаются с учетом ожидаемой модели междупериодных флуктуаций импульсов пачки полезного сигнала.

При задании в начальном элементе дистанции каждого периода зондирования значений $s_1 = 1/\sqrt{\beta_0}$, $\alpha_i = 0$, $s_i = 1$, $i \in 2, z\bar{z}$ и правильных рекуррентных алгоритмах скорректированные параметры ЭРФ в точности совпадут с теми, которые были бы получены БАРФ по регуляризованному пакету $U = U_3$ (14в). Поэтому для реализации квазиобращающего фильтра ПП системы МПО можно ограничиться очевидным “последовательным” аналогом схемы (рис. 5), исключая необходимость в “последовательном зеркальном” АРФ.

Г. Возможны различные алгоритмы корректировки параметров АРФ. На рис. 8 показана схема “НККРНК – алгоритма” [8, с. 163] корректировки параметров i -го ($i \in 2, z\bar{z}$) ЭРФ схемы рис. 7. Здесь q_{i-1} и p_{i-1} – входные величины i -го ЭРФ, полученные преобразованием в предыдущих ступенях АРФ элементов z_ℓ ($\ell \in 1, 4$) текущего периода корректирующих векторов (35б), $\tilde{\alpha}_i$ и \tilde{s}_i – результаты корректировки, Δ – задержка на такт дискретизации.

Как видно из рис. 8, для каждого из ЭРФ и каждого корректирующего отсчета “НККРНК – алгоритм” требует три операции извлечения квадратного корня и две операции деления (в сигнальных процессорах типа ADSP Tiger Sharc операции извлечения корня и вычисления обратной ему величины совмещены). Эти операции в большинстве процессоров реализуются программно и потому требуют относительно больших временных затрат, измеряемых десятками тактов процессора, что часто практически неприемлемо.

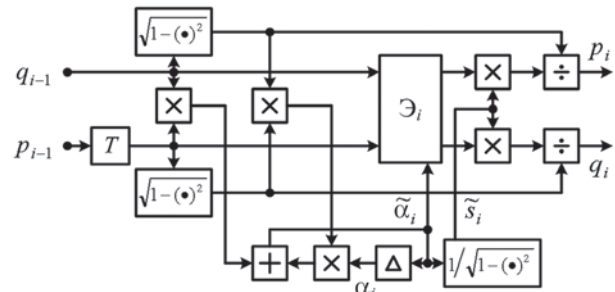


Рис. 8. Схема рекуррентной корректировки параметров ЭРФ по алгоритму [26]

Д. На рис. 9, рис. 10 приведены схемы других алгоритмов корректировки параметров α_i (а) и s_i (б) или (в) ЭРФ i -й ($i \in 2, z\bar{z}$) ступени с уменьшенным числом программно выполняемых операций [46].

В первой из них входные отсчеты преобразуются в ЭРФ со “старыми”, а во второй – с “новыми (скорректированными)” параметрами. В отличие от “НККРНК – алгоритма”, здесь параметры ЭРФ корректируются не только по значениям входных отсчетов, но и по трем действительным вспомогательным переменным r , v и $\gamma = 1/3$, рекуррентно обновляемым от ступени к ступени. За счет этого в схеме рис. 9 используется только одно извлечение корня и одно деление в схеме (б) и ни одного – в схеме (в). Одно деление и одно извлечение корня достаточно и при корректировке по схемам рис. 10, а и в.

Е. Общий недостаток алгоритмов рис. 8–10 в условиях (35) заключается в необходимости **четырежды** (для каждого из четырех корректирующих отсчетов z_ℓ , $\ell \in 1, 4$) рекуррентно пересчитывать параметры всех ЭРФ в каждом элементе дистанции, неизбежно накапливая при этом ошибки из-за конечной разрядности вычислений. Этот недостаток порожден **четырежды** применением несколько отличающихся алгоритмов **одноранговой** модификации ОФЛ (1.39), основанных на формуле обращения Дуайра и Уо [49]. В

связи с этим практически интересны алгоритмы n -ранговой модификации с $n > 1$ (в условиях (35) – с $n = 4$), позволяющие пересчитывать параметры ЭРФ один раз по результатам обработки всех n корректирующих отсчетов z_ℓ , $\ell \in 1, n$.

Эта задача в принципе решается применением к (35) формулы обращения суммы матриц [49, 50]

$$\Psi_1 = (\Phi + F \cdot \Lambda \cdot F^*)^{-1} = \Psi - \Psi \cdot F \cdot Q^{-1} \cdot F^* \cdot \Psi,$$

$$Q = \Lambda^{-1} + F^* \cdot \Psi \cdot F, \quad \Psi = \Phi^{-1},$$

обобщающей на произвольные n формулу Дуайра и Уо. Последующие выкладки из-за громоздкости здесь не приводятся. При этом можно синтезировать схемы, подобные как схеме рис. 9, так и схеме рис. 10, в которых в “старых” или “новых” ЭРФ преобразуются не скалярные величины, порожденные каждым из отсчетов z_ℓ ($\ell \in 1, n$) в отдельности, а n -мерные векторы, по-

рожденные вектором отсчетов $z = \{z_\ell\}_{\ell=1}^n$ в целом. Параметры ЭРФ корректируются при этом один раз по соответствующим n -мерным векторам. Однако алгоритмы корректировки в этом случае включают в себя вычисление билинейных форм этих n -мерных векторов с $n \times n$ эрмитовой матрицей, подлежащей рекуррентному пересчету от ступени к ступени.

За счет этого общий объем операций превышает объем операций при n -кратном применении алгоритмов одноранговой модификации (рис. 9, 10), что нежелательно и во многих случаях недопустимо.

Ж. Способ преодоления этого недостатка найден в [46]. Он заключается в комбинированном использовании преобразований n -мерных векторов в “старых” и “новых” ЭРФ, показанном на рис. 11.

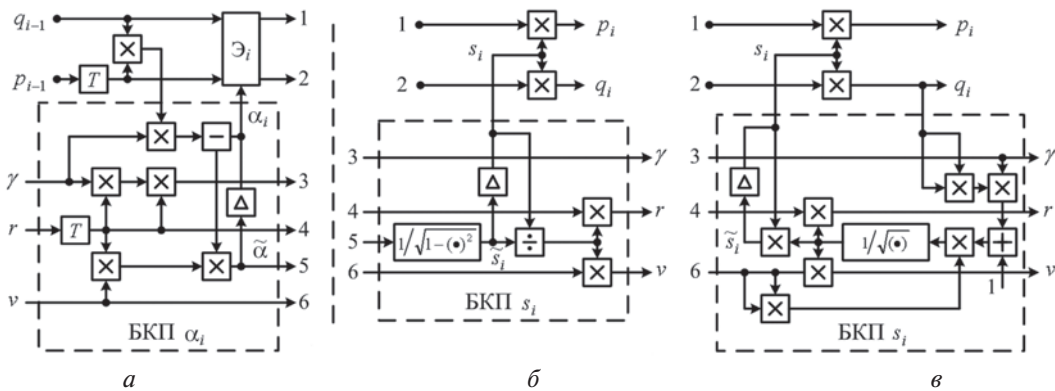


Рис. 9. Корректировка параметров и преобразование отсчетов в “старом” ЭРФ

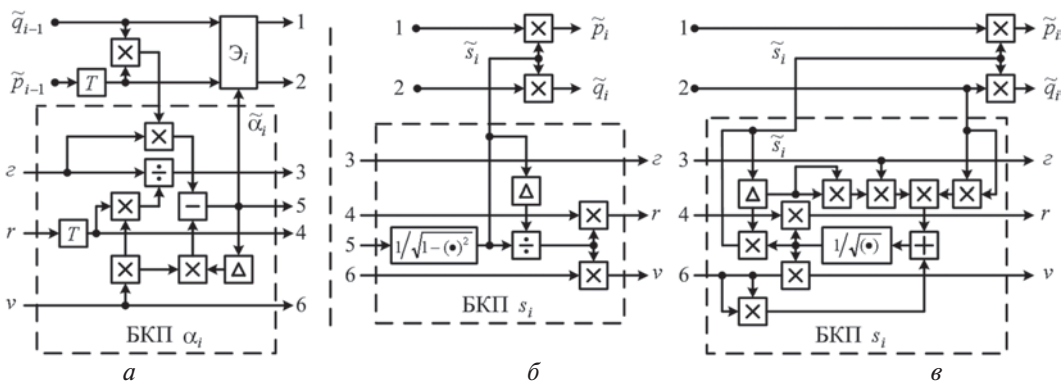


Рис. 10. Корректировка параметров и преобразование отсчетов в “новом” ЭРФ

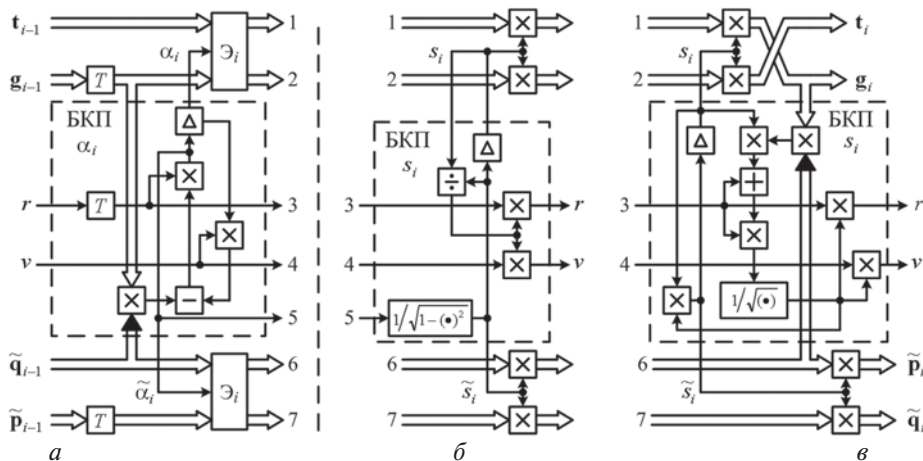


Рис. 11. Корректировка параметров с преобразованием отсчетов в “старом” и “новом” ЭРФ

В этом случае при корректировке α_i билинейная форма заменяется скалярным произведением соответствующих векторов “верхнего” и “нижнего” ЭРФ (рис. 11, а), а для корректировки s_i требуются только одно извлечение корня и одно деление в схеме рис. 11, б, и только одно извлечение корня (без деления) – в схеме рис. 11, в. Как показала специальная проверка, временные затраты этого комбинированного алгоритма примерно втрое меньше, чем $n = 4$ – кратное применение алгоритмов рис. 9, 10, при заметно более высокой точности корректировки параметров.

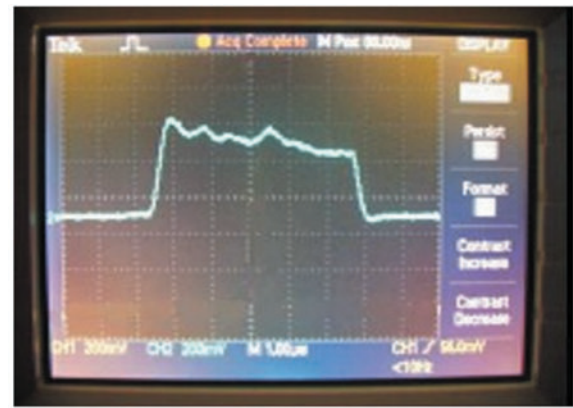
5. НЕКОТОРЫЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Рассмотренные алгоритмы настройки АРФ прошли углубленную теоретическую и экспериментальную проверку в ходе моделирования, полунатурных и натуральных испытаний в различных РЛС [51, 1, 5, 35, 52, 15 и др.]. Здесь мы кратко прокомментируем некоторые результаты натуральных испытаний АРФ, реализованных на современной цифровой элементной базе.

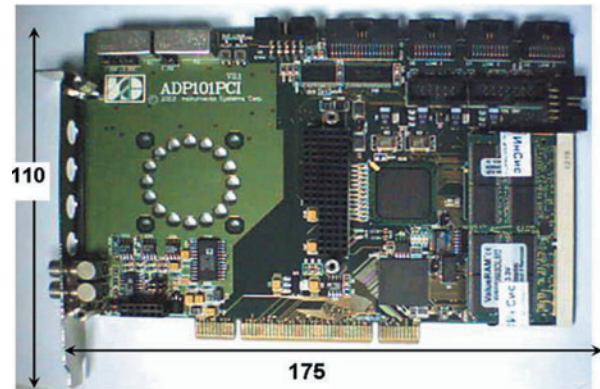
А. На рис. 12 приведены результаты испытаний АРФ по записям реальных сигналов после амплитудного детектора некогерентной РЛС 8-ми мм диапазона. На верхнем рисунке (а) показан вид амплитудного индикатора при наличии в рабочем строке пассивной помехи от гидрометеоров (дождевых облаков, тумана), полностью маскирующей полезный сигнал воздушной цели. Входная смесь обрабатывалась АРФ, реализованным в модуле обработки ADP-101PCI на основе процессора TS-101 семейства “Tiger SHARC” фирмы Analog Devices (б). АРФ настраивался по рекуррентному комбинированному алгоритму (п. 4.Ж) по обучающей выборке (15а) объема $K = 20$ со структурой рис. 6 и использовался в качестве адаптивного квазиобеляющего фильтра с нижней треугольной ленточной МИХ с шириной ленты $zz = 4$ для $N = 18$ – элементной пачки помехи. Последующая обработка заключалась в сравнении с порогом суммы квадратов импульсов пачки выходных сигналов АРФ [53, 54]. Результаты обработки показаны на нижнем рисунке (в).

Видно, что в результате обработки практически полностью (до уровня шума приемника) скомпенсирована помеха и уверенно обнаруживается полностью маскировавшийся ею сигнал цели.

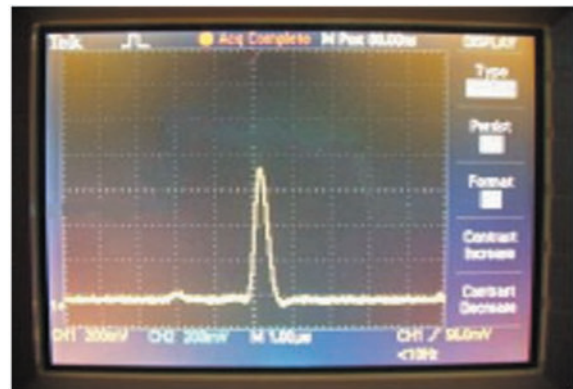
Б. На рис. 13 показаны результаты испытаний АРФ по цифровым записям реальных сигналов аэродромной РЛС 10 – см диапазона, расположенной в зоне аэропорта с интенсивным воздушным движением. На верхнем рисунке (а) показан вид экрана ИКО в пасмурный день с мощными отражениями от грозных облаков, практически полностью маскирующими сигналы целей [55, 56].



а



б



в

Рис. 12. Эксперимент в некогерентной РЛС

Входная смесь обрабатывалась АРФ на отладочном комплекте ADZS–21469–EZLite (б). АРФ настраивался по рекуррентному комбинированному алгоритму (п. 4.Ж) по обучающей выборке (15а) объема $K = 10$ со структурой рис. 6 и использовался в качестве адаптивного квазиобеляющего фильтра с нижней треугольной ленточной МИХ с шириной ленты $zz = 4$. Выходные сигналы АРФ $N = 16$ – смежных интервалов зондирования далее некогерентно суммировались в накопителе (рис. 7). Итоговое “сырое видео” показано на рис. 13, в.

Видно, что АРФ практически полностью очистил экран ИКО от интенсивных протяженных ПП и за счет этого позволил обнаружить и классифицировать маскируемые ими сигналы точечных отражателей после пороговой и траекторной обработки.

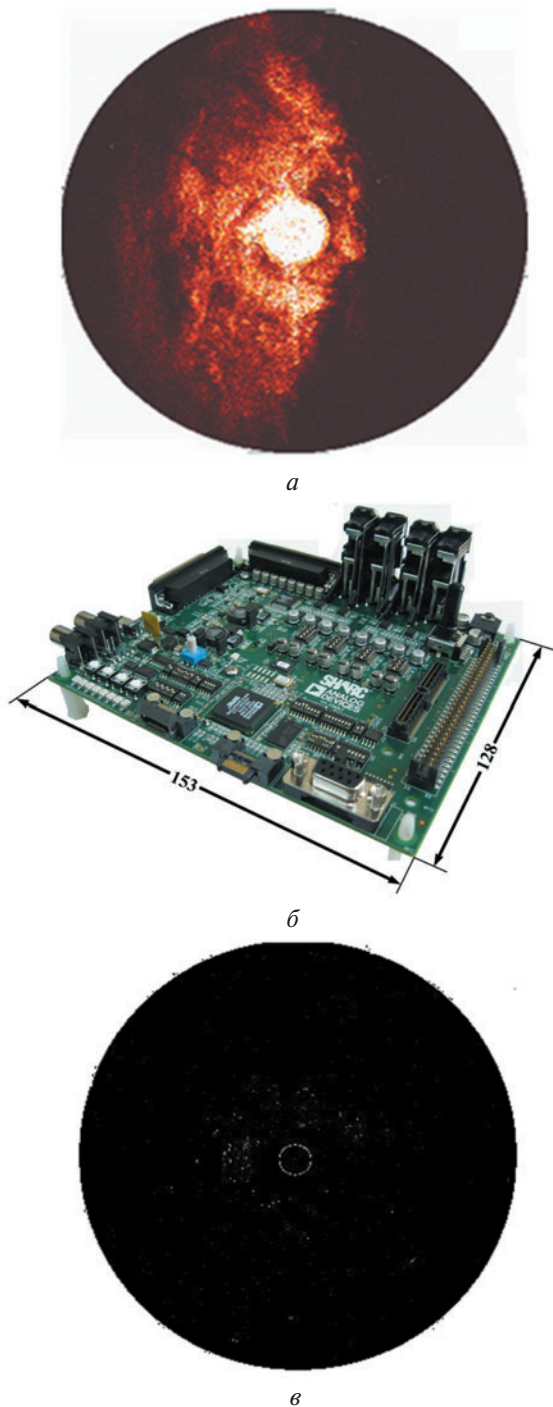


Рис. 13. Эксперимент в трассовой РЛС

Более подробные результаты испытаний АРФ при решении различных задач адаптивной обработки приводятся в других статьях данного выпуска.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Адаптивные системы пространственно-временной обработки сигналов на основе АРФ, настроенных по предложенным алгоритмам, ни при каких условиях не уступают известным для решения аналогичных задач, но во многих практически возможных ситуациях, связанных с наличием априорной информации различного рода, превосходят их по эффективности и (или) вычислительной сложности. Современ-

ный уровень теории решетчатых структур и техники настройки АРФ в сочетании с имеющейся и перспективной цифровой элементной базой делают целесообразным и практически вполне возможным их более широкое внедрение в радиолокационную технику различного назначения в качестве унифицированной структурно – алгоритмической основы адаптивных систем первичной пространственно – временной обработки. Авторы надеются, что данная статья, как и ряд других статей данного сборника, привлечет внимание специалистов к важным практическим достоинствам АРФ и, тем самым, будет способствовать решению этой задачи.

Авторы искренне признательны сотрудникам Центра научно-технических исследований “Элерон” (г. Москва) **Б.М. Вовшину**, **В.В. Лаврукевичу** и **А.А. Пушкову** за предоставленные в процессе совместных НИР цифровые записи реальных сигналов РЛС.

Литература

- [1] *Леховицкий Д. И.* Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 1. Адаптация при заданной оценке корреляционной матрицы помех. — Деп. в ВИНТИ 1992, № 2127-В92. (Аннотация — Изв. вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35, № 3—4).
- [2] *I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan.* Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays. — IEEE Transactions on Aerospace Electronic System, vol. AES-10, pp. 853—863, November 1974.
- [3] *Nitzberg R.* Application of maximum likelihood estimation of persymmetric covariance matrices to adaptive processing. // IEEE Trans. Aerosp. And Electr. Syst.— 1980.— v.16.— № 1.— p.124—127.
- [4] *Андерсон Т.* Введение в многомерный статистический анализ. — М.: Физматгиз, 1963.
- [5] *Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Раков И.Д., Свердлов Б.Г.* Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 2. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35, №11—12. — С. 969—991
- [6] *Delsarte F.* Mathematical Foundations of the Generalized Levinson algorithm // IEEE Conf. on Acoustic, Speech and Signal Processing, Paris. — 1982. — PP. 1717—1720.
- [7] *Фридландер Б.* Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // ТИИЭР. — 1982. — Т. 70, № 8. — С. 54—97.
- [8] Адаптивные фильтры / Под ред. *К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта*; пер. с англ. — М.: Мир, 1988. — 392 с.
- [9] Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов / Под ред. *С. Гуна, Х. Уайтхауса, Т. Кайлата* ; пер. с англ. — М. : Радио и связь, 1989. — 472 с.
- [10] *Giordano A., Hsu F.* Least Square Estimation with Applications to Digital Signal Processing. — JOHN WILEY & SONS, 1985. — 412 p.
- [11] *Леховицкий Д.И., Кириллов И.Г.* Устройство для операций над матрицами. Авторское свидетельство СССР № 1737461, 1990.

- [12] Леховицкий Д.И., Кириллов И.Г. Устройство для разложения теплицевых симметричных матриц. Авторское свидетельство СССР № 1689970, 1989.
- [13] Леховицкий Д.И., Кириллов И.Г. Устройство для разложения теплицевых симметричных матриц. Авторское свидетельство СССР № 1755295, 1990.
- [14] И.Г. Кириллов, И.В. Семенюк. Обоснование выбора численных методов решения задач линейной алгебры при обработке радиолокационной информации // Системы управління, навігації та зв'язку, 2008, випуск 1(5), С. 50–58.
- [15] Зарицкий В.И., Кокин В.Н., Леховицкий Д.И., Саламатин В.В. Рекуррентные алгоритмы адаптивной обработки при центральной симметрии пространственно-временных каналов приема. // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1985. — №7. — С. 863–871.
- [16] Кошевой В.М., Радионов В.В. Эффективность адаптивных фильтров с центральной симметрией приемных каналов. // Радиотехника и электроника. — 1994. — №11. — С. 1779–1788.
- [17] Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Кириллов И.Г., Зарицкий В.И. Сравнение эффективности адаптивной обработки в произвольных и центрально-симметричных ФАР. // Антенны. — 2000, —№1 (44), с.30–35.
- [18] Берг Дж.П., Люнбергер Д.Г., Венгер Д.Л. Оценивание ковариационных матриц с заданной структурой. — ТИИЭР, т.70, №9, 1982, с. 63–77.
- [19] Лишак М.Ю. Сокращение вычислительных затрат в адаптивном алгоритме обработки сигналов, принимаемых антенной решеткой // Труды МЭИ, вып. 14. — М.: 1979, с. 109–113.
- [20] Кошевой В.М. Использование априорной информации о структуре корреляционных матриц для задач адаптации. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1982, Т. 25, №9, с.71–73.
- [21] Абрамович Ю.И., Аров Д.З., Качур В.Г. Адаптивные фильтры компенсации помех, соответствующие теплицевой структуре корреляционной матрицы. — М.: Радиотехника и электроника, 1987, Т. 32, №12, с. 2525–2533.
- [22] Хайкин С., Карри Б.У., Кеслер С.Б. Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии. — ТИИЭР, Пер. с англ., 1982, т.70, №9, с. 51–62.
- [23] Miller M. I. and Snyder D. L. The role of likelihood and entropy in incomplete-data problems: applications to estimating point-process intensities and Toeplitz constrained covariances. Proceedings of the IEEE, 75(7):892–907, July 1987.
- [24] Fuhrmann D., “Application of structured covariance estimation to adaptive detection,” Monograph ESSRL-90-18, Dep. Elect. Eng., Washington Univ., St. Louis, MO, 1990.
- [25] Miller M. I., Fuhrmann D. R., O’Sullivan J. A., and Snyder D. L. Maximum-likelihood methods for Toeplitz covariance estimation and radar imaging. In S. Haykin, editor, Advances in Spectrum Analysis and Array Processing, volume II, pages 145–172, Prentice-Hall, 1991.
- [26] Nicolls F. and G. de Jager, “Maximum likelihood estimation of Toeplitz-block-Toeplitz covariances in the presence of subspace interference,” International Conference on Pattern Recognition, CPR1998, Brisbane, Australia, 1998.
- [27] Леховицкий Д.И., Зарицкий В.И., Раков И.Д., Свердлов Б.Г., Ратынский М.В. Методы адаптивной решетчатой фильтрации в задачах пространственно-временной обработки сигналов // Препринт 8610. — М.: РТИ АН СССР, 1987. — 30 с.
- [28] Burg I.P. A New Analysis Technique for Time Series Data. NATO Advanced Study Institute on Signal Processing with Emphasis on Underwater Acoustics. — August, 1968.
- [29] A.V. Semeniaka, D.I. Lekhovytskiy, D.S. Rachkov, “Comparative Analysis of Toeplitz Covariance Matrix Estimation Methods for Space-Time Adaptive Signal Processing”, Proc. IEEE CIE RADAR-2011, Chengdu, China, October 2011, pp. 696 – 699.
- [30] Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. — М., 1981. — Т. 26, № 3. — С. 543–551.
- [31] Семеняка А.В., Рачков Д.С., Леховицкий Д.И. О методах оценивания теплицевых корреляционных матриц в задачах пространственно-временной обработки сигналов — настоящий выпуск.
- [32] Абрамович Ю.И., Неврев А.И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы. — М.: Радиотехника и электроника. 1981, т. 26, № 12, с. 2558–2566.
- [33] Черемисин О.П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы. — М.: Радиотехника и электроника, 1982, т.27, №10, с. 1933–1942.
- [34] Y. I. Abramovich, Nicolas K. Spenser, Alexei Y. Gorokhov. A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors // IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems. — July, 2007.— Vol. 43, № 3. — PP. 1017–1051.
- [35] Д.И. Леховицкий, Ю.И. Абрамович, Г.А. Жуга, Д.С. Рачков. Ленточно-диагональная регуляризация МП оценок корреляционных матриц гауссовых помех в алгоритмах адаптации антенных решеток // Прикладная радиоэлектроника, — X., 2010. — Т. 9, № 1. — С. 107–121.
- [36] Y. Abramovich, N. Spenser, and B.A. Johnson. Band-Inverse (TVAR) Covariance Matrix Estimation for Adaptive Detection // Manuscript submitted to IEEE Trans. on AES. — December 11, 2006.
- [37] D. Lekhovytskiy, Y. Abramovich. Adaptive lattice filters for band-inverse (TVAR) covariance matrix approximations: theory and practical applications. — IRS – 2009, Hamburg, Germany, 09–11 September 2009, Proceedings, p.p. 535–539.
- [38] Костенко П.Ю., Храпчинский В.О., Минюков Д.В., Костенко Т.П. Метод хаотического перемешивания для устойчивого восстановления изображения в радиолокационной системе с синтезированием апертуры по нулевым многообразиям двумерного спектра траекторного сигнала. — Известия вузов. Радиоэлектроника, 2005, т. 48, №2, с. 13–25.
- [39] Ширман Я.Д., Орленко В.М. Байесовская статистика в математике и радиоэлектронике. — М.: Успехи современной радиоэлектроники, 2007, № 5, с. 56–66.
- [40] Y. Abramovich, N. Spenser, and M. Turley. Order estimation and discrimination between stationary and time-varying autoregressive (TVAR) models // IEEE

- Trans. Sig. Proc. — June, 2007. — Vol. 55, No. 6. — PP. 2861–2876.
- [41] А. с. № 1500113 СССР. Д. И. Леховицкий, С. С. Кузин (СССР). — 1987 [19]
- [42] Кузин С. С., Леховицкий Д. И. Новая структура решетчатого фильтра и адаптивный алгоритм оценки его параметров. — М.: Радиотехника, 1989, № 6, с. 33.
- [43] Воеводин В. В. Вычисления с теплицевыми матрицами. В кн. Вычислительные процессы и системы / В. В. Воеводин, Е. Е. Тыртышников; под ред. Г. И. Марчука / М.: Наука, 1983, Вып. 1. — С. 124–266.
- [44] Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник // Под ред. Я. Д. Ширмана. — [Изд. 2-е, перераб. и доп.]. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
- [45] Леховицкий Д. И., Рябуха В. П., Жуга Г. А. СДЦ в импульсных РЛС: с формулами и картинками. Физический смысл и экстремальные свойства операций оптимальной междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех // Прикладная радиоэлектроника. — 2008. — Т. 7, № 2. — С. 109 – 123.
- [46] Леховицкий Д. И., Зарицкий В. И., Кириллов И. Г., Лаврукевич В. В. Новые алгоритмы рекуррентной настройки адаптивных решетчатых фильтров. 10-я Юбилейная международная научная конференция «Теория и техника передачи, приема и обработки информации». — Туапсе-Харьков, 2004, Ч. 1 [13].
- [47] А. с. № 953906 СССР. Д. И. Леховицкий, В. Я. Ширман (СССР). — 1981.
- [48] А. с. № 190336 СССР. Д. И. Леховицкий, В. Я. Ширман (СССР). — 1982.
- [49] Фаддеев Д. К., Фаддеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры, изд. 2-е, Физматгиз, М.–Л., 1963.
- [50] Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления — М.: Наука, 1984. — 320 с.
- [51] Леховицкий Д. И. К тридцатилетию харьковских исследований адаптивных решетчатых фильтров // XVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2011)» — Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2011. — Т. 1. — С. 217–228.
- [52] Леховицкий Д. И., Рябуха В. П., Жуга Г. А., Лаврентьев В. Н. Экспериментальные исследования систем СДЦ на основе АРФ в импульсных РЛС с попачечной вобуляцией периодов зондирования // Прикладная радиоэлектроника. — Х., 2008. — Т. 7, № 1. — С. 3–16.
- [53] Леховицкий Д. И., Кириллов И. Г., Бурковский С. И. Особенности междупериодной обработки сигналов на фоне пассивных помех в некогерентных импульсных РЛС. — Радиоэлектронні і комп'ютерні системи, 2005. №2 (10), с. 51–57.
- [54] Lekhovytsky D. I., Vovshin B. M., Zhuga G. A., Lavrukevich V. V. Special features of interperiod signal processing at the clutter background in noncoherent pulsed radars. — International Radar Symposium 2007, IRS 2007, 05–07 September 2007, Cologne, Germany.
- [55] V. Efremov, V. Laurukevich, D. Lekhovytzky, I. Vylegzhanin, B. Vovshin. Results of theoretical and experimental investigations of meteorological formation power spectrum using «superresolution» methods. — Proc. on IRS-2009, 2009.
- [56] Laurukevich, A. A. Pushkov., I. Vylegzhanin, B. Vovshni. D. Lekhovytzky, D. Rachkov Estimation of energy, spectral and polarimetric characteristics of meteorological echoes in DMRL-C. — Proc. on IRS-2011, pp.267-272, 2011.
- [57] Леховицкий Д. И., Рачков Д. С., Семеняка А. В., Рябуха В. П., Атаманский Д. В. Адаптивные решетчатые фильтры. Часть I. Теория решетчатых структур. Настоящий выпуск.
- [58] Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема. — М.: Сов. радио, 1973.
- [59] Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977.

Поступила в редколлегию 9.09.2011

Фото и сведения об авторах статьи см. на с. 404.

УДК 621.396.965:621.391.26

Адаптивні решітчасті фільтри. Частина II. алгоритми настроювання АРФ / Д. І. Леховицький, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка В. П. Рябуха, Д. В. Атаманський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2011. Том 10. № 4. — С. 405-418.

Обґрунтовуються алгоритми адаптивного настроювання решітчастих фільтрів (РФ) за вхідним даними різного виду — заданим оціночним кореляційним матрицям (КМ), довільним “корінням” з них, що коректують векторам при обробки в “ковзному за дальності (часу)” вікні. Розробляється загальна методика настроювання, у рамки якої укладаються як відомі, так і нові алгоритми. Аналізуються особливості обліку априорної інформації в процесі настроювання АРФ, регуляризовані й рекурентні алгоритми настроювання. Демонструються результати практичного використання АРФ, реалізованих на сучасній елементній базі.

Ключові слова: адаптивна просторово-часова обробка, оціночна кореляційна матриця (КМ), адаптивні фільтри, що обіляють і обертають, априорна інформація, регуляризація, рекурентні алгоритми

Л. 13. Бібліогр.: 59 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

Adaptive lattice filters. Part II. Algorithms for ALF adjustment / D. I. Lekhovytzkiy, D. S. Rachkov, A. V. Semeniaka, V. P. Ryabukha, D. V. Atamanskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. 2011. Vol. 10. № 4. — P. 405-418.

The second part of the paper validates the algorithms for lattice filters (LF) adaptive adjustment by input data of different types, namely, by given estimate covariance matrices (CM), their arbitrary “roots”, and by correcting vectors at the processing in the window “sliding on the distance (time)”. The general adjustment methodology is developed, and both the well-known and new algorithms are synthesized within its framework. The peculiarities of taking into account *a priori* information during ALF adjustment, and regularized and recurrent tuning algorithms are analyzed. The results of practical application of ALFs implemented on a modern component base are demonstrated.

Keywords: space-time adaptive signal processing, estimate covariance matrix (CM), adaptive whitening filters, adaptive inverse filters, *a priori* information, regularization, recurrent algorithms.

Fig. 13. Ref: 59 items.