

УДК 621.391 (075)

В. С. Е ф р е м о в

### АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В РАДИОЛОКАТОРАХ УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

*Рассмотрены различные алгоритмы адаптивной фильтрации в задаче обнаружения целей в пассивной помехе для радиолокационных систем управления воздушным движением. Показана эффективность адаптивной решетчатой фильтрации. Приведены результаты экспериментального обнаружения целей со “слепыми” скоростями.*

В реальных условиях работа радиолокационной системы управления воздушным движением (РЛС УВД) осуществляется при отсутствии априорной информации о характеристиках пассивной помехи (ПП). В основном неопределенность возникает относительно спектрально-корреляционных характеристик ПП, т. е. корреляционной матрицы (КМ)  $\Phi_n$  и обратной матрицы  $\Psi_k = \Phi_n^{-1}$ . В этих обстоятельствах возможно рассогласование между оптимизированными коэффициентами режекторных фильтров и реальными характеристиками ПП, что приводит к потерям в эффективности работы системы селекции движущихся целей (СДЦ).

Преодоление априорной неопределенности возможно при использовании результатов адаптивного оценивания параметров ПП.

При использовании режима частичной адаптации оцениваются отдельные параметры спектра ПП, например такие, как интервал корреляции ПП  $\tau_u$  и центральная частота доплеровского спектра ПП  $f_d^{\text{min}}$ .

При полностью адаптивном построении системы СДЦ в качестве априори неизвестной КМ  $\Phi_n$  может использоваться ее оценка  $\hat{\Phi}_n$  либо оценка матрицы, обратной КМ ПП  $\hat{\Psi}_n$ . Оптимальный алгоритм обработки сводится к вычислению величины  $\zeta$  по формуле

$$\zeta = U_k \cdot \hat{\Psi}_k \cdot U_c(f_d), \quad (1)$$

где  $U_k$  — принятый вектор;  $\hat{\Psi}_k = \hat{\Phi}_n^{-1}$ ;  $U_c$  — ожидаемый вектор.

Полностью адаптивный подход предусматривает замену в этом выражении неизвестной матрицы, обратной КМ помех, соответствующей ей оценкой  $\hat{\Psi}_n$ . Здесь оценка  $\hat{\Psi}_n$  проводится по классифицированной выборке, т.е. при наличии только мешающих сигналов рассматриваемого типа, при этом полезный и другие типы мешающих сигналов

(активные помехи, отклики от целей и т.д.) в обучающей выборке должны отсутствовать. Можно представить обработку  $\zeta$  в виде, при котором используются адаптивные оценки характеристик обеслаивающих фильтров  $\hat{\mathbf{N}}$  и  $\hat{\mathbf{N}}^*$ , т.е. выражение (1) примет вид:

$$\zeta_k = \left[ \hat{\mathbf{N}} \cdot \dot{\mathbf{Y}}_k \right]^* \cdot \left[ \hat{\mathbf{N}} \cdot \dot{\mathbf{Y}}_k \right] \quad \text{или} \quad \zeta_k = \left[ \hat{\mathbf{N}}^* \cdot \dot{\mathbf{Y}}_k \right]^* \cdot \left[ \hat{\mathbf{N}}^* \cdot \dot{\mathbf{Y}}_k \right]. \quad (2)$$

Здесь используются адаптивные оценки треугольных разложений КМ помехи и обратной ей. Такие оценки можно получить различными методами. В последнее время большое внимание уделяется алгоритмам, предусматривающим по классифицированной  $r$ -мерной выборке независимых обучающих векторов помехи  $\mathbf{Y}_k^{(i)}$ , для которых

$$\overline{\mathbf{Y}_k^{(i)} \cdot \mathbf{Y}_k^{(j)*}} = \begin{cases} \Phi_k, & i = j \\ \mathbf{0}, & i \neq j \end{cases} \quad (i, j = 1, 2, \dots, r) \quad (3)$$

— максимально правдоподобное (МП) оценивание матрицы  $\hat{\Phi}_k$ , обращение полученной оценки (прямое и рекуррентное) и последующее вычисление вектора  $\hat{\mathbf{R}}_k$  [1–10]. Так, детально изучены методы адаптации, в которых используются МП оценки КМ общего вида:

$$\hat{\Phi}_k = r^{-1} \cdot \sum_{i=1}^r \mathbf{Y}_k^{(i)} \cdot \mathbf{Y}_k^{(i)*}, \quad (4)$$

а также МП оценки КМ, обладающих свойствами персимметрии

$$\hat{\Phi}_k = (2r)^{-1} \cdot \sum_{i=1}^r \left( \mathbf{Y}_k^{(i)} \cdot \mathbf{Y}_k^{(i)*} + \mathbf{\Pi} \cdot \mathbf{Y}_k^{(i)-} \cdot \mathbf{Y}_k^{(i)\top} \cdot \mathbf{\Pi} \right). \quad (5)$$

По основному показателю эффективности адаптивных алгоритмов — скорости адаптации (требуемому объему обучающей выборки) — методы, основанные на МП оценках (4) и (5), существенно превосходят классические градиентные алгоритмы адаптации. Однако их практическая реализация даже при сокращенном количестве каналов обработки  $M < N$  достаточно сложна, что связано, в первую очередь, с необходимостью обращения  $M \times M$  оценочных матриц (4) и (5), как правило плохо обусловленных.

Указанные трудности, а также отсутствие приемлемых устройств, реализующих такие адаптивные алгоритмы, заставляют искать другой подход к адаптации в системах пространственно-временной обработки сигналов.

Обратим внимание на характерную особенность величины  $\zeta_k$  в выражении (2). На основе оценок (4), (5) по обучающим выработкам (3) определяется не непосредственно входящая в  $\zeta_k$  оценка  $\hat{\Psi}_n$  матрицы, обратной корреляционной матрице, а оценка  $\hat{\Phi}_n$  прямой КМ. В

качестве  $\hat{\Psi}_n$  при этом берется результат обращения  $(\hat{\Phi}_k)^{-1}$ , т.е., вместо оценки  $\hat{\Psi}_k = \hat{\Phi}_n^{-1}$ , вычисляется функция  $f(\hat{\Psi}_k) = (\hat{\Phi}_k)^{-1}$ . Такая “подмена” в общем случае не гарантирует, что используемые “косвенные” оценки сохраняют свойства исходных. Однако, если в качестве исходных используются МП оценки, то результат вычислений также является МП оценкой соответствующей функции. Это утверждение является следствием принципа инвариантности МП оценок, в соответствии с которым МП оценка  $\hat{f}(\theta)$  есть та же функция от МП оценки  $\hat{\theta}$  аргумента:

$$\hat{f}(\theta) = f(\hat{\theta}).$$

Это свойство теоретически обосновывает допустимость замены МП оценивания требуемого (в том числе векторного) параметра на МП оценивание другого параметра, функционально связанного с требуемым параметром, и последующее вычисление этой функции от оцененного значения параметра. Методы адаптации, использующие “косвенные” МП оценки (например, как (4) и (5)), по своим характеристикам эквивалентны методам, в которых МП оценки требуемых параметров получены непосредственно.

При синтезе устройств адаптивной межпериодной обработки, основанных на сложных алгоритмах, таких как представленных выражениями (2)–(5), предпочтительнее оказывается цифровая реализация. Рассмотрим особенности синтеза таких устройств.

Отметим, что, в силу произвольного выбора функции  $f(\cdot)$  параметризация обратной матрицы (или весового вектора) через прямую КМ не является единственной. Так, при модификациях межпериодной обработки процедура адаптации сводится к оцениванию характеристик обесляющих фильтров типа  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{N}^*$ .

Известны [1, 2, 8, 10, 12] адаптивные обесляющие фильтры, синтезируемые путем факторизации треугольных матриц  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{N}^*$ . Методы синтеза таких обесляющих фильтров основаны на представлении матриц  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{N}^*$  в виде произведения слаботолненных матриц-сомножителей различного вида, оцениваемых на этапе адаптации по обучающим выборкам (3).

Математически задача синтеза сводится к  $n$ -шаговому преобразованию входного вектора  $\mathbf{Y}_k$  в вектор

$$\mathbf{V}'_k = \mathbf{H} \cdot \mathbf{Y}_k = \mathbf{L}_n \cdot \mathbf{L}_{n-1} \cdot \dots \cdot \mathbf{L}_1 \cdot \mathbf{Y}_k \quad (6)$$

либо в вектор

$$\mathbf{V}''_k = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{Y}_k = \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{G}_{n-1} \cdot \dots \cdot \mathbf{G}_1 \cdot \mathbf{Y}_k. \quad (7)$$

Структуры слаботолненных матриц-сомножителей  $\mathbf{L}_i$  и  $\mathbf{G}_i$  определяются способом и последовательностью декорреляции помеховых колебаний в каналах обработки.

Преобразования в обеляющих фильтрах можно интерпретировать как обнуление элементов поданой на его входы в виде последовательности столбцов КМ помех  $\Phi_k$ . Поэтому пошаговые преобразования (6) и (7) можно рассматривать как последовательные операции обнуления тех или иных ненулевых элементов КМ  $\Phi_k$ . Причем при рациональных способах декоррреляции элементов КМ обнуление на предыдущих шагах преобразования должно сохраняться и на последующих шагах.

Так, для последовательного обнуления соответственно поддиагональных или наддиагональных элементов по столбцам КМ  $\Phi_k$  можно использовать известные в линейной алгебре методы Гаусса [8, 11, 12]. Тогда матрицы-сомножители разложений (6) и (7) представимы в виде

$$\mathbf{L}_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ell_{i+1,i}^{(i)} & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \ell_{N,i}^{(i)} & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}_{i=1,2,\dots,N-1} ;$$

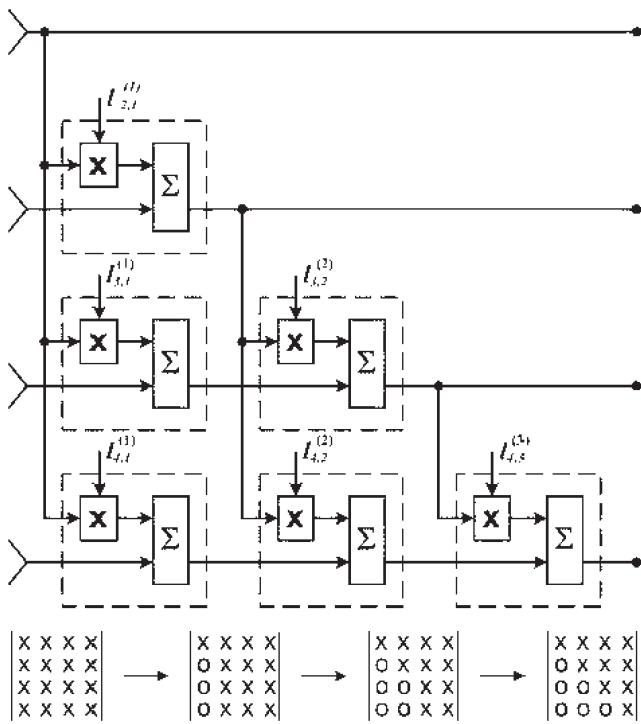
$$\mathbf{G}_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & g_{1,i}^{(i)} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & g_{N-i,i}^{(i)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}_{i=1,2,\dots,N-1} ; \tag{8}$$

$$\mathbf{L}_N = \mathbf{G}_N = \text{diag} \{d_j\}_{j=1,N} .$$

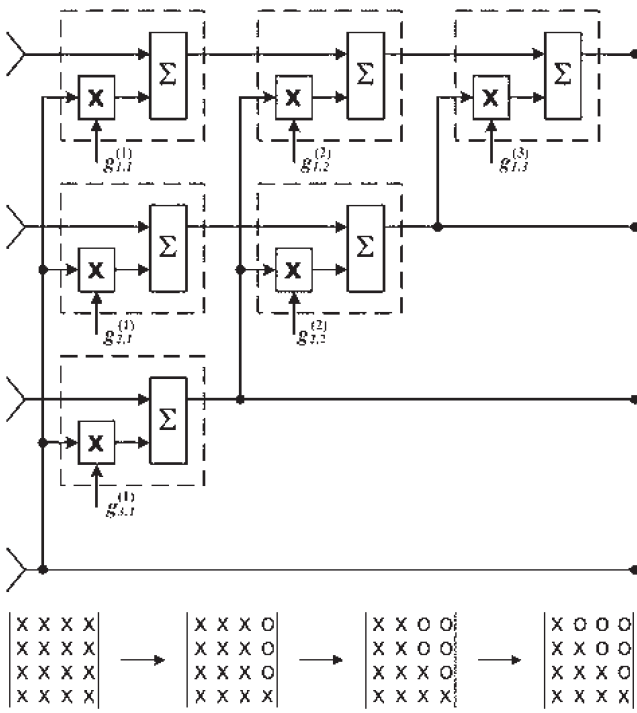
Параметры матриц-сомножителей (8)  $i$ -го шага преобразований подлежат оцениванию и определяются из условия обнуления соответственно  $(s, i)$ -х и  $(j, i)$ -х элементов матрицы КМ.

Структурные схемы обеляющих фильтров типа  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{N}^*$  приведены на рис. 1, а, б.

Заметим, что в данном случае количество шагов преобразования (ступеней) обеляющего фильтра равно размерности  $N$  входного вектора  $\mathbf{Y}_k$ . Полученные структуры обеляющих фильтров допускают использование различных адаптивных алгоритмов оценивания параметров  $\ell_{s,i}^{(i)}$ ,  $g_{j,i}^{(i)}$ . Так, градиентный алгоритм адаптации здесь реализуется



*a*



*б*

Рис. 1. Структурные схемы обеляющих фильтров типов Н (а) и N\* (б)

с использованием в качестве звеньев (выделены на рис. 1, *a* и *б* штриховой линией) одноканальных автокомпенсаторов с корреляционными обратными связями (КОС). В случае использования алгоритма МП оценивания КМ  $\Phi_k$  (3), оценивание параметров  $i$ -й степени каждого обеляющего фильтра можно производить независимо по обучающим выборкам  $Y_k^{(i)}$ , прошедшим предыдущие ( $i - 1$ ) его ступеней.

Используемые для получения рассмотренных структур методы позволяют свести задачу адаптации многомерной системы к набору более простых задач адаптации двумерных систем. Следствием этого является повышенная численная устойчивость таких структур, что очень важно при использовании алгоритма МП оценивания КМ  $\Phi_k$ , а также возрастание скорости адаптации при использовании градиентного алгоритма.

В рамках рассмотренного синтеза обеляющих фильтров методом последовательного обнуления по столбцам или строкам элементов КМ помех не удастся учесть для повышения быстродействия априорную информацию о ее структуре. Поэтому представляет интерес для решения поставленной задачи использовать сравнительно новые методы адаптивной решетчатой фильтрации [2, 3, 5, 7].

Сущность адаптивной решетчатой фильтрации заключается в том, что на этапе адаптации подлежат оцениванию не непосредственно матричные импульсные характеристики обеляющих фильтров ( $\mathbf{H}, \mathbf{N}^*$ ), а параметры из специальных разложений. В основе этих разложений лежит обобщенная факторизация Левинсона [2, 3].

Использование обобщенной факторизации Левинсона позволяет представить матричные импульсные характеристики обеляющих фильтров сразу обоих типов  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{N}^*$  в виде произведения слабозаполненных матриц специального вида:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \mathbf{H} \\ \mathbf{N}^* \end{pmatrix} = \mathbf{D}_N \cdot \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{D}_{N-1} \cdot \mathbf{F}_{N-1} \dots \mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{F}_2 \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{D}_1, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{D}_m = \left[ \begin{array}{c|c|c} I_{m-1} & 0 & 0 \\ \hline 0 & H_m & 0 \\ \hline 0 & 0 & I_{m-1} \end{array} \right]_{m=\overline{2,N}}; \quad \mathbf{F}_m = \left[ \begin{array}{c|c|c} I_{m-1} & 0 & 0 \\ \hline 0 & \theta_m & 0 \\ \hline 0 & 0 & I_{m-1} \end{array} \right]_{m=\overline{2,N}};$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_N \otimes \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{D}_1 = \text{diag} \{ \mathbf{S}_1(\ell) \}_{\ell=\overline{1,N}}; \quad \mathbf{H}_m = \text{diag} \{ \mathbf{H}_m(\ell) \}_{\ell=\overline{1, N+1-m}};$$

$$\theta_m = \text{diag} \{ \theta_m(\ell) \}_{\ell=\overline{1, N+1-m}}; \quad \mathbf{H}_m(\ell) = \begin{vmatrix} S_m(\ell) & 0 \\ 0 & C_m(\ell) \end{vmatrix};$$

$$\theta_m(\ell) = \begin{vmatrix} \alpha_m(\ell) & 1 \\ 1 & \alpha_m^*(\ell) \end{vmatrix};$$

⊗ — символ кронекеровского произведения.

В результате такого разложения адаптивному оцениванию подлежат параметры  $\alpha_m(\ell)$ ,  $S_m(\ell)$ ,  $C_m(\ell)$ .

Структура обеляющего решетчатого фильтра, соответствующего разложению (9), представлена на рис. 2, а. Фильтр содержит набор однотипных элементов – элементарных решетчатых фильтров (ЭРФ<sub>m</sub>). Структура ЭРФ<sub>m</sub> представлена на рис. 2, б. Параметры ЭРФ<sub>m</sub> (частный коэффициент корреляции  $\alpha_m(\ell)$  и нормирующие множители  $S_m(\ell)$ ,  $C_m(\ell)$ ) оцениваются в процессе адаптации.

В обеляющем решетчатом фильтре производится последовательное обнуление внедиагональных элементов КМ  $\Phi_p$ , но не по столбцам, а вдоль диагоналей, параллельных главной диагонали (см. рис. 2, а). На основе этого принципа синтезирован обращающий решетчатый фильтр [7], структура и принцип работы которого показаны на рис. 3.

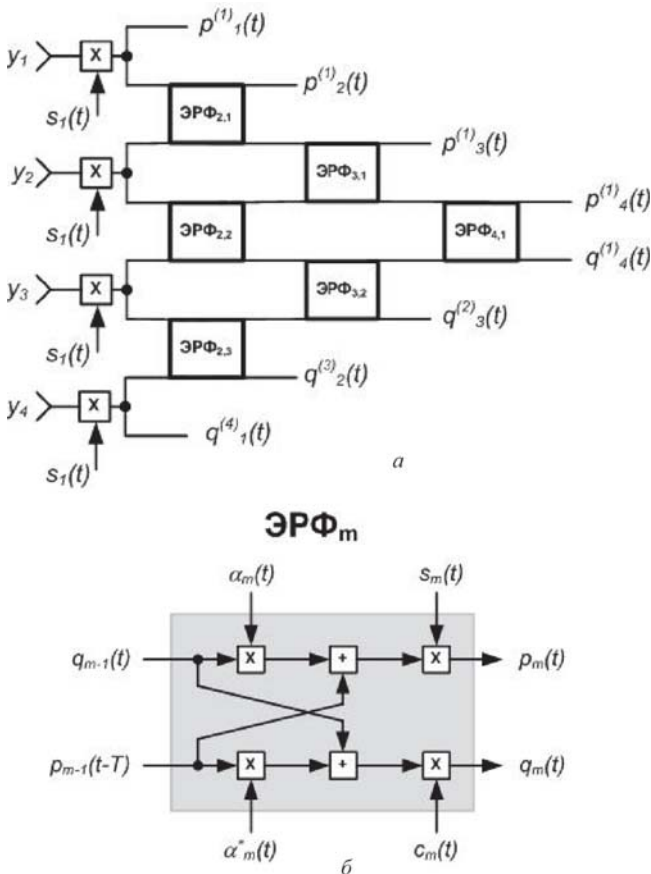


Рис. 2. Структурные схемы обеляющего (а) и элементарного (б) решетчатых фильтров

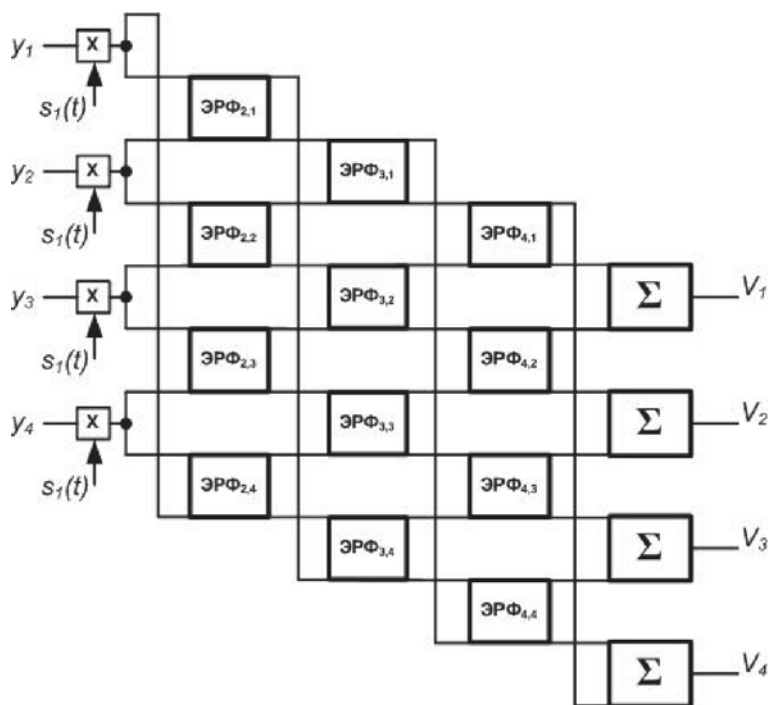


Рис. 3. Структурная схема обращающего решетчатого фильтра

Приведенные обеляющие и обращающие адаптивные решетчатые фильтры представляют собой систолические структуры, имеющие высокую степень распараллеливания операций. Как известно из работ [2, 13], в таких структурах повышается устойчивость вычислительного процесса и снижаются требования к разрядности вычислений.

Существуют пакетные и рекурсивные алгоритмы адаптивного оценивания параметров решетчатого фильтра.

Основной пакетный алгоритм адаптации предусматривает независимое оценивание параметров каждого  $\text{ЭРФ}_m$  ( $m$ -й ступени решетчатого фильтра по пакету обучающих выборок  $\mathbf{Y}_k = \left\{ \mathbf{Y}_k^{(i)} \right\}_i = \overline{1, r}$  ( $r$  – размер пакета), прошедшему предыдущие  $(m - 1)$  его ступеней). Алгоритмы адаптации реализуются в блоках оценивания (БО) (см. рис. 2, 3).

Структура обеляющего решетчатого фильтра (см. рис. 2, а) позволяет в целях повышения скорости адаптации единообразно и достаточно просто учесть наличие специфических особенностей в КМ помех (персимметрию или теплицевость). Для центральной-симметричной системы попарно-идентичных каналов обработки КМ  $\Phi_k$  становится персимметричной. Можно показать [2, 3, 5], что в этом случае в каждой ступени обеляющего решетчатого фильтра возникают пары  $\text{ЭРФ}_m$  с априорно равными параметрами. Поэтому появляется возмож-



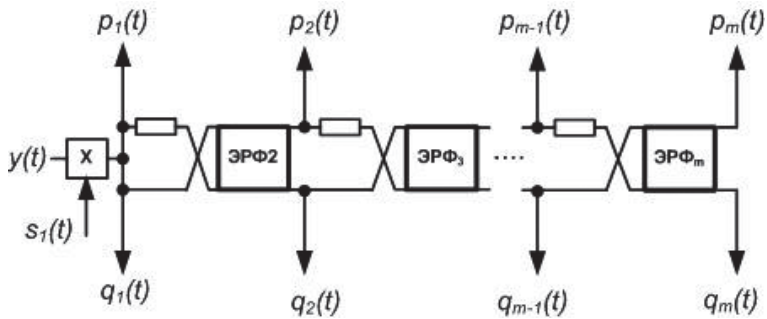


Рис. 4. Временная структура обесцарающего решетчатого фильтра

ность дополнительного усреднения пар независимых оценок одних и тех же параметров.

На рис. 4 представлена временная структура обесцарающего решетчатого фильтра, эквивалентная схеме, представленной на рис. 2, а. Эта структура используется в адаптивных системах СДЦ для подавления ПП.

Модификация алгоритмов адаптации, заключающаяся в дополнительном накоплении, как показали исследования [2, 3, 5], приводит к увеличению скорости адаптации практически в 2 раза.

В случае использования регулярной системы идентичных каналов обработки (теплицева КМ  $\Phi_k$ ), параметры всех ЭРФ $_m$ , принадлежащих к одной и той же ступени обесцарающего решетчатого фильтра, становятся априорно равными. Здесь появляется возможность дополнительного усреднения оценок одноименных параметров всех ЭРФ $_m$ , принадлежащих одной ступени и полученных первоначально независимо. Модифицированный соответствующим образом алгоритм адаптации, как показало моделирование, может резко повысить скорость адаптации.

Полученный эффект от дополнительного усреднения в модифицированных алгоритмах адаптации, учитывающих специфику КМ помех, подобен увеличению размера  $r$  пакета обучающих выборок  $Y_k$  при использовании немодифицированных алгоритмов.

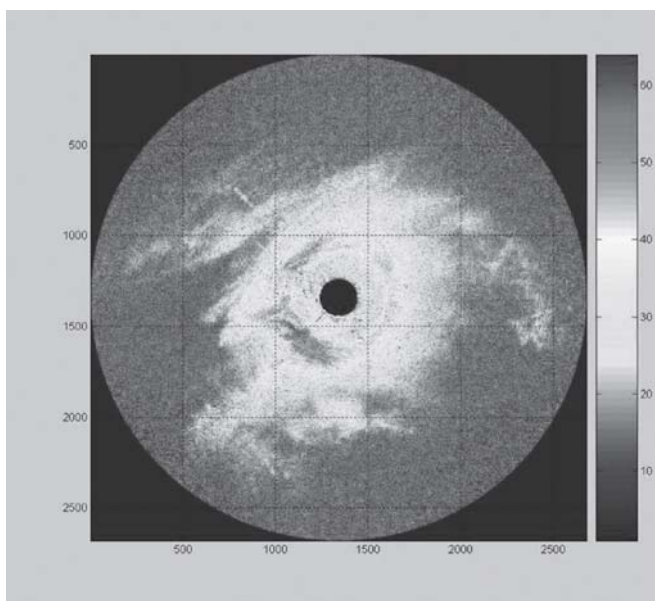
Условия работы РЛС, такие как круговое вращение, неоднородность ПП, а также модуляция их параметров могут создать нестационарную помеховую обстановку. В этих условиях рекомендуется использовать рекурсивные алгоритмы адаптивной настройки решетчатых фильтров. Рекурсивные алгоритмы позволяют по каждой вновь поступившей обучающей выборке  $Y_k^{(i)}$  проводить коррекцию полученных ранее оценок параметров решетчатого фильтра.

Уже разработаны рекурсивные алгоритмы адаптивной настройки решетчатых фильтров для случая КМ помех произвольного вида

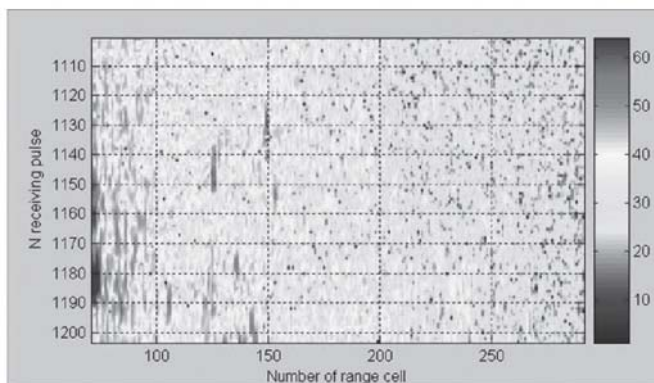
[6]. Однако модифицированные рекурсивные алгоритмы, позволяющие учитывать специфические особенности КМ помех (персимметрию и теплицевость), до настоящего времени не получены.

Для оценки эффективности разработанных алгоритмов было проведено полунатурное моделирование с использованием записей сигналов на выходе фильтра сжатия реальных РЛС УВД.

Визуализация амплитуды сигнала с выхода фильтра сжатия РЛС в логарифмическом масштабе за один оборот антенны представлена на рис. 5, *а*. На рис. 5, *б* представлен фрагмент файла с реальной целью, имеющей слепую скорость.



*а*

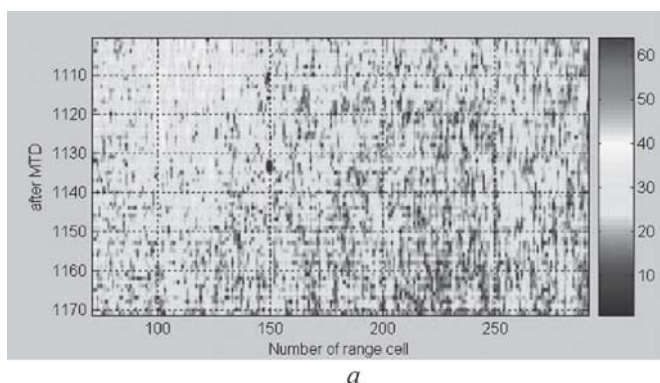


*б*

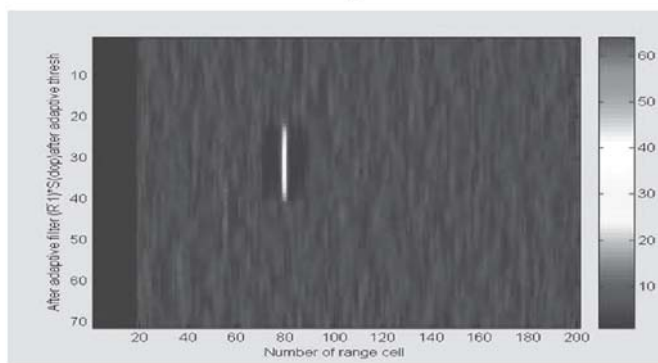
**Рис. 5. Визуализация сигнала с выхода фазового детектора РЛС “Лира А-10”:**  
*а* – нижний луч, один оборот антенны; *б* – фрагмент файла, верхний луч; координаты цели: 1133 по вертикальной оси, 150 по горизонтальной оси, “F<sub>dop</sub> = слепой скорости”

Результаты обработки фрагмента файла, представленного на рис. 5, б, показаны на рис. 6. На рис. 6, а показан результат обработки фрагмента файла после 3-кратной ЧПК. Далее, последовательно с 3-кратной ЧПК включался адаптивный фильтр второго порядка и нормировщик. Результат обработки сигнала на выходе нормировщика показан на рис. 6, б. Результат прохождения обработанного сигнала через порог 12 дБ показан на рис. 6, в. На рис. 6, г приведено сечение с целью. Цель, имеющая слепую скорость и не обнаруженная первичным радаром, уверенно обнаруживается адаптивным фильтром. Превышение цели над помехой после адаптивного фильтра — 30 дБ (см. рис. 6, г).

График подпомеховой видимости цели для одного элемента дальности на расстоянии 5,5 км приведен на рис. 7. Верхняя кривая представляет собой результат обнаружения цели в помехе неадаптивной системой [14]. Нижняя кривая представляет собой результат обнаружения цели в помехе адаптивной системой [15].



а



б

**Рис. 6 (начало).** Результаты обнаружения цели с доплеровским сдвигом частоты, равным слепой скорости (результат обработки фрагмента файла, представленного на рис. 5, б) после ЧПК третьего порядка; б — после адаптивного фильтра второго порядка с последующей нормировкой; в — после порога 12 дБ; д — развертка по дальности с целью

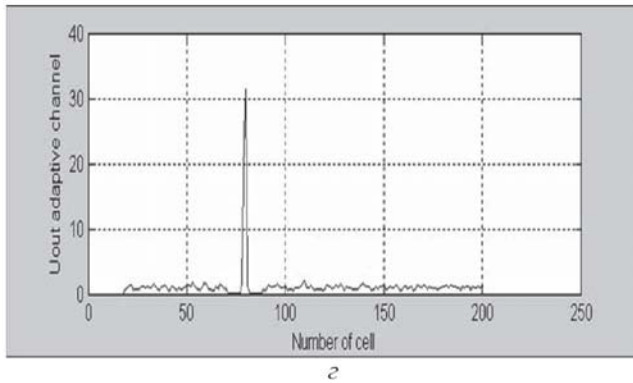
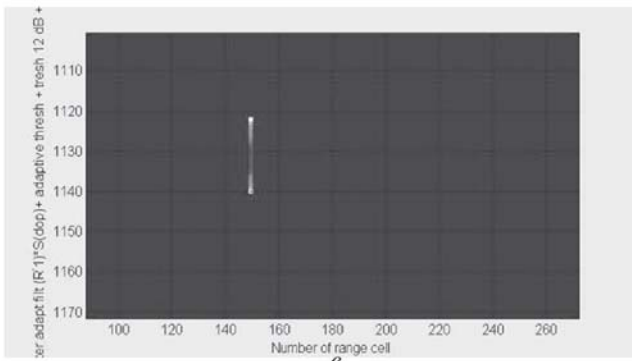


Рис. 6 (окончание)

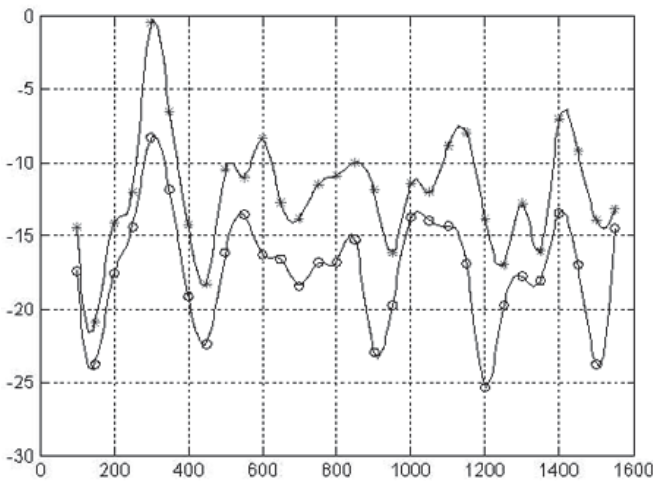


Рис. 7. График подпомеховой видимости

Как видно из рис. 7, кривая подпомеховой видимости для адаптивной системы идет ниже, чем кривая подпомеховой видимости для неадаптивной системы. Причем, выигрыш достигает величины порядка 10 дБ на частотах, соответствующих слепым скоростям. Таким образом, адаптивная СДЦ успешно позволяет обнаруживать цели, имеющие слепые скорости.

**Заключение.** Современное развитие техники цифровых сигнальных процессоров и ПЛИС позволяют успешно решать задачи реализации алгоритмов (близких к оптимальным) адаптивной фильтрации сигналов, обнаруживаемых на фоне коррелированных помех. Рассматриваемые в статье алгоритмы СДЦ, несмотря на сложность и большое количество операций, выполняемых за время одного элемента разрешения по дальности, вполне реализуемы. Эти алгоритмы, в отличие от традиционных алгоритмов СДЦ с фиксированной глубиной зоны режекции, позволяют успешно обнаруживать не только цели, имеющие радиальную скорость, но и цели, летящие по параметру относительно РЛС с нулевым доплеровским сдвигом. Реальное применение адаптивных алгоритмов в РЛС УВД позволило существенно уменьшить поток ложных отметок и увеличить вероятность обнаружения целей на выходе первичной обработки, что иллюстрируется приводимыми на рис. 6 результатами.

Возможность обнаружения воздушных судов, имеющих нулевые радиальные скорости относительно точки стояния РЛС, позволяет существенно повысить эффективность радиолокационного наблюдения и, как следствие, безопасность полетов, особенно в зонах интенсивного маневрирования.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ш и р м а н Я. Д., М а н ж о с В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
2. М е т о д ы адаптивной решетчатой фильтрации в задачах пространственно-временной обработки сигналов / Д.И. Леховицкий, В.И. Зарицкий, И.Д. Раков и др. Препринт РАН АН СССР № 8610. – М., 1987.
3. Л е х о в и ц к и й Д. И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры // Изв. вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35, № 9–10.
4. К о к и н В. Н., Р а к о в И. Д., С в е р д л о в Б. Г. Особенности защиты приемных устройств с ФАР общей системой компенсации // Радиотехника. – 1987. – № 12.
5. Л е х о в и ц к и й Д. И., М и л о в а н о в С. Б., Р а к о в И. Д., С в е р д л о в Б. Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы // Изв. вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35, № 11–12.
6. С в е р д л о в Б. Г. Решетчатые фильтры с рекурсивными алгоритмами адаптации для задач спектрального анализа нестационарных случайных процессов и обработки сигналов // Междунар. науч.-техн. конф. “Современная радиолокация”, НТС (тезисы докладов). – Киев: АН ПРЭ, НИИ “Квант”, 1994.
7. К у з и н С. С., Л е х о в и ц к и й Д. И. Новая структура решетчатого фильтра и адаптивный алгоритм оценки ее параметров // Радиотехника. – 1989. – № 6.
8. Ж у р а в л е в А. К., Л у к о ш к и н А. П., П о д д у б н ы й С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: ЛГУ, 1988.
9. К о ш е в о й В. М. Использование априорной информации о структуре корреляционных матриц для задач адаптации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1982. – Т. 25, № 9.

10. Шаталов А. А., Ястребков А. Б., Селезнев Б. Н. Быстродействующие алгоритмы адаптации многомерных выбеливающих фильтров // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т. 29, № 1.
11. Ахмед Н., Йоун Д. Х. О реализации единичного нижнего треугольного преобразования // Proceedings of the IEEE. – 1979. – Т. 67, № 11. – С. 106–107.
12. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления – М.: Наука, 1984.
13. King S. Y., VLSI array processors, Prentice Hall, 1988.
14. Efremov V. S., Solovyev A. G. Anti-Clutter Technique and Algorithms for Air Traffic Control Radars. India, International radar conference, IRSI 2001.
15. Bendersky G. P., Efremov V. S., Sverdlov B. G., Sedletsky R. M. Adaptive MTD for Air Traffic Control Radars. India, International radar conference, IRSI 2005.

Статья поступила в редакцию 25.10.2006



Вячеслав Самсонович Ефремов родился в 1945 г., окончил МВТУ им. Н.Э. Баумана в 1969 г. Канд. техн. наук, первый заместитель генерального директора, главный инженер ОАО “Конструкторское бюро “Лианозовские радары” (ОАО “КБ “Лира”). Автор более 40 научных работ в области радиолокации и теории обнаружения сигналов на фоне помех.

V.S. Yefremov (b. 1945) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1969. Ph. D. (Eng.), 1st deputy general director – chief engineer of the stock-joint company “KB “Lira”. Author of more than 40 publications in the field of radiolocation and theory of signal detection against noise.

УДК 53.083.8

В. Н. Дианов

## ДИАГНОСТИКА СБОЕВ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

*Рассмотрены новые методы активной диагностики при обнаружении и регистрации сбоев в аппаратуре – вычислительной технике, датчиках, исполнительных механизмах, оптико-электронных комплексах. Предложена совокупность информативных признаков для обнаружения и регистрации источников сбоев: соединителей, контактирующих узлов БИС и СБИС, контактных проводников печатных плат (включая многослойные), интерфейсных шин, неэкранированных одно- и многожильных проводов, шин заземления и электропитания, клемных колодок, мест паяк. Приведены результаты исследования сбоев на физических моделях элементной базы аппаратуры, в том числе с учетом электромагнитной совместимости.*

Развитие элементной базы, усложнение программного обеспечения решаемых задач и ужесточение условий эксплуатации современной аппаратуры (вычислительной техники, датчиков, исполнительных