

УДК 621.396 96.621 391.26

## РЕКУРРЕНТНЫЕ АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ЦЕНТРАЛЬНОЙ СИММЕТРИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ КАНАЛОВ ПРИЕМА

*В. И. Зарицкий, В. Н. Кокин, Д. И. Леховицкий, В. В. Саламатин*

Рассматриваются регуляризованные рекуррентные алгоритмы оценивания корреляционных матриц внешних помех и матриц, обратных к ним, в системах с центральной симметрией пространственных и (или) временных каналов приема. Показано, что реализованные на их основе алгоритмы адаптивной обработки обеспечивают вдвое более высокое быстродействие соответствующей системы, чем «предельно быстродействующие» из известных алгоритмов для систем с произвольным расположением каналов приема. Обсуждается вычислительная сложность алгоритмов оценивания, предлагаются их модификации с пониженным уровнем сложности.

1. Важнейшим показателем эффективности адаптивных систем обработки сигналов на фоне помех с априори неизвестными статистическими свойствами является быстродействие, которое обычно характеризуется временем, необходимым для обеспечения качественных показателей обработки, близких к предельно возможным в отсутствие априорной неопределенности. При дискретной (цифровой) обработке, рассматриваемой ниже, мерой быстродействия является требуемый объем обрабатываемой выборки.

Достижимый уровень быстродействия в случае параметрической априорной неопределенности зависит в первую очередь от размерности вектора (матрицы) неизвестных параметров, подлежащих оценке в процессе адаптации [1, 7]. Поэтому любая достоверная априорная информация об особенностях конкретной системы, позволяющая снизить размерность либо указывающая на наличие тех или иных связей между оцениваемыми параметрами, как правило, может быть использована для ускорения процесса адаптации. Наглядным примером этого является существенный выигрыш в быстродействии, обеспечиваемый заменой максимально правдоподобной выборочной оценки корреляционной матрицы  $\Phi$  нормальной помехи [2, 3]

$$\hat{\Phi}_k^{M.N} = k^{-1} \sum_{i=1}^k Y_i Y_i^* \quad (1)$$

с регуляризованной оценкой [4-6]

$$\hat{\Phi}_k = bI + \hat{\Phi}_k^{M.N} = bI + k^{-1} \sum_{i=1}^k Y_i Y_i^*, \quad (2)$$

при адаптивном формировании вектора весовой обработки

$$\hat{R}_k = \hat{\Phi}_k^{-1} X = \hat{\Psi}_k X \quad (3)$$

пространственного (временного) фильтра  $M$ -мерного сигнала  $X = \{x_i\}_{i=1}^M$ .

Здесь  $Y_i = \{y_i^{(k)}\}_{i=1}^M$  —  $M$ -мерный вектор комплексной огибающей  $i$ -й обучающей выборки,  $k$  — объем обучающей выборки,  $I$  — единичная матрица,  $b > 0$  — скалярный параметр регуляризации,  $\hat{\Psi}_k = \hat{\Phi}_k^{-1}$  — матрица, обратная оценочной корреляционной матрице помех,  $*$  — знак эрмитова сопряжения.

Как отмечалось в [5, 6], указанный выигрыш может рассматриваться как результат использования априорной информации о наличии в помехе наряду с коррелированной компонентой и белого шума, причем (2) представляет собой одну из возможных форм учета этой информации.

В целом ряде характерных для практики случаев объем априорной информации может быть большим, при этом появляется возможность для дальнейшего ускорения процесса адаптации (3) по сравнению с «предельно быстродействующими» [6] процедурами на основе (2), в которых эта дополнительная информация не используется. В работах [7] (с. 175), [8, 9] с этой целью предложены отличные от (1), (2) выборочные оценки матрицы теплоцевых матриц, к классу которых принадлежат корреляционные матрицы стационарных помех в системах с регулярной пространственной и (или) временной структурой (эквидистантных линейных антенных решетках из идентичных излучателей, в системах междупериодной обработки пачечного сигнала при фиксированном периоде следования и т. д.). Эти оценки, однако, являются практически непригодными, поскольку не гарантируют неотрицательную определенность выборочных корреляционных матриц при  $M > 2$  и конечном объеме выборки  $k$ . Аналогичная задача решалась в [10], где методом максимального правдоподобия получена выборочная оценка, неотрицательно определенная при произвольных  $k \geq 1$ . При выводе этой оценки была использована, однако, не вся специфика теплоцевых матриц (равенство всех элементов, лежащих на одной диагонали), а лишь симметрия такой матрицы относительно побочной диагонали — так называемая персимметрия [11]. Поэтому полученная в [10] оценка не отличается от оценки [18] персимметричных матриц, соответствующих более широкому классу систем с центральной симметрией расположения пространственных (временных) каналов приема, частным случаем которых являются регулярные структуры, и в то же время далеко не полностью реализует возможности, вытекающие из указанной регулярности. В последнем случае наиболее приемлемыми оказываются алгоритмы адаптивной решетчатой фильтрации [12], а также методы, рассматриваемые в [13].

Кроме того, обсуждаемый в [10, 18] вариант оценки персимметричных матриц не является единственным возможным и допускает модификации с меньшей вычислительной сложностью. Их рассмотрение и является целью данной статьи.

2. Эрмитова матрица  $\Phi = \{f_{ll}\}_{l, l=1}^M$  является персимметричной (симметричной относительно побочной диагонали), если выполняются равенства

$$P \Phi^T P = P \Phi \sim P = \Phi, \quad f_{ll} = f_{M+1-l, M+1-l}, \quad (4)$$

представляющие собой математическое определение персимметрии.

Здесь  $P$  — ортогональная симметричная матрица перестановок ( $PP = I$ ,  $P = P^{-1}$ ), содержащая единицы на побочной диагонали и нули в остальных позициях,  $T$  и  $\sim$  — знаки транспонирования и комплексного сопряжения соответственно.

К классу таких Матриц относятся, в частности, корреляционные матрицы помех, создаваемых внешними точечными источниками, на выходах антенной системы с идентичными амплитудными характеристиками каналов приема, симметрично расположенных относительно ее геометрического центра.

Принципиальная возможность ускорения процесса адаптации в этом случае связана с тем, что для полного задания такой матрицы достаточно оценить  $(M^2+2M)/4 \approx M^2/4$  ее параметров (элементов), т. е. примерно вдвое меньше, чем в случае эрмитовой матрицы общего вида.

Максимально правдоподобная выборочная оценка персимметричной матрицы, впервые полученная в [18], имеет вид

$$\hat{\Phi}_k^{M, \Pi} = C_k \left( \sum_{i=1}^k Y_i Y_i^* + \Pi Y_i^* Y_i^T \Pi \right), \quad (5)$$

где нормирующая константа  $C_k$  (равная  $(1/2)k$ ) не влияет на результирующее отношение сигнал/(помеха + шум) и в дальнейшем для простоты полагается равной единице.

По сравнению с оценкой (1) здесь дополнительно присутствует вторая матрица, представляющая собой результат поворота первой относительно побочной диагонали. За счет этого матрица  $\hat{\Phi}_k^{M, \Pi}$  (5) в целом является неотрицательно определенной и персимметричной на произвольном шаге при в общем случае персимметричных матрицах-слабых.

Матрица (5) при  $k < M/2$  вырождена и, следовательно, не имеет обратной, поэтому отыскание обратной матрицы по (5) возможно не ранее, чем после накопления  $M/2$  выборок помехи.

Очевидно, что для получения оценки обратной матрицы и вектора весовой обработки  $R$  (3) и при  $k < M/2$  здесь также применимы регуляризация в соответствии с (2) оценки (5) и последующее рекуррентное обращение регуляризованной оценки на основе известной формулы Дуайра и Уо, аналогичное использованному в [4, 14] при обращении (2).

Применительно к (5) соответствующая формула для расчета  $\hat{\Psi}_k$  может быть представлена в виде (при  $C_k = 1$ )

$$\hat{\Psi}_{k+1} = \hat{F}_k^{-1} - \frac{\hat{F}_k^{-1} \Pi Y_k^* Y_k^T \Pi \hat{F}_k^{-1}}{1 + Y_k^T \Pi \hat{F}_k^{-1} \Pi Y_k^*} = \hat{F}_k^{-1} - \frac{W_k W_k^*}{1 + Y_k^T \Pi W_k}, \quad (6)$$

где  $W_k = \hat{F}_k^{-1} \Pi Y_k^*$ , а  $\hat{F}_k = \hat{\Phi}_{k-1} + Y_k Y_k^*$  совпадает с максимально правдоподобной оценкой корреляционной матрицы общего вида (1) (с точностью до несущественного с точки зрения отношения сигнал/(помеха + шум) множителя). При этом

$$\hat{F}_k^{-1} = \hat{\Psi}_{k-1} - \frac{V_k V_k^*}{1 + Y_k^* V_k}, \quad V_k = \hat{\Psi}_{k-1} Y_k. \quad (7)$$

Как следует из (6), оценка матрицы  $\hat{\Psi}_k$  получается в результате коррекции оценки матрицы, обратной корреляционной матрице общего вида (7), за счет повторного использования выборки  $Y_k$ , но в «перевернутом» виде ( $\Pi Y_k^*$ ). Поскольку, как хорошо известно (см., например, [15], с. 631),

$$\overline{Y_k (\Pi Y_k^*)^*} = \overline{Y_k Y_k^T \Pi} = 0$$

(черта обозначает операцию статистического усреднения), то «прямая» ( $Y_k$ ) и «перевернутая» ( $PY_k$ ) выборки некоррелированы и, в силу нормальности, независимы. Поэтому предписываемое (6), (7) двойное использование каждой выборки эквивалентно удвоению числа независимых выборок по сравнению с (2) и, следовательно, обеспечивает удвоенную скорость оценивания матрицы  $\hat{\Psi}_k$  и адаптивного формирования вектора весовой обработки  $\hat{R}_k$  (3). Указанное удвоение количественно характеризует качественный вывод [10] о возможности «существенно увеличить скорость адаптации» за счет использования оценки (5) вместо (1) в системах с центральной симметрией\*.

На рис. 1 приведены результаты математического моделирования процесса адаптации 20-элементной эквидистантной линейной антенной решетки при воздействии внешних помех от четырех (сплошные кривые) и девяти (штриховые кривые) источников, относительные угловые положения которых показаны треугольниками. Цифры над ними — мощность соответствующей помехи (в дБ) по отношению к мощности собственных шумов приемных элементов. Результаты даны в виде зависимости коэффициента использования энергии полезного сигнала  $K_{\text{э}}$  [4] от объема обучающей выборки.

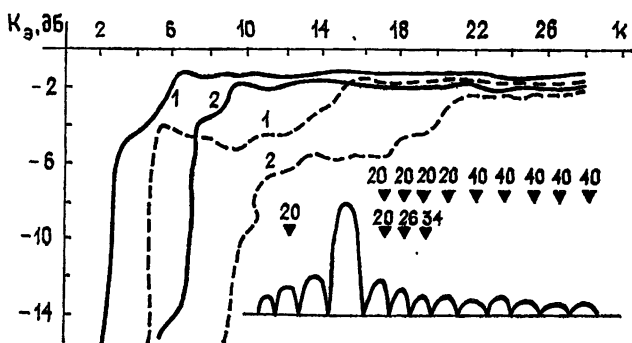


Рис. 1.

При расчетах в качестве начальной использовалась матрица  $\hat{\Psi}_0 = I$ , оценка матрицы  $\hat{\Psi}_k$  вычислялась по рекуррентным формулам (6), (7).

Приведенные на рис. 1 результаты моделирования подтверждают вывод об удвоении скорости адаптации на основе оценки (6), (7) (кривая 1) по сравнению с регуляризованными алгоритмами общего вида [1-6, 14] (кривая 2), не использующими специфику структуры корреляционной матрицы. Последние соответствуют (3), (7) при отождествлении  $\hat{F}_k^{-1}$  с  $\hat{\Psi}_k$ . Аналогичные результаты получены и при сопоставлении этих алгоритмов применительно к центрально-симметричным ФАР другой конфигурации, в частности, двумерным (плоским).

3. Перейдем к оценке вычислительной сложности алгоритма (6), (7) и возможностям его упрощения, ограничиваясь только оценкой числа операций умножения как наиболее сложных. В качестве «точки отсчета» примем число  $1,5 M^2 + 2,5 M \approx 1,5 M^2$  умножений, соответствующее расчету по (7) при отождествлении  $\hat{\Psi}_k$  с  $\hat{F}_k^{-1}$ , т. е. число

\* Этот результат уточняет также оценку [18], где выигрыш в быстродействии характеризуется значением, лежащим в интервале от единицы до двух.

умножений при рекуррентном обращении оценки (2) корреляционной матрицы общего вида.

Прежде всего отметим, что для вычисления вектора  $W_k$ , задающего матрицу  $\Psi_k$  (6), не требуется умножать матрицу  $\hat{F}_k^{-1}$  (7) на вектор  $PY_k^{\sim}$  и, следовательно, затрачивать на это  $M^2$  комплексных умножений. Действительно, в силу (7),

$$W_k = \hat{\Psi}_{k-1} PY_k^{\sim} - V_k^* PY_k^{\sim} V_k / (1 + Y_k^* V_k).$$

Но матрица  $\hat{\Psi}_{k-1}$ , как обратная к персимметричной, также персимметрична, что непосредственно следует из (4). Поэтому  $\Psi_{k-1} P = P \Psi_{k-1}^{\sim}$ , откуда

$$W_k = P V_k^{\sim} - V_k^* P Y_k^{\sim} [V_k / (1 + Y_k^* V_k)], \quad (8)$$

и, следовательно, вектор  $W_k$  можно получить непосредственно из  $V_k$  (7), затратив только  $2M+1$  умножений ( $M+1$  — на вычисление скалярного множителя при  $V_k$  (8) и  $M$  — на умножение его на вектор  $V_k$ ).

В связи с этим, учитывая эрмитовость и персимметрию матрицы  $\hat{\Psi}_k$  (6), можно ограничиться расчетом только  $M(M+2)/4 \approx M^2/4$  элементов в каждой из матриц-вычитаемых в (6), (7). Общее число комплексных умножений для расчета  $\hat{\Psi}_k$  (6) в этом случае составит  $1,5M^2 + 5M \approx 1,5M^2$ , т. е. практически столько же, сколько при реализации «более медленного» алгоритма (7) обращения оценки матрицы общего вида.

4. Алгоритм оценки матрицы  $\hat{\Psi}_k$  можно упростить при полном сохранении быстродействия, если из каждого выборочного вектора комплексных амплитуд  $Y_l$  формировать два связанных с ним вектора:

$$Y_{\Sigma l} = Y_l + P Y_l^{\sim}, \quad Y_{\Delta l} = Y_l - P Y_l^{\sim}. \quad (9)$$

Суммарный вектор  $Y_{\Sigma l}$ , для которого  $P Y_{\Sigma l}^{\sim} = Y_{\Sigma l}$ , назовем персимметричным, а разностный  $Y_{\Delta l}$ , для которого  $P Y_{\Delta l}^{\sim} = -Y_{\Delta l}$ , — антиперсимметричным. Каждый из этих векторов полностью определяется половиной своих компонент, поскольку

$$Y_{\Sigma l}^T = \{Y_{\Sigma bl}^T, (P_b Y_{\Sigma bl}^{\sim})^T\}, \quad Y_{\Delta l}^T = \{Y_{\Delta bl}^T, -(P_b Y_{\Delta bl}^{\sim})^T\}. \quad (10)$$

Здесь через  $Y_{\Sigma bl}$  и  $Y_{\Delta bl}$  обозначены  $M/2$ -мерные векторы — «верхние» половины векторов  $Y_{\Sigma l}$  и  $Y_{\Delta l}$  (9) соответственно, через  $P_b$  — матрица  $P$  порядка  $M/2$ \*

Введем теперь матрицы

$$\hat{S}_k = \sum_{l=1}^k Y_{\Sigma l} Y_{\Sigma l}^*, \quad \hat{L}_k = \sum_{l=1}^k Y_{\Delta l} Y_{\Delta l}^*. \quad (11)$$

Их сумма, на основании (9), с точностью до несущественного коэффициента 2 совпадает с максимально правдоподобной оценкой (5). Это позволяет заменить ее на оценку

$$\hat{\Phi}_k = \hat{S}_k + \hat{L}_k. \quad (12)$$

\* Для простоты записи рассматривается случай четных  $M$ . Обобщение для нечетных  $M$  достаточно очевидно.

В отличие от (5) здесь персимметрична не только матрица  $\hat{\Phi}_k$ , но и каждая из матриц-слагаемых. Действительно,

$$\hat{\Pi S}_k^T \hat{\Pi} = \sum_{i=1}^k \hat{\Pi} Y_{\Sigma i} \tilde{Y}_{\Sigma i}^T Y_{\Sigma i}^T \hat{\Pi} = \sum_{i=1}^k Y_{\Sigma i} Y_{\Sigma i}^* = \hat{S}_k,$$

что, в соответствии с (4), и означает персимметрию  $\hat{S}_k$ . Персимметрия матрицы  $\hat{L}_k$  показывается аналогично.

Переписав (12) на основании (11) в виде

$$\hat{\Phi}_k = \hat{\Phi}_{k-1} + Y_{\Sigma k} Y_{\Sigma k}^* + Y_{\Delta k} Y_{\Delta k}^* \quad (13)$$

и обозначая  $\hat{\Phi}_{k-1} + Y_{\Sigma k} Y_{\Sigma k}^*$  через  $\hat{F}_{\Sigma k}$ , для матрицы  $\hat{\Psi}_k = \hat{\Phi}_k^{-1}$  получим

$$\hat{\Psi}_k = \hat{F}_{\Sigma k}^{-1} - \frac{V_{\Delta k} V_{\Delta k}^*}{1 + Y_{\Delta k}^* V_{\Delta k}}, \quad \hat{F}_{\Sigma k}^{-1} = \hat{\Psi}_{k-1} - \frac{V_{\Sigma k} V_{\Sigma k}^*}{1 + Y_{\Sigma k}^* V_{\Sigma k}}; \quad (14a)$$

$$V_{\Delta k} = \hat{F}_{\Delta k}^{-1} Y_{\Delta k}, \quad V_{\Sigma k} = \hat{\Psi}_{k-1} Y_k. \quad (14b)$$

Алгоритм (14) по форме записи аналогичен (6), (7), но требует выполнения меньшего объема операций. Последнее связано с тем, что вектор  $V_{\Sigma k}$  персимметричен, а вектор  $V_{\Delta k}$  — антиперсимметричен, что непосредственно следует из персимметрии  $\hat{\Psi}_{k-1}$ ,  $\hat{F}_{\Sigma k}^{-1}$  и  $Y_{\Sigma k}$  и антиперсимметрии  $Y_{\Delta k}$ . Поэтому достаточно ограничиться расчетом по (14b) только половины их компонент и, кроме того, выполнять в (14a) только те умножения, которые необходимы для получения диагонали и поддиагональной части блока (1,1) порядка  $M/2$  матриц-вычитаемых. Этих произведений достаточно для определения побочной диагонали и поддиагональной части блока (2,1) порядка  $M/2$  этих матриц и, следовательно, для полного определения этих матриц, являющихся эрмитовыми и персимметричными. При этом общее число операций комплексного умножения составит  $M^2 + 1,5M \approx M^2$ , т. е. примерно в полтора раза меньше, чем в алгоритме (6), (7).

5. Дальнейшее упрощение обработки возможно за счет использования специфического свойства эрмитовых персимметричных матриц, в силу которого они могут быть преобразованы в действительные путем невырожденного преобразования, причем преобразующие матрицы не зависят от преобразуемых, а само преобразование не требует операций умножения.

Рассмотрим результат преобразования  $\Phi^{np} = A\Phi A^*$  эрмитовой персимметричной матрицы  $\Phi$ , равный, в соответствии с (4),  $\Phi^{np} = A\Pi\Phi\Pi^*A^*$ . Потребуем выполнения равенства  $\Phi^{np} = \Phi^{np\sim}$  или, что эквивалентно, равенства

$$A\Phi A^* = (A\Pi\Phi\Pi^*A^*)\sim = A\sim\Pi\Phi\Pi^T. \quad (15)$$

Справедливость этого равенства означает действительность преобразованной матрицы  $\Phi^{np}$ , которая, как следует из (15), обеспечивается любыми матрицами преобразования  $A$ , удовлетворяющими условию

$$A\sim = A\Pi. \quad (16)$$

Такому условию удовлетворяет широкий класс матриц, в частности, матрицы, представляющие собой произведение  $A = DH(\nu)$  диагональной матрицы  $D$  специального вида на действительную ортогональную симметричную матрицу Адамара  $H(\nu)$  [16], определенную для любых  $M=2^\nu$  ( $\nu=0, 1, 2, \dots$ ) и удовлетворяющую рекуррентному соотношению  $H(\nu+1) = \begin{vmatrix} H(\nu) & H(\nu) \\ H(\nu) & -H(\nu) \end{vmatrix}$  при начальном значении  $H(0)=1$ .

Строки матрицы  $H(\nu)$  содержат только 1 или  $-1$ , причем любая строка  $H_i(\nu)$  ( $i=1, M$ ) является либо симметричной ( $H_i(\nu) \Pi = H_i(\nu)$ ), либо антисимметричной ( $H_i(\nu) \Pi = -H_i(\nu)$ ). В матрице  $D$  диагональный элемент соответствующей «симметричной» строки равен 1, а в антисимметричной он равен  $j=\sqrt{-1}$ . Например, при  $M=4$  ( $\nu=2$ ) матрица преобразования  $A$ , удовлетворяющая (16), равна

$$A = \begin{vmatrix} 1 & & & \\ j & & & \\ j & & & \\ & & 1 & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 & \\ & & & & & 1 \end{vmatrix}. \quad (17)$$

Аналогично строится матрица  $A$  для произвольных  $M=2^\nu$ .

Оценочные матрицы (5), (12), как и матрица  $\Phi$  (4), эрмитовы и персимметричны, поэтому они могут быть преобразованы в действительные указанным способом. Обозначим через  $Z_i = P_i + jQ_i$  преобразованный выборочный вектор  $Z_i = AY_i$ , тогда преобразованная оценка (5) запишется в виде

$$\hat{\Phi}_k^{np} = A\Phi_k^{m,n}A^* = \sum_{i=1}^k Z_i Z_i^* + Z_i^* Z_i = 2 \operatorname{Re} \sum_{i=1}^k Z_i Z_i^*,$$

которую с точностью до несущественного коэффициента можно представить в рекуррентной форме

$$\hat{\Phi}_k^{np} = \hat{\Phi}_{k-1}^{np} + \operatorname{Re} \{Z_k Z_k^*\} = \hat{\Phi}_{k-1}^{np} + P_k P_k^T + Q_k Q_k^T, \quad (18)$$

каждое слагаемое которой действительно и, кроме того, симметрично. Для матрицы  $\hat{\Psi}_k^{np} = \hat{\Phi}_k^{np}$ , аналогично (6), (7), (14), получим

$$\hat{\Psi}_k^{np} = \hat{G}_k^{-1} - \frac{U_k U_k^T}{1 + Q_k^T U_k}, \quad U_k = \hat{G}_k^{-1} Q_k; \quad (19a)$$

$$\hat{G}_k^{-1} = \hat{\Psi}_{k-1}^{np} - \frac{T_k T_k^T}{1 + P_k^T T_k}, \quad T_k = \hat{\Psi}_{k-1}^{np} P_k. \quad (19b)$$

При этом требуемое число действительных умножений равно  $3M^2 + 5M$  ( $\approx 0,74M^2$  комплексных), т. е. примерно вдвое меньше, чем при вычислениях по (6), (7).

Такого же числа операций достаточно в случае преобразования в действительную оценочной матрицы (12). Соответствующий алгоритм в точности совпадает с (18), (19), но в роли  $P_k$  и  $Q_k$  в этом случае выступают действительный вектор  $AY_{\Sigma k}$  и мнимая часть чисто мнимого вектора  $AY_{\Delta k}$ . Указанные свойства этих векторов ( $AY_{\Sigma k} = (AY_{\Sigma k})^*$  и  $AY_{\Delta k} = -(AY_{\Delta k})^*$ ) вытекают из соответственно персимметрии и антиперсимметрии векторов  $Y_{\Sigma k}$  и  $Y_{\Delta k}$  и свойства (16) матрицы преобразования  $A$ .

Это дает основание полагать, что в случаях, когда достаточно быстродействия регуляризованных алгоритмов общего вида (2), использование в системах с центральной симметрией предложенных алгоритмов может снизить объем аппаратуры адаптивной обработки в 3—4 раза.

В рассматриваемом случае перехода к действительным оценочным матрицам экономия в числе операций умножения достигается увеличением числа операций сложения-вычитания за счет преобразования выборок векторов. Это увеличение, однако, незначительно, поскольку преобразование Адамара может реализовываться хорошо известными «быстрыми» алгоритмами [16]. Не менее важно, что такое преобразование имеет самостоятельное значение в качестве одного из способов рационального диаграммообразования ФАР [17].

6. Таким образом, в широком классе систем с центральной симметрией пространственных и (или) временных каналов приема имеется возможность вдвое повысить быстродействие адаптивной обработки сигналов на фоне нормальных внешних помех по сравнению с системами общего вида, в которых такая симметрия отсутствует. Указанная возможность базируется на использовании априорной информации о специфике структуры (персимметрии) корреляционной матрицы помех, что позволяет примерно вдвое снизить размерность вектора параметров, оцениваемых в процессе адаптации. Реализующие такое быстродействие рекуррентные регуляризованные алгоритмы адаптации на основе максимально правдоподобных оценок персимметричных матриц в вычислительном отношении не сложнее, чем соответствующие алгоритмы для систем общего вида. Предложенные формы соответствующих оценок (12), (14), (18), (19) предпочтительнее известной (5), поскольку требуют в 1,5—2 раза меньшего объема вычислений. Кроме того, имеются определенные резервы для их дальнейшего упрощения.

Для систем с регулярными пространственно-временными каналами приема (частный случай центрально-симметричных систем) имеются возможности дальнейшего ускорения процесса адаптации, связанные со снижением до  $M$  размерности вектора оцениваемых параметров — одной строки (столбца) теплоцевой корреляционной матрицы помехи или обратной к ней, полностью определяющих соответствующие матрицы. В этом случае использование преобразования входных выборок матрицей  $A$  (16) нецелесообразно, поскольку преобразованная матрица (15) не является теплоцевой и соответствующие эффективные алгоритмы адаптивной решетчатой фильтрации [12] неприменимы. В то же время входящие в виде составной части в известные линейные алгоритмы решетчатой фильтрации оценки типа (5), (13) оказываются полезными и при построении решетчатых фильтров для двумерных и многомерных систем с регулярной структурой пространственно-временных каналов приема.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема. — М.: Сов. радио, 1973.
2. Андерсон Т. Введение в многомерный статистический анализ. — М.: Физматгиз, 1963.
3. Reed I. S., Mallet J. D., Brennan L. E. — IEEE Trans. Aerosp. and Electr. Syst., 1974, AES-10, № 6, p. 853.
4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981.
5. Абрамович Ю. И. — Радиотехника и электроника, 1981, 26, № 3, с. 543.
6. Абрамович Ю. И., Неврев А. И. — Радиотехника и электроника, 1981, 26, № 12, с. 2558.
7. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977.
8. Лишак М. Ю. — Тематический сборник МЭИ. — М.: 1979, вып. 418, с. 73.
9. Кошевой В. М. — Изв вузов — Радиотехника, 1982, 25, № 9, с. 71.



10. Лифанов Е. И., Лихарев В. А. — Радиотехника, 1983, № 5, с. 53.
11. Burg J. P. Maximum Entropy Spectral Analysis. Stanford, CA: Stanford University, 1975, p. 592.
12. Фридландер Б. — ТИИЭР, 1982, 70, № 8, с. 54.
13. Берг Дж. П., Люнбергер Д. Г., Венгер Д. Л. — ТИИЭР, 1982, 70, № 9, с. 63.
14. Бураков В. А., Зорин Л. А., Ратынский М. В., Шишкин Б. В. — Зарубежная радиоэлектроника, 1976, № 8, с. 35.
15. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. — М.: Сов. радио, 1977, т. 3.
16. Ахмед Н., Рао К Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. — М.: Связь, 1980.
17. Марголин Г. М., Золотухин Ф. Ф., Устинов Б. В. — Межвузовский сборник научных трудов. — Воронеж: Гос. ун-т, 1983, с. 70.
18. Nitzberg R. — IEEE Trans. Aerosp. and Electr. Syst., 1980, AES-16, № 1, p. 124.

Поступила в редакцию  
3 апреля 1984 г.

## RECURRENT ALGORITHMS OF THE ADAPTIVE PROCESSING UNDER THE CONDITIONS OF THE CENTRAL SYMMETRY OF SPACE-TIME CHANNELS OF RECEPTION

*V. I. Zaritskij, V. N. Kokin, D. I. Lekhovitskij, V. V. Salamatin*

The authors of the paper analyse the regularized recurrent evaluation algorithms of external noise correlation matrices and inverse matrices in the systems with central symmetry of space and/or time reception channels. It is shown that the algorithms of adaptive processing based on them provide double high-speed of a corresponding system in comparison with that of «top high-speed» of the known algorithms for the systems with arbitrary placing of reception channels. The computation complexity of evaluation algorithms is discussed, their modifications with less complexity are proposed.

---

### Аннотации депонированных статей

УДК 548.537.611.46

## РАСПРОСТРАНЕНИЕ МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ ВОЛН В СТРУКТУРЕ С КАСАТЕЛЬНО НАМАГНИЧЕННЫМ ФЕРРИТОВЫМ СЛОЕМ ПРИ УЧЕТЕ КУБИЧЕСКОЙ И ОДНООСНОЙ АНИЗОТРОПИИ

*А. С. Берегов*

Получен тензор магнитной проницаемости для касательно намагниченного слоя кубического ферромагнетика с учетом одноосной анизотропии. Рассмотрен случай ориентации ферромагнитного слоя в произвольной кристаллографической плоскости при любом заданном положении оси одноосной анизотропии относительно ортов кубической решетки. Исследованы магнитостатические волны в металлизированной феррит-диэлектрической структуре. Определены граничные частоты объемных и поверхностных магнитостатических волн, показана возможность измерения намагниченности насыщения для ферритовых пленок, характеризующихся одноосной анизотропией с осью вдоль нормали к пленке. Отмечено существенное влияние кубической и одноосной анизотропии на дисперсионные характеристики волн.

*Статья депонирована в ВИНТИ,  
рег. № 3668-85. Деп. от 27 мая 1985 г.*