

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛЕНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ МНОГОКАНАЛЬНОГО КОМПЕНСАТОРА АШП НА ЦИФРОВОМ СИГНАЛЬНОМ ПРОЦЕССОРЕ TS201S¹

Буров В.Н., аспирант кафедры «Информационные радиосистемы» Нижегородского государственного технического университета имени Р. Е. Алексеева, e-mail: mobius.petrol@gmail.com

Букварев Е.А., младший научный сотрудник кафедры «Информационные радиосистемы» Нижегородского государственного технического университета имени Р.Е. Алексеева, e-mail: bukvarrev@rambler.ru

Ключевые слова: пространственная обработка сигналов, фазированная антенная решетка, активная шумовая помеха, автокомпенсатор, семейство процессоров TigerSHARC.

Введение

Разработка алгоритмов пространственной обработки сигналов в радиолокационных системах (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР) является важным этапом проектирования РЛС. Одной из задач пространственной обработки сигналов является компенсация активных шумовых помех (АШП).

Рассмотрим плоскую прямоугольную ФАР с эквидистантным расположением приемных элементов в каждой строке и эквидистантным размещением самих строк. Полагаем, что полотно ФАР ориентировано вертикально (или имеет небольшой наклон с целью исключения влияния подстилающей поверхности), а все строки параллельны азимутальной плоскости.

Из каждой строки ФАР, кроме последней, формируется один приемный канал с диаграммой направленности (ДН) в азимутальной плоскости. Назовем данный канал основным. Формирование ДН основного канала происходит в аналоговом виде до блока АЦП за счет взвешенного суммирования сигналов с приемных элементов. ДН для каждого из основных каналов в азимутальной плоскости имеет главный максимум в направлении приема полезного сигнала и побочные максимумы, на которые могут воздействовать постановщики АШП. Приемные элементы последней строки ФАР образуют компенсационные каналы, расположенные в азимутальной плоскости. При данном расположении компенсационных каналов существует возможность компенсации постановщиков АШП, действующих с различных азимутальных направлений на боковые лепестки ДН основных каналов.

В качестве адаптивных устройств защиты от АШП могут использоваться системы автокомпенсации, построенные либо на базе корреляционных автокомпенсаторов с обратными связями [1], либо с прямым методом формирования вектора весовых коэффициентов [2]. Автокомпенсаторы с прямым методом формирования весовых коэффициентов обладают преимуществами по сравнению с корреляционными автокомпенсаторами, а именно, они обладают большей стабильностью и имеют высокую скорость сходимости, мало зависящую от внеш-

Предложен алгоритм вычисления вектора весовых коэффициентов в РЛС с фазированными антенными решетками при нестационарной помеховой обстановке. Приведены результаты математического моделирования. Оценена производительность программной реализации данного алгоритма на цифровом сигнальном процессоре TS-201S.

них условий. К прямым алгоритмам относятся алгоритмы непосредственного обращения (метод НОМ) оценочной корреляционной матрицы (КМ) помехи, рекуррентного обращения выборочной КМ и алгоритм последовательной декорреляции помехи, основанный на процедуре ортогонализации Грама-Шмидта. В связи с успешным развитием быстродействующих средств вычислительной техники целесообразно реализовывать процедуру компенсации на цифровых вычислителях, таких как ПЛИС и цифровые сигнальные процессоры (ЦСП). Как показывает опыт, успешная реализация адаптивной пространственной обработки имеет место при одновременном использовании ПЛИС и ЦСП. В настоящее время в качестве быстродействующих ЦСП широко применяются процессоры семейства TigerSHARC. С целью получения эффективной реализации автокомпенсатора с применением ЦСП указанного семейства выбран прямой алгоритм формирования весовых коэффициентов – метод НОМ. Обозначим число основных каналов N , а число компенсационных каналов M . На рис. 1 приведена функциональная схема автокомпенсатора, основанного на методе НОМ. Оценивание КМ помехи («обучение») и операция взвешенного суммирования сигнала («компенсация») выполняются на ПЛИС в формате с фиксированной точкой. Алгоритм НОМ выполняется на ЦСП в формате с плавающей точкой.

Рассмотрим ситуацию, когда на боковые лепестки ДН основных каналов действует несколько фиксированных в пространстве постановщиков АШП, сигналы которых имеют стационарные гауссовские распределения. В режиме кругового обзора из-за вращения полотна ФАР

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках договора № 02.G25.31.0061 от 12 февраля 2013 года (в соответствии с Постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

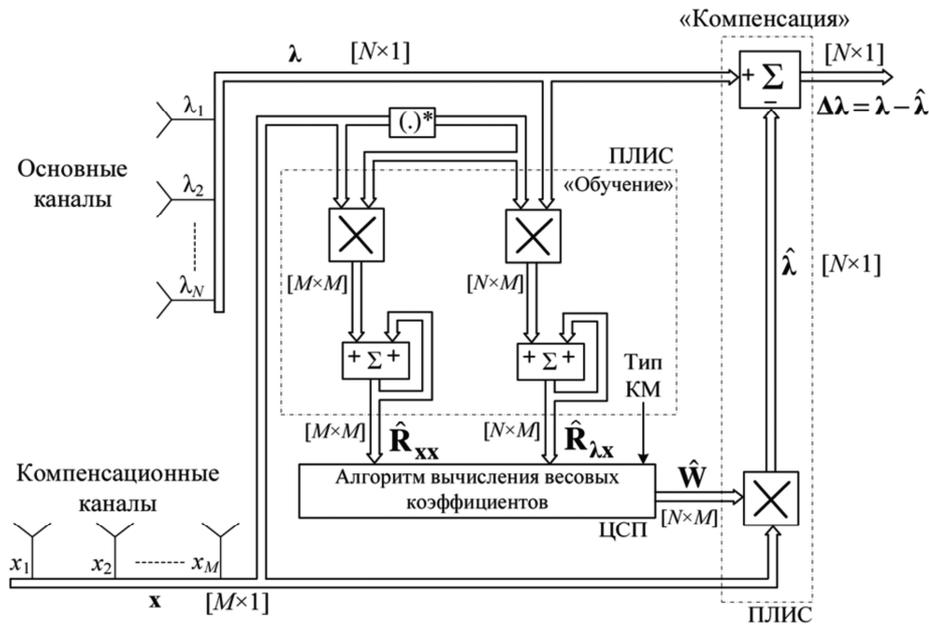


Рис. 1. Функциональная схема автокомпенсатора

угловые положения источников АШП изменяются со временем. Это приводит к постепенному ухудшению процедуры компенсации АШП в связи с устареванием весовых коэффициентов компенсации, поэтому их необходимо периодически пересчитывать. Регулярный, частый пересчет весовых коэффициентов с помощью метода НОМ не всегда приемлем с точки зрения практической реализации, т.к. метод НОМ обладает значительной вычислительной сложностью. Следует учесть, что помеховая обстановка также может включать в себя пассивные (ПП) и импульсные помехи (ИП), которые могут исказить оцениваемую КМ АШП в процессе «обучения» автокомпенсатора. В силу перечисленных причин помеховая обстановка является нестационарной.

Целью данной статьи является разработка алгоритма оценивания и обновления весовых коэффициентов компенсации АШП в режиме кругового обзора РЛС при наличии разного вида помех и измерение производительности предложенного алгоритма, реализованного на сигнальном процессоре TS-201S семейства TigerSHARC.

Описание процедуры компенсации АШП

Компенсация АШП осуществляется в каждом из основных каналов независимо и представляет собой процедуру вычитания M взвешенных сигналов компенсационных каналов из основного канала. При этом весовая сумма является оценкой значения активной помехи в данном канале, процесс получения которой осуществляется за три этапа.

На первом этапе производится оценивание КМ АШП. Пусть $\lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]^T$ и $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ представляют собой результирующие векторы-столбцы АШП в основных и компенсационных каналах как на рис. 1. Полагая, что сигналы АШП имеют гауссовские распределения, оценки корреляционных матриц, оптимальные по критерию максимального правдоподобия, примут вид

$$\hat{\mathbf{R}}_{\lambda\mathbf{x}} = \sum_{l=1}^L \lambda(l)\mathbf{x}^H(l), \quad \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l), \quad (1)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{\lambda\mathbf{x}}$ и $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$ – оценки матриц взаимной корреляции векторов помехи в основных и компенсационных каналах и автокорреляционной матрицы вектора помехи в компенсационных каналах, $\lambda(l)$ и $\mathbf{x}(l)$ – наблюдаемые в момент времени l реализации векторов λ и \mathbf{x} ; L – объем обучающей выборки, удовлетворяющий условию репрезентативности $L \geq M$, $(*)^H$ – операция эрмитова сопряжения.

На втором этапе применяется метод НОМ. Вычисляется оценка матрицы весовых коэффициентов $\hat{\mathbf{W}}$ в соответствии с решением Винера-Хопфа [3]

$$\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{R}}_{\lambda\mathbf{x}} \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x},\text{per}}^{-1}, \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x},\text{per}}$ – регуляризованная КМ вида

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x},\text{per}} = \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} + \gamma \mathbf{E},$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, γ – весовой множитель единичной матрицы.

Регуляризация матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$ проводится с целью уменьшения её обусловленности в том случае, когда число постановщиков АШП будет меньше числа компенсационных каналов. Значительная обусловленность $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$ может привести к аномальным ошибкам при вычислении матрицы весовых коэффициентов по формуле (2).

На третьем этапе находится оценка результирующего вектора активной помехи в основных каналах

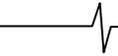
$$\hat{\lambda} = \hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}$$

и вычитается из процессов в этих каналах

$$\Delta\lambda = \lambda - \hat{\lambda}.$$

Ключевой проблемой метода НОМ является реализация эффективного алгоритма обращения матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x},\text{per}}$.

Для количественной оценки качества подавления АШП введем понятие коэффициента компенсации АШП,



который запишем для первого основного канала в виде

$$K_{\text{ком,дБ}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{\lambda_1}{\Delta\lambda_1}\right).$$

Описание метода НОМ

Исходное матричное решение (2) метода НОМ можно разбить на группу из N независимых решений:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{w}}_1 = \hat{\mathbf{r}}_1 \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,пер}}^{-1}; \\ \dots \\ \hat{\mathbf{w}}_N = \hat{\mathbf{r}}_N \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,пер}}^{-1}; \end{cases} \quad (3)$$

где $\hat{\mathbf{r}}_N$ – вектор-столбец номера N из матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\lambda\lambda}^H$, имеющий размерность $M \times 1$, $\hat{\mathbf{w}}_N$ – вектор-столбец номера N из матрицы $\hat{\mathbf{W}}^H$, имеющий размерность $M \times 1$.

Рассмотрим одно из решений (3) и обозначим $\hat{\mathbf{r}}_N$ как \mathbf{r} , а $\hat{\mathbf{w}}_N$ как \mathbf{w} . Точное вычисление весового вектора \mathbf{w} можно получить, минуя процедуру явного обращения матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,пер}}$, если использовать так называемый метод квадратных корней [4]. Регуляризованная КМ $\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,пер}}$, является эрмитовой и положительно определенной [4], для нее справедливо разложение Холецкого:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,пер}} = \mathbf{S}\mathbf{S}^H,$$

где \mathbf{S} – нижняя (левая) треугольная матрица [4] вида

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{11} & 0 & \dots & 0 \\ s_{21} & s_{22} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{M1} & s_{M2} & \dots & s_{MM} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Первым действием метода квадратных корней является вычисление элементов вспомогательного вектора \mathbf{y} размерности $M \times 1$ по формуле (5) в прямой последовательности следования индексов $i = 1, 2, \dots, M$:

$$y_i = \frac{r_i - \sum_{k=1}^{i-1} y_k s_{ik}}{s_{ii}}, \quad (5)$$

где r_i – элементы вектора \mathbf{r} , s_{ii} – элементы матрицы (4).

Вторым действием вычисляются коэффициенты w_i в обратной последовательности следования индексов $i = M, M-1, \dots, 1$, в соответствии с

$$w_i = \frac{y_i - \sum_{k=1}^{M-i} s_{M-k+1,i}^* w_{M-k+1}}{s_{ii}}. \quad (6)$$

Получаемые по формулам (5) и (6) векторы $\hat{\mathbf{w}}_N$ образуют матрицу весовых коэффициентов $\hat{\mathbf{W}}^H$, эрмитово-сопряженную (2), где вектор $\hat{\mathbf{w}}_N$ является столбцом под номером N матрицы $\hat{\mathbf{W}}^H$. Метод квадратных корней значительно упрощает процедуру нахождения весовых векторов за счет исключения вычислительно сложной операции явного обращения КМ.

Алгоритм вычисления весовых коэффициентов

В режиме кругового обзора, при вращении антенны, АШП становится нестационарной, и возникает необходимость в своевременном обновлении весовых коэффициентов. При этом частое применение метода НОМ является нежелательным из-за больших вычислительных затрат, а редкое, как правило, приводит к значительному ухудшению коэффициента компенсации АШП. Кроме того, вне зависимости от частоты применения метода НОМ, ввиду наличия в принимаемом сигнале кроме АШП помех других видов, возможно искажение оценки КМ, что также снижает коэффициент компенсации АШП.

С целью устранения упомянутых недостатков разработан алгоритм вычисления весовых коэффициентов, суть которого заключается в следующем. Выбирается средний темп применения метода НОМ, при котором обеспечиваются приемлемое значение коэффициента компенсации АШП и небольшие вычислительные затраты. В интервалах времени между пересчетами коэффициентов производится оценивание помеховой обстановки путем формирования нескольких оценок корректирующих КМ с более быстрым темпом следования, чем метод НОМ, в котором будут учитываться эти оценки.

В режиме обзора РЛС излучает последовательность зондирующих импульсов, обычно с переменным периодом следования (вобуляцией). Также в этой последовательности присутствуют защитные временные интервалы, в течение которых РЛС не излучает. Использование защитных временных интервалов позволяет получать оценки КМ в течении длительного времени обучения L , не искаженных при этом отраженным сигналом. Пусть значение L составляет 128 отсчетов комплексной огибающей принимаемого сигнала, что является реализуемым в большинстве практических случаев. Назовем оценки КМ, полученные на этом интервале опорными и обозначим как $\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}}^{128}$ и $\hat{\mathbf{R}}_{\lambda\lambda}^{128}$.

На базе полученных оценок КМ АШП вычисляются весовые коэффициенты \mathbf{W}_1 в соответствии с (2), которые будут использованы в процессе компенсации АШП в течение некоторого времени. На рис. 2 показан пример фрагмента последовательности зондирующих импульсов, схематично отмеченных треугольниками. Жирными прямоугольниками показаны отрезки времени, в течение которых происходит получение оценок КМ (обучение автокомпенсатора). Первый прямоугольник означает процесс оценивания опорных КМ АШП. Тонкими линиями показан сигнал АШП на выходе автокомпенсатора. Пунктиром обозначены сигналы ПП на входе автокомпенсатора.

В первом периоде зондирования на ФАР действуют только сигналы АШП, а в последующих периодах также и сигналы ПП. Как видно из рис. 2, сначала коэффициенты \mathbf{W}_1 обеспечивают эффективную компенсацию АШП, затем, вследствие вращения антенны, наблюдается монотонное ухудшение компенсации. На десятом периоде зондирования коэффициенты \mathbf{W}_1 уже не обеспечивают приемлемый уровень подавления АШП и их необходимо пересчитывать. Время, затрачиваемое процессором TS-201S на пересчет коэффициентов, на рис. 2 не учтено.

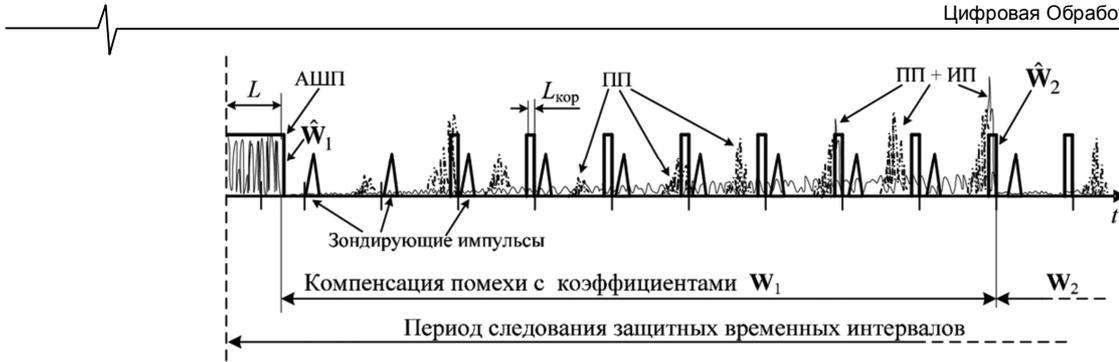


Рис. 2. Иллюстрация процедуры пересчета весовых коэффициентов

Получение оценки КМ в моменты, отличные от защитных временных интервалов, имеет ряд особенностей. Во-первых, длительность времени обучения в этом случае оказывается примерно на порядок меньше. Во-вторых, моменты начала интервалов обучения должны соответствовать максимально дальним дистанциям с целью уменьшения общего вклада ПП. В-третьих, эти моменты должны варьироваться от одного импульса зондирования к другому для исключения возможности искажения получаемых оценок удаленными целями. В данном случае оценивание помеховой обстановки в интервалах времени между очередными пересчетами весовых коэффициентов производится с помощью серий обучений автокомпенсатора на коротких интервалах усреднения ($L_{кор} = 16$ отсчетов комплексной огибающей) с получением двух групп оценок корректирующих КМ $\hat{R}_{xx1}^{16}, \hat{R}_{xx2}^{16}, \dots, \hat{R}_{xxP}^{16}$ и $\hat{R}_{\lambda x1}^{16}, \hat{R}_{\lambda x2}^{16}, \dots, \hat{R}_{\lambda xP}^{16}$, где P – число оценок корректирующих КМ. На рис. 2 узкими прямоугольниками, выделенными жирным цветом, обозначен процесс получения оценок корректирующих КМ. Полученные оценки затем усредняются в весовом сумматоре с получением одной корректирующей КМ, которая будет участвовать в обновлении оценок опорных КМ. Используя обновленные опорные КМ АШП, с помощью метода НОМ осуществляется пересчет весовых коэффициентов компенсации, которые затем считаются обновленными.

Для корректного обновления весовых коэффициентов необходимо из всех оценок корректирующих КМ выбрать только неискаженные оценки. С этой целью предлагается сравнивать оценки корректирующих КМ с соответствующей опорной КМ.

В качестве критерия сходства предлагается использовать некоторую величину $\cos^2 \phi$, определяемую из (7). Критерий сходства количественно отражает корреляционную взаимосвязь корректирующей и опорной КМ и принимает значения в диапазоне $0 < \cos^2 \phi < 1$:

$$\cos^2 \phi = \frac{(\mathbf{r}_{кор}, \mathbf{r}_{опор})^2}{\|\mathbf{r}_{кор}\|^2 \|\mathbf{r}_{опор}\|^2}, \quad (7)$$

где, $\mathbf{r}_{кор}$ и $\mathbf{r}_{опор}$ – векторы, являющиеся одномерными массивами, как показано на рис. 3,

$$(\mathbf{r}_{кор}, \mathbf{r}_{опор}) = \sum_{i=1}^{2MM} \mathbf{r}_{кор,i} \mathbf{r}_{опор,i}, \quad \|\mathbf{r}_{кор}\|^2 = \sum_{i=1}^{2MM} \mathbf{r}_{кор,i}^2,$$

$$\|\mathbf{r}_{опор}\|^2 = \sum_{i=1}^{2MM} \mathbf{r}_{опор,i}^2.$$

С учетом вида представления комплексных матриц

во внутренней памяти процессоров семейства TigerSHARC (см. рис. 3), предложенный критерий не требует предварительной подготовки исходных данных и может быть эффективно вычислен.

Опишем процедуру вычисления $\cos^2 \phi_p$. Пусть корректирующая КМ \hat{R}_{xxp}^{16} является одномерным массивом $\mathbf{r}_{кор}$. Поскольку оценка опорной КМ была получена накоплением L отсчетов комплексной огибающей, а оценка корректирующей КМ накоплением $L_{кор}$ отсчетов, то опорная матрица в выражении для коэффициента сходства должна иметь нормировочный множитель, т.е. одномерный массив $\mathbf{r}_{опор}$ соответствует матрице $(L_{кор}/L) \hat{R}_{xx}^{128}$.

В результате $\cos^2 \phi_p = (\mathbf{r}_{кор}, \mathbf{r}_{опор})^2 / \|\mathbf{r}_{кор}\|^2 \|\mathbf{r}_{опор}\|^2$ в соответствии с (7).

По результатам сравнения вычисляется один и тот же для всех групп корректирующих КМ вектор $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_P]^T$, который назовем вектором коэффициентов значимости, определяющим порядок выбора нужных оценок корректирующих КМ, включая различные приоритеты для каждой оценки. При вычислении вектора коэффициентов значимости достаточно производить сравнение только одной группы КМ \hat{R}_{xx1}^{16} ,

$\hat{R}_{xx2}^{16}, \dots, \hat{R}_{xxP}^{16}$ и \hat{R}_{xx}^{128} . Рассмотрим факторы, влияющие на вектор коэффициентов значимости.

Фактор последующей корректирующей КМ. Считается, что значимость последующей корректирующей КМ будет больше, чем предыдущей. В качестве окна используется экспоненциальное взвешивание

$$w_{посл}(p) = \exp(ap),$$

где $p = 1, 2, \dots, P$; где a – параметр взвешивания, $a > 0$.

Если фактор не используется, то $a = 0$.

Фактор выделения АШП. Назначается некоторое пороговое значение l_0 , в пределах $0 < l_0 < 1$, и если $\cos^2 \phi \leq l_0$, то предполагается, что данная оценка корректирующей КМ содержит информацию только об АШП. Все корректирующие КМ, не удовлетворяющие данному условию, исключаются из усредняющей суммы, а остальные получают единичные веса:

$$w_{АШП}(p) = \begin{cases} 1, & \cos^2 \phi_p \geq l_0 \\ 0, & \cos^2 \phi_p < l_0 \end{cases},$$

где $p = 1, 2, \dots, P$.

Комплексная матрица
размерности $M \times M$

$$\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1M} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{M1} & r_{M2} & \dots & r_{MM} \end{bmatrix}$$

Представление комплексной матрицы в памяти процессора
в виде одномерного массива размерности $2MM$

$$\text{Re}(r_{11}) \text{Im}(r_{11}) \dots \text{Re}(r_{1M}) \text{Im}(r_{1M}) \dots \text{Re}(r_{M1}) \text{Im}(r_{M1}) \dots \text{Re}(r_{MM}) \text{Im}(r_{MM})$$

Рис. 3. Представление комплексных матриц в памяти процессоров семейства TigerSHARC

Элементы ненормированного вектора коэффициентов значимости определяются как произведение двух факторов

$$\beta_{p,\text{нен}} = w_{\text{посл}}(p) w_{\text{АШП}}(p).$$

Для получения нормированных коэффициентов значимости β_p необходимо выполнить нормировку

$$\beta_p = K_0 \beta_{p,\text{нен}}, \quad (8)$$

где $K_0 = \frac{L}{L_{\text{кор}} \sum_{p=1}^P \beta_{p,\text{нен}}}$ нормировочный множитель.

Затем производится усреднение всех корректирующих КМ с соответствующими коэффициентами значимости β_p с целью получить общую корректирующую КМ

$\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,кор}}^{128}$:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,кор}}^{128} = \sum_{p=1}^P \beta_p \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx},p}^{16}. \quad (9)$$

Коррекция опорной КМ $\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,опор}}^{128}$ осуществляется в соответствии с коэффициентом обновления α :

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,нов}}^{128} = (1-\alpha)\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,опор}}^{128} + \alpha\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx,кор}}^{128} \quad (10)$$

Получение обновленной матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\lambda\lambda,\text{нов}}^{128}$ осуществ-

ляется аналогично по формулам (9) и (10), используя корректирующие КМ $\hat{\mathbf{R}}_{\lambda\lambda,p}^{16}$. В итоге пересчитываются

компенсационные коэффициенты по формуле (2), основываясь на обновленных значениях опорных КМ. Функциональная схема алгоритма вычисления весовых коэффициентов приведена на рис. 4, а блок-схема алгоритма вычисления коэффициентов значимости на рис. 5.

Результаты математического моделирования.

Оценка производительности программы на ЦП TS-201S

Работа предложенного алгоритма исследовалась методом математического моделирования. Параметры модели полагались следующими. ФАР имеет десять основных ($N=10$) и восемь компенсационных каналов ($M=8$). Весовой множитель единичной матрицы $\gamma = 10^{-4}$, число оценок корректирующих КМ $P=8$, пороговое значение критерия сходимости $l_0 = 0.58$, темп обновления опорной КМ $\alpha = 0.95$, параметр взвешивания в факторе последующей КМ $a = 1.2$. Отношение уровня АШП к уровню собственного шума приемного тракта основного канала составляет 60 дБ. Период зондирующих импульсов на рис. 2 составляет 200 отсчетов комплексной огибающей. В течение первых одиннадцати зондирующих импульсов (2200 дискретных отсчетов комплексной огибающей) полотно ФАР изменило азимутальное положение на 3.8° .

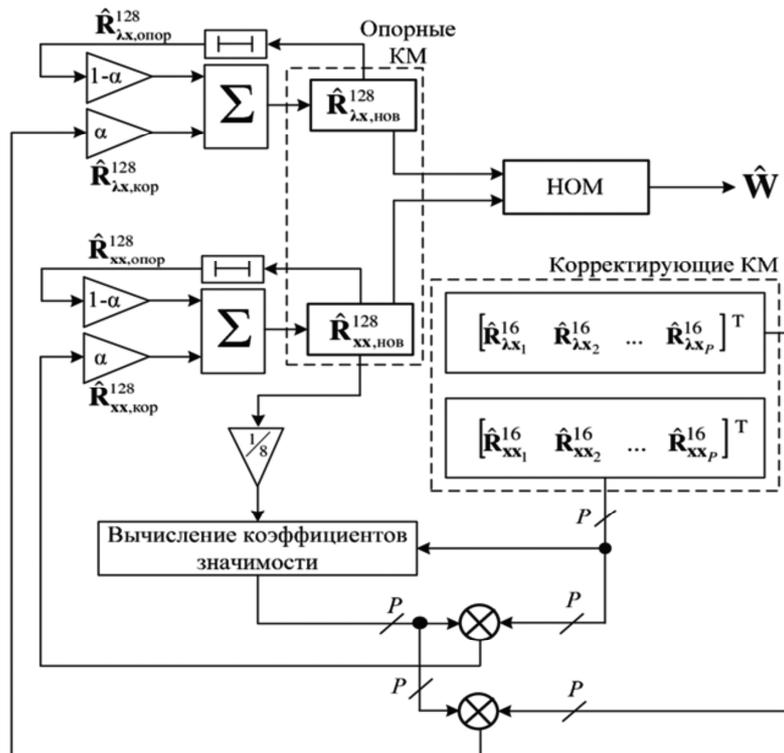


Рис. 4. Функциональная схема алгоритма

На рис. 6, а, б, в приведены результаты математического моделирования процесса компенсации, соответствующих ранее приведенному примеру на рис. 2. На рис. 6, а, б тонкими прямоугольниками (кривые 1) показаны интервалы времени, в течение которых происходит накопление КМ АШП, толстыми кривыми 2 – мгновенные значения коэффициента компенсации АШП, $K_{\text{ком,дБ}}$. Рис. 6, а соответствует случаю частого периодического применения метода НОМ, а рис. 6, б случаю редкого применения метода НОМ. На рис. 6, в приведена сравнительная характеристика двух вариантов реализации предложенного алгоритма обновления весовых коэффициентов, где кривая 1 аналогична рис. 6, а, б, сплошная кривая 2 изображает зависимость мгновенного коэффициента компенсации АШП для случая, когда все коэффициенты значимости корректирующих КМ одинаковы, а штрихпунктирная кривая 3 – для случая различных коэффициентов значимости, учитывающих приоритеты и факторы АШП корректирующих КМ.

Из результатов, приведенных на рис. 6, а, видно, что частое применение метода НОМ обеспечивает наиболее быстрый темп обновления весовых коэффициентов, но требует наибольшего количества вычислительных ресурсов. В случае редкого применения метода НОМ (рис. 6, б) требуется наименьшее количество вычислительных ресурсов из всех упомянутых методов, но обес-

печивается более низкий темп обновления весовых коэффициентов. Используемые на рис. 6, а, б методы обновления весовых коэффициентов обладают существенным недостатком, который заключается в вероятном получении искаженных обновленных коэффициентов, вследствие влияния помех различных видов в некоторых периодах зондирования, изображенных на рис. 2.

Результаты моделирования предложенного в данной статье алгоритма обновления весовых коэффициентов, приведенные на рис. 6, в, показывают, что использование метода НОМ в сочетании с оценками корректирующих КМ позволяет значительно уменьшить влияние помех различных видов на весовые коэффициенты компенсации АШП. Кроме того, учет упомянутых факторов АШП и приоритетов в коэффициентах значимости при указанных параметрах моделирования позволяет повысить коэффициент подавления АШП на 5 дБ по сравнению со случаем, когда все коэффициенты значимости одинаковые.

Данный алгоритм реализован на языке программирования С в ЦСП TS-201S семейства TigerSHARC. В табл. 1 приведена производительность программы в тактах процессора, рассчитанная по наблюдениям за значением в регистре CCNT0 [5] для трех режимов работы программы, описанных в таблице. При оценке производительности программы использовались те же параметры, что и в математической модели.

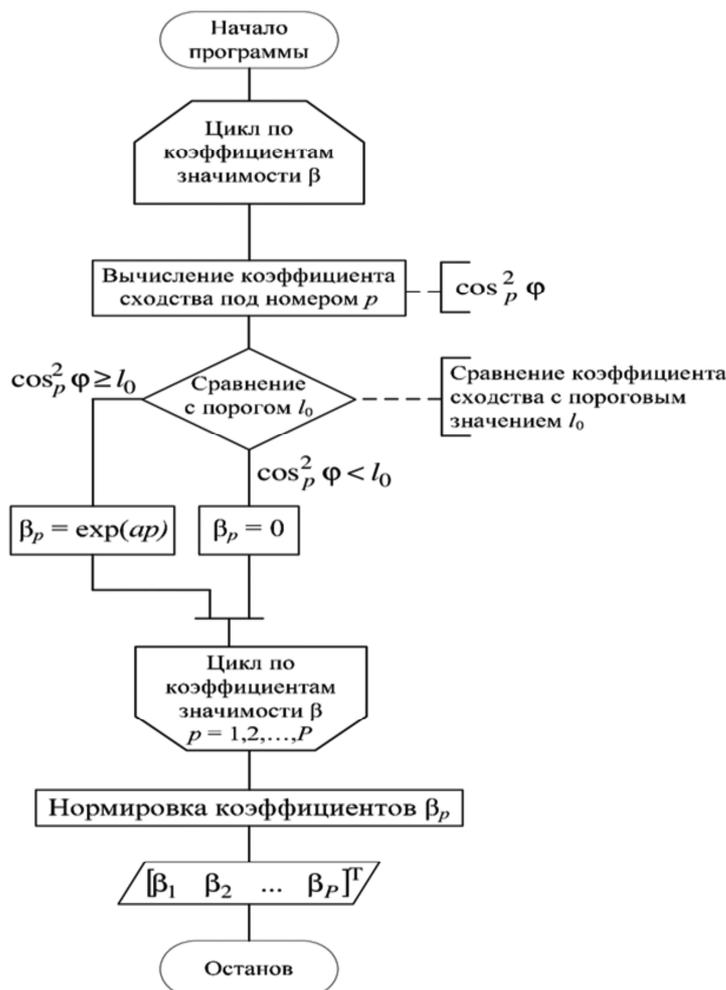


Рис. 5. Блок-схема алгоритма вычисления коэффициентов значимости

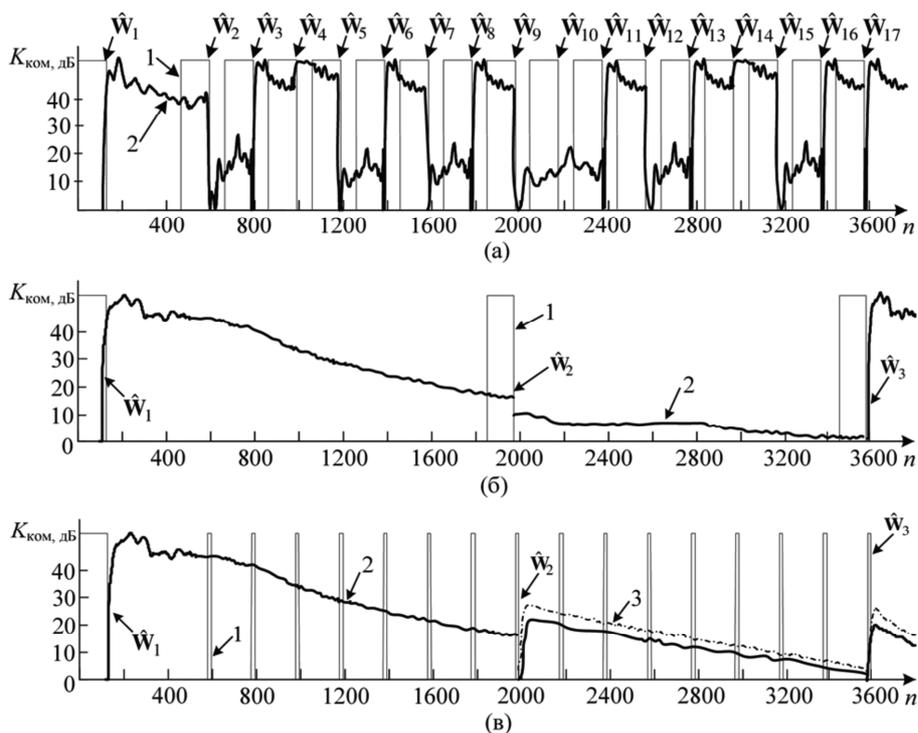


Рис. 6. Результаты математического моделирования

Таблица 1 Производительность программной реализации алгоритма на процессоре TS-201S

Режим работы	Такты процессора
Вычисление матрицы весовых коэффициентов	25046
Добавление корректирующей матрицы	1005
Процедура обновления корреляционных матриц	5069

Заключение

Частое применение метода НОМ еще не гарантирует успешного вычисления весовых коэффициентов компенсации в связи с влиянием помех различных видов на оцениваемую КМ АШП в некоторых периодах зондирования.

Предложено дополнительно использовать корректирующие КМ, полученные из данных, взятых в каждом периоде зондирования на небольшом интервале времени, начало которого варьируется от периода к периоду. Данный прием позволяет реализовать алгоритм фильтрации и накопления полученных данных с целью получения наилучшей оценки КМ АШП.

Предложенный алгоритм, использующий факторы значимости для корректирующих КМ, обеспечивает более надежное вычисление весовых коэффициентов компенсации АШП в отличие от частого применения метода НОМ. Тем не менее, предложенный алгоритм обеспечивает меньший коэффициент компенсации АШП по сравнению с методом НОМ в случае, когда оцениваемые матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\text{XX}}^{128}$ и $\hat{\mathbf{R}}_{\text{XX}}^{128}$ не искажены помехами других видов, в связи с тем, что метод НОМ в отличие от предложенного алгоритма является оптимальным. Такая ситуация возникает на девятнадцатом периоде зондирования

(рис. 6, б, в). Однако, если матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\text{XX}}^{128}$ и $\hat{\mathbf{R}}_{\text{XX}}^{128}$ оказались искаженными, то предложенный алгоритм оказывается эффективнее, данная ситуация имеет место с одиннадцатого по восемнадцатый периоды зондирования (рис. 6, б, в).

Литература

1. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. / Б. Уидроу, С. Стернз; под. ред. В.В. Шахильяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 440с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Балакришнан А. Теория фильтрации Калмана: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 168 с.
4. Вержбицкий В.М. Основы численных методов: Учебник для вузов / В.М. Вержбицкий. – М.: Высш. шк., 2002. – 840 с.: ил.
5. ADSP-TS201 TigerSHARC Processor Programming Reference. Revision 1.1, April 2005. Analog Devices, Inc.

THE REALIZATION OF WEIGHT VECTOR CALCULATION ALGORITHM FOR MULTICHANNEL JAMMER CANCELLER ON DIGITAL SIGNAL PROCESSOR TS201S

Burov V.N., Bukvarev Ye.A.

The algorithm of weight vector calculation in phased array radar is proposed for case non-stationary jammer environment. Mathematical modeling results are presented. The performance of program firmware for digital signal processor TS201S realizing proposed algorithm is estimated.