

Дата поступления в редакцию
23.01 2001 г.

Оппоненты

к. т. н. Е. Я. БУБНОВ (НИРФИ, г. Н.-Новгород),
д. ф.-м. н. К. А. ЛУКИН, к. ф.-м. н. А. А. МОГИЛА
(ИРФЭ им. А. Я. Усикова, г. Харьков)

К. ф.-м. н. В. А. ТАРАСОВ, Д. А. КРОПАЧЕВ
Украина, г. Одесса, СКБ «Молния»
E-mail: kpmo@farlep.net

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ПАССИВНАЯ ЗВУКОВАЯ ЛОКАЦИЯ

Разработанные алгоритмы корреляционной пассивной локации звуковых источников стали основой для практической реализации системы пассивной звуковой локации.

В работе [1] были выделены перспективные для практической реализации структуры квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в системах пассивной звуковой локации (ПЗЛ):

— структура обработки сигналов на основе комбинации процедур предварительной фильтрации, кросс-корреляции и "пространственной" фильтрации ложных обнаружений;

— структура обработки сигналов на основе комбинации процедур адаптивного обнаружения сигналов, предварительной адаптивной фильтрации и кросс-корреляции.

Опыт практической реализации пассивных систем локации случайных сигналов на основе кросс-корреляционной обработки сигналов [1—3] показал, что решить проблему ложных обнаружений возможно с помощью их "пространственной" фильтрации.

Метод "пространственной" фильтрации ложных обнаружений предполагает следующее:

— приемная антенна состоит не из одной приемной акустической базы (АБ) (АБ — два пространственно разнесенных приемника (ПР) сигналов), а из нескольких АБ (на рис. 1 представлена приемная антенна, состоящая из трех "независимых" АБ);



Рис. 1. Структура приемной антенны:

ПР1—ПР4 — приемники;

— "независимые" приемные базы;

..... — "зависимые" приемные базы

— на каждой "независимой" АБ производится кросс-корреляционная обработка сигналов, в результате которой осуществляется обнаружение полезных сигналов и оценка их параметров (для системы ПЗЛ главными параметрами являются моменты прихода сигналов на ПР и задержки сигналов на АБ);

— по полученным значениям задержек пары соответствующих "независимых" АБ производится вычисление задержек сигналов для "зависимых" АБ (см. рис. 1);

— на всех "зависимых" АБ производится последовательное "просеивание" ложных обнаружений с удержанием полезных сигналов по следующему критерию: для каждой полученной оценки задержки сигналов проводится оценка отношения сигнал/помеха, и если полученная оценка не превышает заданное пороговое значение, то соответствующая задержка отсеивается.

Рассмотрим структуру антенны и алгоритмов обработки сигналов кросс-корреляционной системы ПЗЛ.

Автоматическая система ПЗЛ обычно состоит из системы пространственно-разнесенных приемных приборов (ПР), образующих приемную антенную решетку (АР), интерфейсного устройства или прибора сопряжения (ПС) и вычислительного устройства (в частности, универсального или специализированного компьютера). Отдельный ПР обычно содержит преобразователь входного сигнального процесса в электрический сигнал, входной фильтр, усилитель, аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Прибор сопряжения обеспечивают передачу сигнальной информации и (совместно с интерфейсом входного порта вычислителя) ее ввод во входной буфер вычислителя. Вычислитель и его программное обеспечение (ПО) обеспечивает обработку в реальном масштабе времени поступающей сигнальной информации в соответствии со структурой алгоритмов обработки сигналов системы ПЗЛ.

Попытки практической реализации автоматической системы ПЗЛ на основе структуры алгоритмов оптимального оценщика задержки полезных сигналов (рис. 2) по максимуму кросс-корреляционной функции (ККФ) (или взаимокорреляционной функции — ВКФ) сталкиваются со следующей проблемой. Программное обеспечение, реализующее на выбранном временном интервале анализа входной сигнальной информации вычисление дискретной ККФ и поиск ее максимума, всегда найдет один или несколько максимумов, даже на шумах, что порождает ложные оценки. Отсюда следует, что процедуре оценивания задержки по максимуму ККФ должна предшествовать процедура обнаружения полезных сигналов.

Классическая теория обнаружения сигналов на фоне шумов однозначно определяет алгоритмы работы оптимальных обнаружителей, однако при этом сигнальный и шумовой случайные процессы должны описываться полностью априорно известными за-

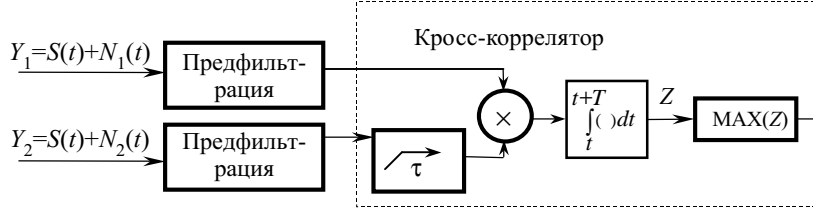


Рис. 2. Оптимальный оценщик задержки сигналов на основе обобщенного коррелятора [4, 5]:
 Y — входной информационный поток;
 S — сигнал; t — оценка момента прихода сигнала; N_1 и N_2 — шумы; τ — оценка задержки

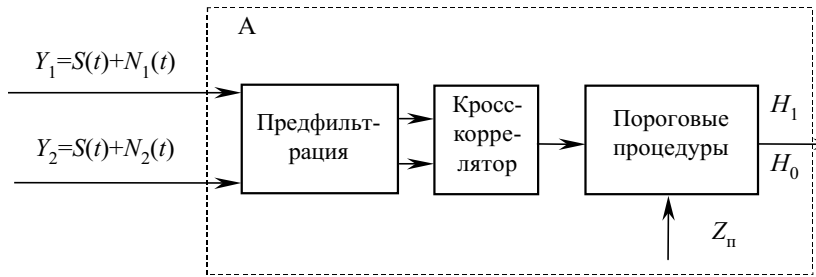


Рис. 3. Обнаружитель сигналов на основе комбинации процедур предфильтрации и кросс-коррелятора:
 Z_n — пороговый уровень; H_1 — гипотеза, при которой $Y_1 = S(t) + N_1(t)$ и $Y_2 = S(t) + N_2(t)$; H_0 — гипотеза, при которой $Y_1 = N_1(t)$ и $Y_2 = N_2(t)$; t_1, t_2 — оценки моментов прихода сигнала; τ_{12} — оценка задержки сигнала

конами распределения. Попытка же исключить из структур оптимального обнаружителя случайного сигнального процесса априорную информацию о сигнальном процессе путем совместной обработки приемной информации двух пространственно-разнесенных приемных каналов приводит к структуре обнаружителя на основе кросс-коррелятора (рис. 3). При этом предполагается, что сигнальный процесс одинаков на обоих ПР, а также что сигнальный процесс не коррелирован с шумовыми процессами на ПР, которые, в свою очередь, предполагаются взаимно некоррелированными белыми шумовыми процессами.

Таким образом, структура оптимального обнаружителя на основе кросс-коррелятора отличается от структуры оптимального оценщика задержки наличием в структуре оптимального обнаружителя пороговых процедур, реализующих алгоритмы принятия решения об обнаружении. Обобщение структуры обнаружителя на основе кросс-коррелятора на случай окрашенных гауссовских шумовых процессов приводит к структуре обнаружителя на основе комбинации процедуры предварительной "выбеливающей" фильтрации и кросс-коррелятора (рис. 3).

Пороговый уровень обнаружения определяется априорно ожидаемой энергией полезных сигналов, если не акцентировать внимания на необходимости уточнения порогового уровня в соответствии с реализацией процедуры "выбеливающей" фильтрации. Согласно [6], для оптимального обнаружителя сигналов по критерию максимального правдоподобия пороговый уровень обнаружения равен $0,5 E_c$, где E_c — априорно известная энергия полезного сигнала. Если строго придерживаться предположения об априорной неопределенности случайного сигнального процесса, из которой, в частности, следует априорная неопределенность энергий полезных сигналов, то становится ясным, что для оптимального обнаружителя на основе комбинации процедур предварительной фильтрации и кросс-коррелятора для рассматриваемого сигнального процесса нельзя определить фиксированный пороговый уровень, обеспечивающий оптимальные характеристики обнаружителя. Поэтому,

как было показано в [1], при практической реализации квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в системах ПЗЛ разработчики, как правило, либо задают фиксированный пороговый уровень обнаружителя, либо исключают из структуры алгоритмов пороговые процедуры и ведут обнаружение по максимуму ККФ, при этом в обоих случаях оптимальность обнаружителя для рассматриваемого сигнального процесса не обеспечивается и наблюдается значительное количество ложных обнаружений.

Выход может быть найден на пути дополнения концепции комбинации процедур предварительной фильтрации и кросс-корреляции какой-либо новой процедурой. В [1—3] представлены квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов в системах ПЗЛ на основе комбинации процедур предварительной фильтрации и кросс-коррелятора, реализованных в скользящем временном окне (рис. 4), причем для порогового значения обнаружителя по отношению сигнал/помеха задавалось $E_{\text{пор}} \approx 4,5$. Эти алгоритмы были воплощены в макете, представляющем собой многопроцессорный специализированный. Проведенные исследования и испытания макета показали, что проблему ложных обнаружений можно решить за счет дополнительной процедуры — "пространственной" филь-



Рис. 4. Структура ПО сигналов в системе ПЗЛ, основанная на комбинации процедур предфильтрации, кросс-коррелятора и пространственной фильтрации ложных обнаружений (блок А раскрыт на рис. 3)

рации ложных обнаружений, заключающейся в последовательном просеивании обнаружений на несколько пространственно разнесенных АБ (рис. 1 и 4).

На основе вышеизложенного была разработана структура приемной антенны, аналогичная представленной на рис. 1, а также следующая структура алгоритмов обработки сигналов кросс-корреляционной системы ПЗЛ.

Так как приемная антенна системы ПЗЛ состоит из четырех ПР, и сигнальная информация поступает в вычислитель системы ПЗЛ через входные порты по четырем каналам связи, то вводимая сигнальная информация временно хранится в четырех буферах памяти кольцевого типа. Объем памяти кольцевого буфера N_B определяется выбранным интервалом дискретизации сигнальной информации τ_D и необходимым базовым интервалом τ_B совместной обработки сигнальной информации двух ПР, образующих АБ, т. е. $N_B = \tau_B / \tau_D$. Базовый интервал τ_B совместной обработки сигнальной информации двух ПР определяется суммой ожидаемой длительности полезных сигналов и максимальной задержки сигналов на АБ. Совместная обработка сигнальной информации двух ПР на базовом интервале τ_B осуществляется в скользящем окне анализа, длительность которого τ_{OA} согласована с ожидаемой длительностью полезных сигналов, а величина скачка скольжения окна анализа $\tau_{СК}$ по интервалу τ_B выбирается исходя из требуемой точности оценок и производительности вычислителя, причем при высокой мощности вычислителя $\tau_{СК}$ может быть выбрана равной τ_D .

Обработка сигнальной информации, поступающей в отдельный буфер памяти кольцевого типа, организована следующим образом. Обозначим через $A(i)$ элементы массива памяти буфера, в которые последовательно записываются цифровые отсчеты сигнального процесса, поступающие по одному из каналов связи, причем i изменяется от 1 до N_B циклическим образом, т. е. после заполнения $A(N_B)$ следующие отсчеты сигнального процесса последовательно записываются в $A(i)$ при i , изменяющемся от 1 до N_B , и т. д. Отметим, что N_B выбирается также таким, чтобы отношение $N_{\text{кольца}} = N_B / N_{OA}$ было целым числом, где $N_{OA} = \tau_{OA} / \tau_D$.

Вводятся два счетчика индекса: $N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}$, который изменяется от 1 до $N_{\text{кольца}}$ с шагом 1 циклическим образом и используется при считывании информации буфера в рабочий сигнальный массив (в соответствии с четырьмя входными каналами в один из массивов S_1, S_2, S_3, S_4), например S_1 , и $N_{\text{БЦ}}$ — номер цикла обработки на базовом интервале, который может изменяться от нуля до ∞ (в программном обеспечении некоторое предельно большое целое число) с шагом 1 и используется для определения момента прихода сигнала по соответствующему положению начала скользящего окна анализа, в котором обнаружен сигнал.

$$t_{\text{прих}} = t_0 + N_{\text{БЦ}} \tau_{OA} + N_{\text{СК}}(j-1) \tau_D,$$

где t_0 равно значению системного таймера компьютера при начальном цикле обработки на базовом интервале ($N_{\text{БЦ}}=0$); j изменяется от 1 до $N_{\text{Ф}}$, $N_{\text{СК}} = \tau_{СК} / \tau_D$; $N_{\text{Ф}} = (N_B - N_{OA}) / N_{\text{СК}} + 1$.

После того как буфер заполнен входной сигнальной информацией (заполнена ячейка $A(N_B)$), задаются начальные значения $N_{\text{БЦ}}=0$ и $N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}=1$ и поступает команда на формирование рабочего сигнального массива, например S_1 , следующим образом:

— при $N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1 \leq N_B$

$$S_1(N_{\text{БЦ}}, i) = A(N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1+i);$$

— при $N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1 > N_B$

$$S_1(N_{\text{БЦ}}, i) = A(N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1+i-N_B),$$

где i изменяется от 1 до N_B .

Аналогичная обработка проводится и для других буферов.

Далее для трех "независимых" АБ (обозначим их как АБ1 (образована ПР1 и ПР2), АБ2 (образована ПР1 и ПР3), АБ4 (образована ПР1 и ПР4)) последовательно проводится совместная обработка сигнальной информации двух ПР на базовом интервале τ_B . Имеется в виду построение дискретной ККФ по сформированному рабочим массивам, соответствующим двум рассматриваемым ПР (например $S_1(N_{\text{БЦ}}, i)$ и $S_2(N_{\text{БЦ}}, i)$, где i изменяется от 1 до N_B), нахождение максимумов ККФ и соответствующих им задержек, обнаружение полезных сигналов и соответствующих им оценок моментов прихода и задержек. Затем проводится последовательное просеивание выделенных задержек на "зависимых" АБ3 (образована ПР2 и ПР3), АБ5 (образована ПР4 и ПР2) и АБ6 (образована ПР4 и ПР3), т. е. "пространственное" просеивание ложных обнаружений. Затем выбираются какие-либо две АБ и вычисляются координаты обнаруженных источников. Проводится наращивание значений счетчика

$$N_{\text{БЦ}} = N_{\text{БЦ}} + 1 \text{ и } N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}} = N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}} + 1.$$

Параллельно осуществляется непрерывное обновление сигнальной информации кольцевых буферов входной сигнальной информацией длительностью τ_{OA} . Далее процесс обработки сигнальной информации ПР на базовом интервале τ_B циклически повторяется. Таким образом, время обработки вычислителем на базовом интервале обработки сигнальной информации τ_B должно быть менее τ_{OA} . Выбор τ_D осуществляется на основе теоремы Котельникова $\tau_D = \tau_{OA} / (2N_f)$, где N_f — номер высшей частотной составляющей полезного сигнала, обычно выбираемый из анализа спектров записей полезных сигналов.

Были выбраны следующие значения: $N_{OA} = \tau_{OA} / \tau_D = 120$, $N_{СК} = \tau_{СК} / \tau_D = 5$, $\tau_D = 3,2 \cdot 10^{-3}$ с, $N_f = 60$.

Дадим более детальное описание совместной обработки сигнальной информации ПР1 и ПР2, образующих "независимую" АБ1, на базовом интервале τ_B . (Обработка сигнальной информации двух других "независимых" АБ2 и АБ4 системы производится аналогично.)

Обозначим сигнальный массив, поступивший в соответствующий кольцевой буфер с ПР1, через $S_1(N_{\text{БЦ}}, i)$, где индекс i изменяется от 1 до N_B . Сигнальный массив, поступивший в соответствующий кольцевой буфер с ПР2, обозначим через $S_2(N_{\text{БЦ}}, i)$, где индекс i также изменяется от 1 до N_B . Из сигналь-

ных массивов S_1 и S_2 , в соответствии с вышеописанной процедурой скользящего перекрывающегося окна анализа, формируются двумерные массивы перекрывающихся сигнальных выборок по 120 отсчетов $S_{1OA}(N_{БЦ}, j, k)$ и $S_{2OA}(N_{БЦ}, j, k)$ следующим образом: $S_{1OA}(N_{БЦ}, j, k) = S_1(N_{БЦ}, i)$, $S_{2OA}(N_{БЦ}, j, k) = S_2(N_{БЦ}, i)$, где $i = N_{СК}(j-1) + k$, j изменяется от 1 до $N_{Ф}$ и k изменяется от 1 до N_{OA} , $N_{Ф} = (N_{БЦ} - N_{OA}) / N_{СК} + 1$.

Построение ККФ ведется в частотной области с помощью процедур быстрого преобразования Фурье (БПФ). БПФ сформированных сигнальных массивов S_{1OA} и S_{2OA} ведется в два этапа. Сначала 120-точечные сигнальные массивы S_{1OA} и S_{2OA} преобразуются в 60-точечные массивы S_{1OA}^* и S_{2OA}^* с одновременным наложением окна Хэннинга:

$$S_{1OA}^*(N_{БЦ}, j, m) = 0,5(S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m) + S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m+60)) + (S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m+60) - S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m)) \cos(\pi m / 60),$$

где m изменяется от 1 до 60, j изменяется от 1 до $N_{Ф}$.

На втором этапе производится 60-точечное БПФ по Винограду и формируются комплексные массивы частотных составляющих $SF_1(N_{БЦ}, j, k)$ и $SF_2(N_{БЦ}, j, k)$, где j по-прежнему изменяется от 1 до $N_{Ф}$, а индекс частотной составляющей k изменяется от 1 до 60.

Формируются комплексные частотные массивы взаимных произведений $SFK(N_{БЦ}, n, k)$:

— при n , изменяющемся от 1 до $N_{Ф} + 1$,

$$SFK(N_{БЦ}, j, n, k) = SF_2(N_{БЦ}, 1, k) \cdot SF_1(N_{БЦ}, N_{Ф} + 1 - j, k);$$

— при n , изменяющемся от $N_{Ф} + 2$ до $2N_{Ф} + 1$,

$$SFK(N_{БЦ}, j, n, k) = SF_1(N_{БЦ}, 1, k) \cdot SF_2(N_{БЦ}, j, k),$$

где j по-прежнему изменяется от 1 до $N_{Ф}$, а индекс частотной составляющей k изменяется от 1 до 60.

Массив дискретной комплексной ККФ $SKK(N_{БЦ}, j, n)$, где индекс n изменяется от 1 до $2N_{Ф} + 1$ (соответствует интервалу изменению задержки сигнала от $-N_{Ф}N_{СК}\tau_{Д}$ через нуль до $+N_{Ф}N_{СК}\tau_{Д}$), получаем с помощью обратного 60-точечного БПФ по Винограду, что эквивалентно процедуре свертки во временной области.

Так как процедура поиска максимума действительной части дискретной ККФ $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, n))$ является более сложной и дает худшие результаты, чем процедура поиска нулей мнимой части дискретной ККФ $\text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, n))$, то процедура поиска максимумов ККФ осуществляется посредством процедуры поиска нулей мнимой части дискретной ККФ. Поиск нулей мнимой части дискретной ККФ реализуется процедурами последовательного поиска пар соседних значений мнимой части дискретной ККФ, имеющих разный знак (ищутся переходы через нуль). Оценки задержек сигналов, соответствующие каждому переходу через нуль, уточняются посредством процедуры линейной интерполяции мнимой части дискретной ККФ по двум соседним значениям ККФ, ближайшим к переходу через нуль (выделенные пары). Затем заполняется массив задержек $\tau(k, N_{БЦ}, j, i)$, где k — индекс АБ (изменяется от 1 до 6, для рассматриваемой АБ $k=1$); i — индекс выделенной задержки (изменяется от 1 до N_3 , а N_3 выбирается до-

статочно большим, чтобы исключить потерю выделяемых задержек из-за ограниченности размера рабочего массива задержек). Для найденных оценок задержек оцениваются и запоминаются также значения действительной части ККФ $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i))$ и мнимой части ККФ $\text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i))$, которые нужны для проведения операции обнаружения полезных сигналов.

Процедура обнаружения полезных сигналов (сигнальных фрагментов из буферов ПР1 и ПР2, дающих соответственный максимум ККФ) и соответствующих им задержек осуществляется следующим образом. Все значения выделенных задержек, накопленные в массиве $\tau(k, N_{БЦ}, j, i)$, просеиваются в соответствии с критерием:

— если $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) / \text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) \leq 4,5$, то значение задержки отсеивается из дальнейшей обработки (ложное обнаружение);

— если $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) / \text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) > 4,5$, то значение задержки и соответствующие ей сигнальные фрагменты полезных сигналов сохраняются для дальнейшей обработки.

Реализованную так процедуру обнаружения можно обосновать следующим образом. Отношение $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) / \text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i))$ для оценок задержек, близких к истинной задержке полезного сигнала, дает экспресс-оценку отношения сигнал/помеха по энергии. В соответствии с вышеизложенным для оптимального обнаружителя сигналов по критерию максимального правдоподобия пороговый уровень обнаружения равен $0,5E_c$, где E_c — априорно известная энергия полезного сигнала. Тогда если принять, что энергия всех полезных сигналов больше энергии сигнала, для которого отношение сигнал/помеха по энергии ≈ 9 (отношение сигнал/помеха по амплитуде ≈ 3), то для порогового значения обнаружителя по отношению сигнал/помеха по энергии следует принять $E_{\text{порог}} \approx 4,5$.

Проводится также заполнение массивов моментов прихода сигналов, например для АБ, образованной ПР1 и ПР2:

— если $\tau(1, N_{БЦ}, j, i) > 0$, то $\text{ТПР1}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$ и $\text{ТПР2}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA} + N_{СК}(j-1)\tau_{Д}$;

— если $\tau(1, N_{БЦ}, j, i) = 0$, то $\text{ТПР1}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$ и $\text{ТПР2}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$;

— если $\tau(1, N_{БЦ}, j, i) < 0$, то $\text{ТПР1}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA} + N_{СК}(j-1)\tau_{Д}$ и $\text{ТПР2}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$.

Описанные процедуры обработки сигнальной информации проводятся аналогично и для других "независимых" АБ2 и АБ4.

Затем проводится последовательное просеивание выделенных задержек на "зависимых" АБ3, АБ5 и АБ6, т. е. "пространственное" просеивание ложных обнаружений. Так как процедуры обработки на всех "зависимых" АБ аналогичны, дадим описание процедур обработки лишь для одной из них, например для АБ5.

Путем вычитания задержек, выделенных при кросс-корреляционной обработке сигнальной инфор-

мации на АБ2 и на АБ4 (два приемника ПР2 и ПР4, образующих "зависимую" АБ5, также образуют с приемником ПР1 "независимые" АБ1 и АБ4), формируется массив задержек $\tau(5, N_{\text{БЦ}}, j, i) = \tau(2, N_{\text{БЦ}}, j, i1) - \tau(4, N_{\text{БЦ}}, j, i2)$, где индексы массивов $i, i1$ и $i2$ изменяются независимо друг от друга от 1 до N_3 .

Для каждого найденного значения $\tau(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)$ по сигнальным фрагментам из буферов ПР4 и ПР2, соответствующих значениям задержек $\tau(2, N_{\text{БЦ}}, j, i1)$ и $\tau(4, N_{\text{БЦ}}, j, i2)$, вычисляется фрагмент мнимой части ККФ вблизи рассматриваемого значения $\tau(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)$, далее ищутся переходы через нуль на вычисленном фрагменте мнимой части ККФ, и если их нет, то задержка отсеивается из дальнейшей обработки как ложная, а если переход через нуль обнаружен, то вычисляется соответствующее рассматриваемому значению задержки отношение $\text{Real}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) / \text{Im}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i))$ и проводится просеивание:

— если $\text{Real}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) / \text{Im}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) \leq 4,5$, то значение задержки отсеивается из дальнейшей обработки (ложное обнаружение);

— если $\text{Real}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) / \text{Im}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) > 4,5$, то значение задержки и соответствующие ей сигнальные фрагменты полезных сигналов сохраняются для дальнейшей обработки.

После проведения процедур "пространственного" просеивания ложных обнаружений получаем сформированные массивы задержек для всех АБ и массивы приходов сигналов на все ПР.

Затем выбираются какие-либо две АБ и вычисляются координаты обнаруженных источников, для чего можно предложить следующий алгоритм. Для каждой АБ по задержке сигналов вычисляется пеленг (угол между направлением на источник и направлением нормали к АБ, лежащей в плоскости АР) на

источник по формуле $\alpha = \arcsin(c\tau/L)$, где L — длина АБ, c — скорость распространения акустических сигналов, τ — задержка. Далее по двум значениям пеленгов и значениям координат центров двух АБ методом триангуляции вычисляется предварительное значение координат источника (начальное значение для численного метода решения системы уравнений). Если АР системы ПЗЛ находится близко от источника, то значения пеленгов уточняются с учетом поправки на сферичность акустической волны по известным выражениям [7], а также уточняется предварительное значение координат источника. Далее численным методом (например, методом Ньютона) решается система нелинейных уравнений, связывающих координаты ПР, образующих две соответствующие АБ, координаты источника и рассматриваемые значения задержек.

Выше были представлены структура АР и структура алгоритмов обработки сигналов кросс-корреляционной системы ПЗЛ источников, расположенных в плоскости. В некоторых случаях необходима система пассивной локализации источников, расположенных в трехмерном пространстве. Структура антенны и структура алгоритмов обработки сигналов такой системы строится аналогичным образом. Действительно, мы получим такую систему, если совместим две системы, описанные выше, но расположенные в двух взаимно перпендикулярных координатных плоскостях, например, одну в плоскости XU , а другую в плоскости YZ . В результате структура АР такой системы состоит из шести ПР и представлена на рис. 5, а структура алгоритмов обработки сигналов строится аналогично описанию, представленному для источников, расположенных в плоскости. На рис. 5 приемники ПР1—ПР4 и образуемые ими АБ

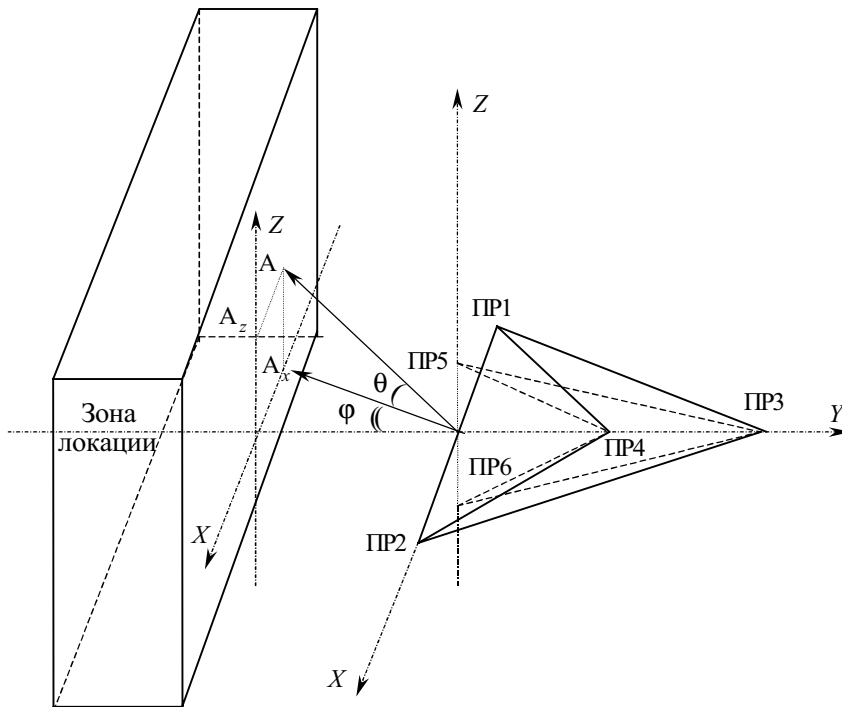


Рис. 5. Структура приемной антенны для системы пеленгации источников, расположенных в трехмерном пространстве

лежат в плоскости XU (изображены сплошными линиями), ПР3—ПР6 и образуемые ими АБ лежат в плоскости ZU (изображены штриховыми линиями), А — запеленгованный источник (A_x — его проекция на ось координат OX , A_y — его проекция на ось координат OY), ϕ — угол между направлением на источник в плоскости XU и нормалью к АБ, образованной ПР1 и ПР2, θ — угол между направлением на источник в плоскости ZU и нормалью к АБ, образованной ПР5 и ПР6.

Таким образом, разработаны квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов корреляционной пассивной звуковой локализации. Алгоритмы основаны на комбинации процедур предварительной фильтрации, кросс-корреляции и пространственной фильтрации ложных обнаружений. Представленные алгоритмы стали основой для прак-

тической реализации макета системы ПЗЛ. Проведенные натурные испытания подтвердили правильность принятых технических решений, открывающих возможность создания перспективного комплекса ПЗЛ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Тарасов В. А., Кропачев Д. А. Реализация алгоритмов первичной обработки сигналов в системах пассивной звуковой локации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2002.— № 1.— С. 17—21.
2. Tarasov V., Boltanov V., Kropachev D. Algorithms of signal processing in passive sound ranging systems and their practical realization // Proceedings of the Fourth All-Ukrainian International Conference "Signal / Image Processing and Pattern Recognition — UkrOBRAZ'98". — Kiev: Cybernetics Institute of Ukraine National Academy of Science, 1998.— P. 141—142.
3. Тарасов В. О., Кропачев Д. О., Коржов В. І. Практична реалізація алгоритмів первинної обробки сигналів у системах пасивної звукової локації // Праці П'ятої Всеукраїнської міжнар. конф. "Обробка сигналів і зображень та розпізнавання образів — UkrOBRAZ'2000".— Київ: Інститут кібернетики НАНУ, 2000.— С. 129—132.
4. Knapp C. H., Carter G. C. The generalized correlation method for estimation of time delay // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing.— Vol. ASSP-24, N 4, August 1976.— P. 320—326.
5. Carter G. C. Time delay estimation for passive sonar signal processing // Ibid.— Vol. ASSP-29, June 1981.— P. 463—470.
6. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы // М.: Высшая школа, 1990.
7. Руководство для командира отделения звуковой разведки // М.: МО СССР, 1976.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ. СИМПОЗИУМЫ

Научный совет по проблеме
«Физика полупроводников» НАНУ
Министерство образования и науки Украины
Украинское физическое общество
Институт физики полупроводников НАНУ
Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова

УНКФП-1

1-я УКРАИНСКАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
ПО ФИЗИКЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

(с международным участием)

Украина, Одесса

10—14 сентября 2002 г.

Научные направления конференции

1. Теория зонной структуры, оптические, экситонные и фононные явления.
2. Фото-, акусто-, оптоэлектронные и электронные явления в объеме и на поверхности полупроводников.
3. Квантовые, оптические, электрические и магнитные свойства.
4. Физика современных полупроводниковых приборов и сенсоров.
5. Полупроводниковые материалы и технологии.

В конференции участвуют представители науки 28 стран мира. В числе докладчиков Ж. И. Алфёров, Ю. Асеев, Б. П. Захарченя, А. Ф. Кравченко, И. Г. Неизвестный, Ю. А. Осипьян, С. И. Стафеев, Р. А. Сурис, О. Е. Юнович (Россия), С. Аммерлан (Нидерланды), И. В. Блонский, М. С. Бродин, И. О. Вакарчук, М. Я. Валах, Е. Ф. Венгер, О. И. Власенко, В. М. Добровольский, В. В. Еременко, В. А. Кочелап, Я. И. Лепих, М. П. Лисиця, В. Г. Литовченко, А. А. Птащенко, И. М. Раренко, С. М. Рябченко, С. В. Свечников, Ф. Ф. Сизов, В. Ю. Сливка, В. А. Смынтына, И. М. Стахира, В. И. Сугаков, Г. В. Ткач, К. Д. Товстюк, А. В. Третьяк, М. А. Фрейк, В. Я. Яковенко (Украина), М. Влчек (Чехия), Т. Возински (Польша), Х. Гриммайс (Швеция), А. Е. Кив (Израиль), Ф. Кох, К. Хартнагель, В. Шретер (Германия).

Адрес Оргкомитета:

Украина, 65026, г. Одесса, ул. Дворянская, 2.
Одесский национальный университет
им. И. И. Мечникова. НИЛ-3.

Тел./факс: 380(482) 23-34-61

E-mail: <oguint@paco.net>, <ndl_lepikh@gomail.com.ua>