

# ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ АКУСТИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

*И. Роменский, Р. Шрёдер, О. Якель*

*Society for the Promotion of Applied Computer Science (GFaI e.V.) Berlin, Germany*

*E-mail: jaeckel@gfai.de*

Рассматривается расширение традиционной методики фазировки систем сенсоров, распределенных в пространстве (фазированных антенных решеток, sensors-arrays). В то время как традиционные методики фазировки формируют максимум диаграммы направленности в направлении компенсации, предлагаемая методика формирует несколько диаграмм с нулем в этом направлении. Полученное множество диаграмм позволяет синтезировать результирующие характеристики антенных решеток со свойствами принципиально недостижимых при использовании только традиционных методов фазировки.

## 1. КРАТКИЙ ОБЗОР

Системы пространственно распределенных сенсоров традиционно являются одним из основных инструментов для изучения процессов, в которых информация о наблюдаемых явлениях распространяется при помощи волн. Теория и практика использования таких систем хорошо освещена в литературе (см. например [1-6]). Данная публикация ставит своей целью представление методики, которая является расширением традиционных способов фазирования, и поэтому мы предполагаем, что читатель знаком с основными принципами функционирования фазированных антенных решеток (ФАР). Для первого знакомства с методами, используемыми в системах ФАР, можно воспользоваться источниками, приведенными в списке литературы.

При всем своем многообразии традиционные методы компенсации ФАР имеют общую черту, а именно: они проводят минимизацию функционала разности энергий входного сигнала и отклика ФАР. При этом анализируются решения, соответствующие конечным значениям энергии, и опускаются «тривиальные решения», соответствующие «нулевым» значениям отклика. При этом желательным свойством традиционного метода компенсации является его единственность. Решений с нулевой энергией может быть несколько, и их произвольная сумма формально не нарушает «локального» закона сохранения. Подобные решения известны и описаны в литературе [2], однако по ряду обстоятельств не нашли широкого применения на практике. Мы попытались учесть такие решения для улучшения свойств ФАР.

Здесь же мы должны отметить, что предлагаемая методика не требует изменения условий реальных измерений, а предполагает дополнения к методам post-process обработки данных.

В дальнейшем будем использовать следующие термины и сокращения:

1. «Диаграмма направленности» – ДН.
2. «Традиционные методы фазировки» – ТМФ.
3. «Дифференциальные методы фазировки» – ДМФ.
4. «Разностные моды» – РМ.
5. «Разрешающая способность» – РС.

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В настоящей работе рассмотрена проблема локализации (обнаружения) источников излучения, распространяющегося в пространстве посредством волновых процессов.

Мы будем рассматривать систему, состоящую из всенаправленных сенсоров, способных регистрировать излучение волны достаточно произвольной природы (акустической, электромагнитной, сейсмической и др.), которая дополнена системой записи и восстановления сигнала от каждого сенсора. При этом регистрирующее устройство должно записывать и восстанавливать полную информацию о волне, т.е. о ее амплитуде и фазе в точке расположения сенсора. Таким образом, из рассмотрения исключаются все сенсоры накопительного типа (фотопластинки, сцинтилляторы и пр.).

При рассмотрении предполагается, что источник расположен в дальней зоне, и волна распространяется в изотропной среде с линейной дисперсией. Однако полученные результаты остаются справедливыми и в ближнем поле, и для систем с достаточно произвольным (но известным) законом дисперсии.

Для первичного теоретического анализа используем модель простейшей решетки – системы, состоящей из  $N \geq 2$  равноотстоящих сенсоров, расположенных вдоль оси ОХ. Расстояние между сенсорами  $d = L/(N-1)$ , где  $L$  – общая длина решетки. На решетку падает плоская монохроматическая волна с единичной амплитудой и частотой  $\omega$ . Угол между волновым вектором  $\vec{k}$  и нормалью к плоскости YOZ равен  $\theta_0$ .

Модель линейной решетки очень подробно описана в литературе и здесь используется только в иллюстративных целях, так как она позволяет легко получать результаты в аналитическом виде. Реальные теоретические и экспериментальные результаты получены для кольцевой и сферической апертур и представлены в разд. 5.

При падении плоской волны на линейную апертуру набег фазы является линейной функцией координаты  $x$ , т.е.

$$\psi(x, t) = \omega \cdot t - k \cdot x \cdot \sin \theta_0. \quad (1)$$

Выбираем начало координат в позиции первого сенсора и в этом случае сигнал, фиксируемый сенсором с номером  $n$  и позицией  $x_n = n \cdot d$ , имеет вид:

$$U_n(t) = \exp(i \cdot (\omega \cdot t - k \cdot d \cdot \sin \theta_0 \cdot n)). \quad (2)$$

В дальнейшем опускаем несущественный множитель  $\exp(i \cdot \omega \cdot t)$ .

### 3. СХЕМЫ КОМПЕНСАЦИЙ ФАР

#### 3.1. ТРАДИЦИОННЫЙ МЕТОД ФАЗИРОВКИ (DELAY & SUM)

При использовании ТМФ для получения пространственной ДН, составляем средневзвешенную сумму сигналов, записанных в каждом из  $N$  каналов:

$$B = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \cdot U_n. \quad (3)$$

Для целей нашего простейшего анализа выбор весовых коэффициентов  $w_n$  может быть ограничен набором комплексных чисел  $w_n = A_n \cdot e^{i \cdot \Phi_n}$ . Вследствие своей произвольности фазовый множитель  $\Phi_n$  может быть представлен в виде  $\Phi_n = n \cdot k \cdot d \cdot \sin \theta$ . При такой записи величина  $\theta$  имеет смысл направления, в котором производится компенсация (фазировка) решетки сенсоров. В этом случае компенсационная сумма (3) имеет вид:

$$B = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot \exp(i \cdot k \cdot d \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0) \cdot n). \quad (4)$$

В дальнейшем будем использовать обозначение

$$u(\theta_0, \theta) = k \cdot d \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0).$$

Далее следует выбрать модули весовых коэффициентов  $A_n$ . Здесь для простоты изложения выберем метод равного взвешивания, т.е.  $A_n = 1/N$ . При таком выборе (4) является суммой конечной геометрической прогрессии:

$$B = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(i \cdot u \cdot n) = \frac{1 - \exp(i \cdot u \cdot N)}{N \cdot (1 - \exp(i \cdot u))}. \quad (5)$$

Для целей локализации источников можем рассматривать только модуль ДН (5):

$$|B(u)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(u \cdot N/2)}{\sin(u/2)} \right|. \quad (6)$$

Выражение (6) хорошо известно в различных областях физики, в частности, в теории дифракционных решеток, и здесь мы отметим только самые важные свойства и определения, связанные с такой ДН.

1. В качестве **формальной разрешающей способности** ДН (т.е. минимального расстояния между двумя источниками, при которых они еще могут быть разрешены) принимается расстояние первого нуля от главного максимума. В данном случае это определяется из условия  $k \cdot d \cdot N \cdot u_{0,1} = 2\pi$ . Если  $N \gg 1$ , то  $N \cdot d \approx L$ , получаем  $u_{0,1} \approx \lambda/L$ , т.е. разрешающая способность улучшается с уменьшением длины волны и увеличением апертуры ФАР.

2. **Формальным контрастом** называется отношение высоты основного лепестка ДН к высоте первого бокового лепестка. В данном случае эта величина определяется значением первого максимума,

достигаемого в точке  $k \cdot d \cdot N \cdot u_{\max} \approx 3\pi$ , и равна  $\eta \approx \frac{2}{3\pi} \approx 0.2 = 7dB(A)$ .

3. При выводе формулы (6) мы не учитывали наличие шумов. Выбранная методика фазировки улучшает соотношение сигнал-шум (SNR) пропорционально количеству сенсоров  $N$ .

4. Определим условия «**локального сохранения энергии**» как требования равенства амплитуды падающей волны и суммарного отклика в направлении полной компенсации ( $\theta = \theta_0$ )  $\rightarrow u = 0$ . Этому условию соответствует множество наборов положительных определенных весовых коэффициентов ( $A_n \geq 0$ ), удовлетворяющих условию нормировки:

$$\sum_{n=0}^{N-1} A_n = 1. \quad (7)$$

Из всего множества коэффициентов, удовлетворяющих условию (7), сделанный нами выбор равных весовых коэффициентов ( $A_n = 1/N$ ) определяет минимальную ширину главного лепестка ДН, что соответствует максимальной РС [4]. В то же время такой выбор дает относительно малый контраст ДН. Контраст может быть существенно улучшен путем оптимизации весовых коэффициентов  $w_n$ . Однако при сохранении условия (7) повышение контраста практически всегда сопровождается уширением главного лепестка. Это следует из свойств, перечисленных в пунктах 1 и 2, а именно: для ДН, получаемых с использованием ТМФ, произведение разрешающей способности на контраст близко к постоянной величине.

#### 3.2. РАЗНОСТНЫЙ МЕТОД ФАЗИРОВКИ («DELAY & SUBTRACT»)

Временно предположим, что количество сенсоров в решетке кратно 12. Разделим все сенсоры на две одинаковые группы и для каждой группы вычислим частичные суммы:

$$B_{1,0} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N/2-1} e^{i \cdot u \cdot n} = \frac{2}{N} \cdot \frac{1 - \exp(i \cdot u \cdot N/2)}{(1 - \exp(i \cdot u))},$$

$$B_{1,1} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=N/2}^{N-1} e^{i \cdot u \cdot n} = \frac{\exp(i \cdot u \cdot N/2)}{N/2} \cdot \frac{1 - \exp(i \cdot u \cdot N/2)}{(1 - \exp(i \cdot u))}.$$

Далее составим разность частичных сумм:

$$D_1 = B_{1,1} - B_{1,0} = \frac{2}{N} \cdot \frac{(1 - \exp(i \cdot u \cdot N/2))^2}{(1 - \exp(i \cdot u))}. \quad (8)$$

Определим величину  $D_0$  как «разность первого порядка».

Далее разделим решетку на 3 равные подгруппы и для каждой вычислим частичную сумму:

$$B_{2,0} = \frac{3}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N/3-1} e^{i \cdot u \cdot n} = \frac{1}{N/3} \cdot \frac{1 - \exp(i \cdot u \cdot N/3)}{(1 - \exp(i \cdot u))},$$

$$B_{2,1} = \frac{3}{N} \sum_{n=N/3}^{2N/3-1} e^{i \cdot u \cdot n} = \frac{\exp(i \cdot u \cdot N/3)}{N/3} \cdot \frac{1 - \exp(i \cdot u \cdot N/3)}{(1 - \exp(i \cdot u))},$$

$$B_{2,2} = \frac{3}{N} \sum_{n=2N/3}^{N-1} e^{i \cdot u \cdot n} = \frac{\exp(i \cdot u \cdot 2N/3)}{N/3} \cdot \frac{1 - \exp(i \cdot u \cdot N/3)}{(1 - \exp(i \cdot u))}.$$

Вычислим две «разности первого порядка»:

$$D_{1,0} = (B_{2,1} - B_{2,0}),$$

$$D_{1,1} = (B_{2,2} - B_{2,1})$$

и составим «разность второго порядка»:

$$D_2 = D_{1,0} - D_{1,1} = ((B_{2,2} - B_{2,1}) - (B_{2,1} - B_{2,0})) = (B_{2,0} - 2B_{2,1} + B_{2,2}). \quad (9)$$

Прямым подсчетом легко определить

$$D_2 = \frac{3}{N} \cdot \frac{(1 - \exp(i \cdot u \cdot N/3))^3}{(1 - \exp(i \cdot u))}.$$

Далее можем получить «разность третьего порядка»:

$$D_3 = (B_{3,0} - 3B_{3,1} + 3B_{3,2} - B_{3,3}) = \frac{4}{N} \cdot \frac{(1 - \exp(i \cdot u \cdot N/4))^4}{(1 - \exp(i \cdot u))}. \quad (10)$$

Методом индукции покажем, что деление решетки на  $M$  одинаковых подрешеток и вычисление разностей соответствующих порядков дает результат в виде

$$D_{M-1} = \frac{1}{F_M} \cdot \frac{(1 - \exp(i \cdot u \cdot F_M))^M}{(1 - \exp(i \cdot u))}, \quad (11)$$

здесь  $F_M = N/M$ .

Выражение (11) может быть формально дополнено «разностью нулевого порядка» (т.е.  $D_0$  при  $M=1$ ), которая в данном случае полностью совпадает с компенсационной суммой, вычисленной по методике (5). Как указывалось выше, для целей локализации источников излучения достаточно вычислить только модуль соответствующей ДН:

$$|D_{M-1}| = \frac{1}{F_M} \left| \frac{\sin^M(u \cdot F_M/2)}{\sin(u/2)} \right|. \quad (12)$$

На Рис.1 показаны модули нулевой и трех первых разностей как функции переменной  $u$  для решетки из 12 сенсоров в случае  $\lambda = L$ .

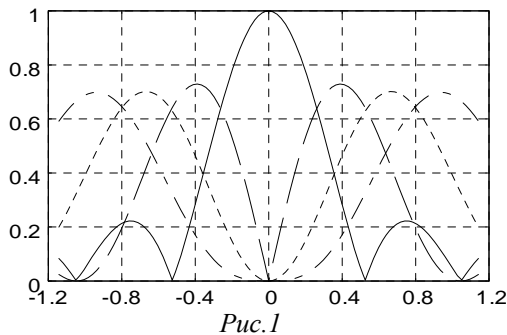


Рис.1

Рассмотрим простейшие свойства приведенных разностей (в дальнейшем «разностных мод» – РМ):

1. Модули всех РМ являются симметричными функциями переменной  $u$ .

2. Все РМ имеют экстремум в точке  $u=0$ , и при этом разность нулевого порядка  $D_0$  имеет в этой точке абсолютный максимум, а все остальные РМ – нуль порядка  $M$ . Остальные нули для различных мод определяются равенством  $\mu_{M,n} = \lambda/L \cdot n \cdot M$ .

3. При построении РМ высших порядков коэффициенты при «разностях первого порядка» являются биномиальными коэффициентами (см.

(8),(9),(10)). Таким образом, данная методика аналогична дискретной аппроксимации производных разных порядков на сетке, состоящей из равноотстоящих узлов, чем и определяется общее название «дифференциальные (или разностные) методы фазировки» и результат такого метода фазирования – «разностные моды». Важнейшим свойством дифференциальных ДН является тот факт, что сумма весовых коэффициентов при вычислении разностей высшего порядка ( $M > 0$ ) равна нулю, т.е.

$$\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^{n_{\max}} B_m \cdot A_n = \begin{cases} 1 & M=0 \\ 0 & M>0. \end{cases} \quad (13)$$

4. При стремлении аргумента  $u$  к нулю разности разных порядков имеют вид:

$$|D_M(u \rightarrow 0)| \rightarrow \left( \frac{u \cdot N}{2 \cdot M} \right)^M. \quad (14)$$

Таким образом, множество РМ разного порядка составляет систему линейно независимых функций. Это означает, что данное множество может быть использовано как базис в функциональном пространстве, и мы можем рассматривать процедуру разложения произвольной функции в этом базисе или же обратную процедуру – синтез достаточно произвольной функции из множества РМ. Для ортогонализации системы базисных функций можно воспользоваться алгоритмом Шмидта, однако практическая необходимость в этом отсутствует.

### 3.3. НЕКОТОРЫЕ ОБОБЩЕНИЯ И ОГРАНИЧЕНИЯ РМ

Проведем некоторые обобщения схемы ДМФ, полученной в предыдущем разделе.

В первую очередь, необходимо отметить, что мы проводили деление решетки на равные подгруппы и, в частности, решетка из 12 сенсоров может быть разделена на 2, 3, 4, 6 равновеликих подгрупп. Однако используемый метод равного взвешивания не позволяет получить на такой решетке разбиения на 5 подгрупп и соответственно построения разности 4 порядка. Данная проблема легко решается путем отказа от принципа равного взвешивания и построения подгрупп, содержащих различное число сенсоров. Более того, такие подгруппы могут быть перекрывающимися или разреженными. В соответствии с таким разбиением необходимо изменять и весовые коэффициенты. Единственным ограничением, накладываемым на эти коэффициенты принципом «локального сохранения», является условие (13).

В качестве весовых коэффициентов выбираются не только постоянные величины, но и достаточно произвольные функции. Так, в частности, для получения результатов, обсуждаемых в разд. 5, были использованы весовые коэффициенты, являющиеся функциями времени. Выбор именно таких коэффициентов позволяет решить принципиальную проблему, возникающую при переходе от простейшего одномерного случая к реальным 2- и 3- мерным системам, используемым на практике. Суть этой проблемы состоит в том, что при построении ДМФ в многомерных системах происходит потеря пространственной изотропности, обусловленная наличием выделенных

направлений, вдоль которых происходит деление решетки на подгруппы.

Второе обобщение относится к политональным сигналам. Теоретическое рассмотрение, проведенное в предыдущем разделе, базировалось на рассмотрении монохромного излучения. В этом случае разности разных порядков имеют множество нулей и максимумов, положения которых зависят от длины волны. Если же падающая волна имеет спектр с хорошим заполнением, то происходит интерференция экстремумов с индексами  $n > 0$ . В то же время экстремумы с нулевым индексом сохраняются неизменными.

Третья характерная черта ДМФ следует из самого названия – «дифференциальный». Мы нашли (см. разд. 3.2), что разностные моды представляют собой некоторый аналог пространственных производных. В более общем случае (2-D и 3-D ДМФ) дифференциальные моды являются линейными комбинациями пространственных производных. Однако, если непосредственное вычисление разностных производных является задачей некорректной по Адамару, то практическое вычисление ДМФ удается сделать численно устойчивым.

Вместе с этим отметим и ряд ограничений, свойственных ДМФ.

Во-первых, количество высших разностей естественно ограничено количеством сенсоров, входящих в состав решетки. В соответствии с пространственным аналогом теоремы отсчетов количество таких мод (т.е. количество подгрупп) не должно превосходить половины числа сенсоров, т.е.  $M \leq N/2$ .

Другим ограничением на количество используемых разностных мод является ограниченность области видимости (vision region). Смысл этого ограничения легко понять из того, что используемая нами переменная  $u = k \cdot d \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)$  (см. разд. 3.2) изменяется в интервале  $-2 \cdot k \cdot d \leq u \leq 2 \cdot k \cdot d$ . При фиксированном  $d$  величина интервала изменения аргумента в (12) уменьшается с понижением частоты пропорционально степени  $M$ . Данное свойство является критическим при разделении сигналов низкочастотных источников.

Практический опыт использования данной методики в акустической измерительной системе с кольцевой и сферической апертурами диаметром 0.7 м, имеющих SNR > 100 dB, показал, что при частотах выше 1 кГц вполне оправданно использование четырех дополнительных мод, в то время как при частотах ниже 200 Гц приемлемые результаты дают только первые две разностные моды.

#### 4. СИНТЕЗ ДН ПРИ ПОМОЩИ РМ

Использование ФАР для локализации источников излучения может быть рассмотрено как результат пространственной фильтрации входного сигнала. В соответствии с таким представлением идеальная фильтрация возможна только при  $\delta$ -образной форме передаточной функции фильтра. Однако все физически реализуемые фильтры имеют конечные значения РС и контраста. Полученное в предыдущих разделах множество линейно независимых РМ

позволяет синтезировать ДН с заранее заданными свойствами. Теория построения таких пространственных фильтров авторам неизвестна, поэтому опишем только те простейшие формы, которые используются в настоящее время в нашей практике.

Рассмотрим взвешенную сумму различных мод:

$$S(u) = \sum_{n=0}^M \alpha_n \cdot D_n(u), \quad (15)$$

где  $\alpha_n$  – свободные параметры оптимизации. Далее рассмотрим 2 ситуации, а именно,  $\alpha_0 = 1$  – реализующая «линейный фильтр» и  $\alpha_0 = 0$  – реализующая «нелинейный» фильтр.

Для «линейного» фильтра путем соответствующего выбора коэффициентов  $\alpha_{n>0}$  результирующая сумма (15) может аппроксимировать функции, достаточно близкие к  $\delta$ -функции. Практическая реализация этого метода сводится к минимизации квадратичного функционала:

$$\int dx \cdot \left( \exp\left(-\frac{u^2}{\sigma^2}\right) - \sum_{n=0}^M \alpha_n \cdot D_n(u) \right)^2 \rightarrow \min,$$

при этом  $\sigma$  является свободным параметром оптимизации. Данный вид фильтрации наиболее применим для общего увеличения контраста изображений достаточно большого размера.

При реализации «нелинейного» фильтра ( $\alpha_0 = 0$ ) выбор синтетической ДН может быть сделан в виде

$$S(u) = D_0(u) \cdot \exp\left(\sum_{n=1}^M \alpha_n \cdot D_n(u)\right). \quad (16)$$

В данном случае выбор коэффициентов  $\alpha_n$  может быть осуществлен из совершенно иных принципов. В частности, для целей разделения нескольких источников главное значение имеет минимизация ширины главного лепестка ДН, в то время как поведение синтетической ДН на больших расстояниях от центра не столь важно. В том случае, если целью синтеза является обнаружение слабого источника на фоне сильного, основную роль играет минимизация отклонения синтетической ДН от постоянной величины на достаточно большом расстоянии от точки расположения сильного источника.

Наименования «линейный» и «нелинейный» фильтры соответствуют понятию чувствительности результирующей ДН по параметру  $\alpha_n$ , т.е.  $\eta_k = \partial S / \partial \alpha_k$ . Для «линейного» фильтра эта величина определяется как  $\eta_k = D_k$ , а для «нелинейного» фильтра –  $\eta_k = S \cdot D_k$ . Такая высокая степень чувствительности для «нелинейного» фильтра определяет те преимущества, которые имеет такой фильтр перед «линейной» суммой РМ.

#### 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И ПРАКТИЧЕСКИЕ ПРИЛОЖЕНИЯ

Изложенные в предыдущих разделах теоретические результаты относились к простейшей линейной ФАР, которая дает возможность обнаружения ис-

точников только в азимутальном направлении. Основные практические интересы авторов лежат в области технической акустики, требующей анализа 2- и 3- мерных распределений источников. Поэтому при проведении численного моделирования и анализе данных реальных измерений использовались ФАР с кольцевой и сферической апертурами. К сожалению, ограниченный объем данной публикации не позволяет привести полученные результаты для существенно более сложной и интересной ФАР со сферической апертурой.

Для исследований использовалась ФАР с кольцевой апертурой диаметром  $R_m=0.73$  м, содержащей 48 микрофонов. Для такой геометрии разностные ДН представляют собой функции Бесселя первого рода:

$$D_M = J_M(kR_m \cdot A_{S,P}), \quad (17)$$

где безразмерный фактор  $A_{S,P}$  определяет взаимное положение источника  $S$ , имеющего цилиндрические координаты  $(R_S, \varphi_S, F)$  и положение точки компенсации  $P$  с координатами  $(R_P, \varphi_P, F)$ ,

$$A_{S,P} = \frac{R_S^2 + R_P^2 - 2 \cdot R_S \cdot R_P \cdot \cos(\varphi_S - \varphi_P)}{F}. \quad (18)$$

Данная запись справедлива при относительно слабом предположении  $F > 2 \cdot R_m$ . Соответственно нулевая мода имеет максимум в точке полной компенсации ( $A=0$ ) и нулевое значение в этой же точке для разностных мод выше нулевой. Таким образом, эта система дает возможность определять азимутальную и радиальную компоненты позиции источника излучения.

### 5.1. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

На Рис.2 и 3 приведены нулевая и вторая дифференциальные ДН кольцевой ФАР для модельного источника частотой 1920 Гц, имеющего декартовы координаты  $P(0.2, 0.2, 1.0)$ . (Далее все результаты приведены в dB(A)). В соответствии с теоретической формулой (17) ДН нулевой моды имеет максимум в направлении источника, а вторая мода имеет нулевую интенсивность в этом направлении.

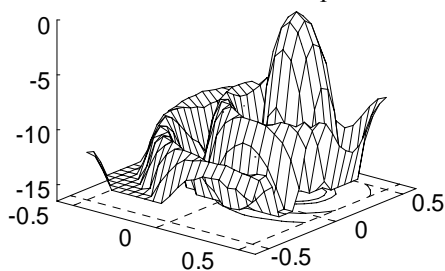


Рис.2

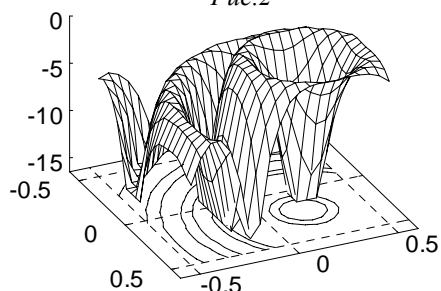
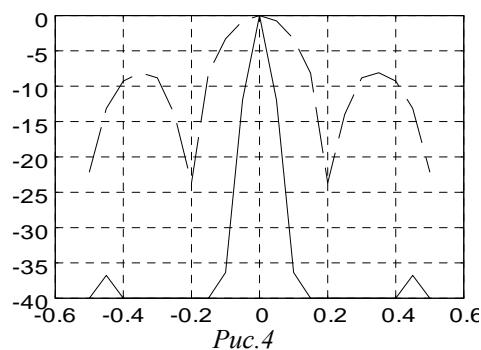


Рис.3



На Рис.4 показан результат фильтрации ДН для этого источника, при помощи нелинейного фильтра (16) с параметрами  $(-5.5, -14.5, -13.0, -2.75)$ .

Из этого рисунка видно, что использование такого фильтра позволяет одновременно вдвое уменьшить ширину главного лепестка (т.е. повысить разрешающую способность) и существенно увеличить контраст ДН. Как отмечалось в разд. 3.1, при использовании только ТМФ одновременное получение этих эффектов практически неосуществимо.

На Рис.5 представлены результаты моделирования двух точечных источников одинаковой интенсивности с частотой 450 Гц, находящихся на расстоянии 0.8 м друг от друга. В соответствии с классическим критерием Релея такие источники могут быть разделены в том случае, если расстояние между ними превышает 1.7 м, и поэтому результат, полученный при использовании традиционной методики фазировки, имеет только один максимум.

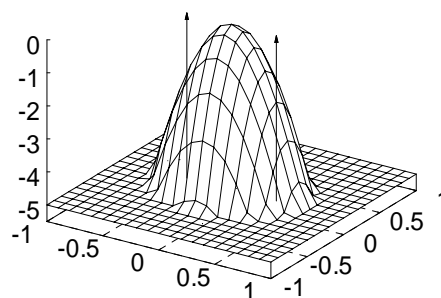


Рис.5

На Рис.6 приведен результат использования экспоненциального фильтра с параметрами  $(0.5, 3.25, 4.25, 9.5)$ , который отчетливо разделяет эти низкочастотные источники. Более систематическое использование таких фильтров показало, что использование фильтров вида (16) в среднем в два раза повышает разрешающую способность ФАР.

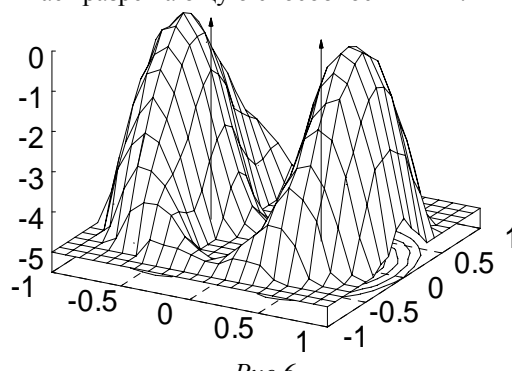


Рис.6

## 5.2. СИНТЕЗ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ РЕАЛЬНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Разностные методы фазирования позволяют решить одну из самых сложных проблем практической измерительной акустики – проблему идентификации когерентных источников. На Рис.7 показан результат ТМФ для системы из двух когерентных источников ( $\gamma=1$ ), имеющих координаты  $(\pm 0.2, 0.01, 1.0)$ .

Эти данные построены на базе измерений шумов реального двигателя внутреннего сгорания. В спектрах вращающихся машин и механизмов всегда присутствует сильная гармоника, соответствующая основной частоте вращения (и ее высшие гармоники). На рисунке видно, что в результате пространственной интерференции этой сильной гармоники наряду с двумя «реальными источниками» наблюдаются два «ложных источника» с интенсивностью, равной интенсивности «реальных источников».

На Рис.8 представлен результат фильтрации (или синтеза), проведенной в соответствии с формулой (16), имеющей в этом случае коэффициенты  $(-4, -7.25, 0.5, 0.5)$ .

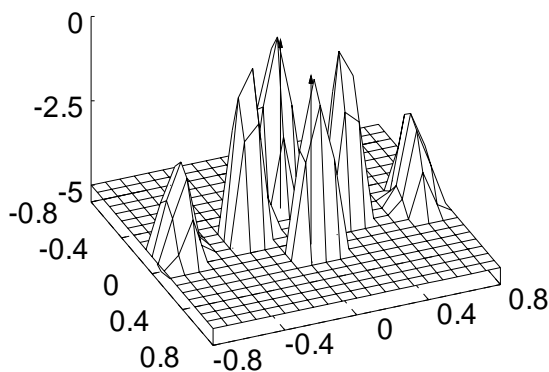


Рис.7

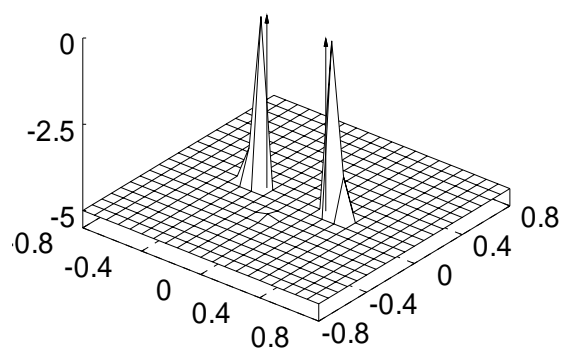


Рис.8

В результате такой фильтрации «ложные источники» подавлены до уровня ниже 5 dB(A).

Полученный результат объясняется тем, что РМ имеют синхронные экстремумы только в направлениях, соответствующих «реальным источникам», в то время как в направлениях «ложных источников» РМ разных порядков имеют некоторые конечные значения. При соответствующем выборе коэффициентов в сумме (16) происходит взаимная интерференция различных ДН, ведущая к погашению «ложных источников», а в направлении «реальных источников» действует «принцип локального сохранения».

### ЛИТЕРАТУРА

1. М.Д. Смартышев. *Направленность гидроакустических антенн*. Л.: «Судостроение», 1979.
2. H.L. van Trees. *Optimum Array Processing*. Wiley-Interscience, 2002.
3. L.J. Ziemek. *Acoustic Field Theory and Space-Time Signal Processing*. CRC – Press, 1995.
4. D.H. Johnson, D.E. Dudgeon. *Array Signal Processing. Concepts and Techniques*. Prentice Hall PTR: Englewood Cliffs, NJ, 1993.
5. Robert C. Hansen. *Phased Array Antennas*. John Wiley & Sons, Inc. 1998.
6. P.S. Naidu. *Sensor Array Signal Processing*. CRC – Press, 2001.

Статья поступила в редакцию 19.05.2010 г.

## DIFFERENTIAL METHODS FOR THE STEERING OF ACOUSTIC PHASED ARRAYS

*I. Romenskiy, R. Schröder, O. Jaeckel*

An extension of the traditional method of phase compensation for acoustic phased array systems (microphone arrays) will be presented in this paper. Contrary to the traditional procedure of delay-and-sum-beamforming, which exhibits a maximum of the antenna's directivity pattern in the steering direction of the array, the new method proposed here is using a set of additional directivity patterns which have a distinct zero in the focal direction. Utilizing this set allows the computation of point spread functions with completely new and advantageous properties that are unachievable in principle by means of classical beamforming.

## ДИФЕРЕНЦІЙНІ МЕТОДИ КОМПЕНСУВАННЯ АКУСТИЧНИХ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ ГРАТ

*I. Роменський, Р. Шрьодер, О. Якель*

Розглянуто розширення традиційного методу фазування системи сенсорів, розподілених у просторі (фазовані антенні ґрати, sensors-array). На відміну від традиційного методу фазування, який формує максимум діаграми спрямованості у напрямку компенсації, запропонований метод формує декілька діаграм з нулем у цьому напрямку. Отриманні діаграми дозволяють синтезувати вислідні характеристики антенних ґрат з властивостями, які принципово недосяжні за використанням тільки традиційних методів фазування.