

**ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ**

УДК 621.3/.535.2

**КОГЕРЕНТНЫЙ АПЕРТУРНЫЙ СИНТЕЗ
ПО НЕКОГЕРЕНТНОМУ ИСТОЧНИКУ**

© 2013 г. В. А. Зверев, П. И. Коротин, А. Л. Матвеев

Институт прикладной физики РАН

603950 Нижний Новгород, ул. Ульянова 46

E-mail: zverev@hydro.appl.sci-nnov.ru; matveyev@hydro.appl.sci-nnov.ru

Поступила в редакцию 02.07.2012 г.

Предложено усовершенствование метода синтеза апертуры по некогерентному источнику, придавшее методу селективность и помехоустойчивость. Измерение разности фаз между сигналами приемников антенны заменено на измерение средней по антенне разности фаз между соседними приемниками путем поиска максимума модуля отклика перемещающейся антенны на сигнал источника при ее сканировании (фазировании) по углу. Эта процедура выполняется после некогерентного накопления. Выигрыш по помехоустойчивости определяется выигрышем антенны с добавлением выигрыша некогерентного накопления. Величина этого выигрыша в опыте была порядка 20 дБ. Метод сохраняет применимость к широкополосным сигналам и возможность наблюдения других некогерентных сигналов. Показана возможность высокого углового разрешения синтезированной антенной не обладающей полной временной когерентностью источника и нескольких когерентных с ним источников. За счет усреднения фазы по апертуре антенны получено повышение устойчивости метода к реверберации. Приведены результаты моделирования и применения метода в натуральных опытах.

Ключевые слова: синтез апертуры, протяженная антенна, акустический источник.

DOI: 10.7868/S0320791913010188

ВВЕДЕНИЕ

Естественным ограничением углового разрешения при антенной обработке является пространственная когерентность принимаемого антенной поля. Величина интервала пространственной когерентности определяется временной когерентностью источника и разрушением когерентности вследствие распространения в среде со случайными неоднородностями. Для низкочастотной акустики корабельные антенны с физической апертурой порядка интервала когерентности часто практически нереализуемы. Поэтому для акустики увеличение действующей апертуры антенны за счет ее движения весьма актуально.

Для гидроакустических и сейсмоакустических исследований антенны часто устанавливаются на движущихся носителях или буксируются. В связи с этим появились методы обработки сигналов антенн, позволяющие увеличивать апертуру антенны за счет ее движения [1–9]. Известен способ ЕТАМ (Extended Tower Array Measurements) [5] и некоторые его модификации, которые дают увеличение апертуры антенны в пассивном режиме квазимонохроматического сигнала. Изменение фазы источника в методе ЕТАМ компенсируется процедурой, включающей измерение разностей фаз сигналов приемников антенны, занимающих

при перемещении антенны одно и то же положение в пространстве. При условии приема сигнала от единственного источника эта процедура позволяет “подправлять” фазы сигналов всех приемников антенны. В результате достигается возможность когерентной обработки приемников антенны, как находившихся на прежних местах, так и перемещенных за время когерентности сигнала. При этом получается увеличение апертуры антенны на ее часть, вышедшую при совпадении за пределы ее апертуры. Полученное увеличение апертуры нужно непрерывно повторять, что и приводит к синтезу.

Однако этот метод обладает рядом существенных ограничений. Метод предъявляет высокие требования к качеству протяжки антенны – равномерности и прямолинейности. Метод не допускает усреднения вводимой фазовой коррекции, что исключает возможность устранения помех, вызванных сигналами других некогерентных источников и реверберации. Кроме того, ЕТАМ не позволяет получить большого увеличения действующей апертуры, так как это требует многочисленных мелких шагов, что накапливает ошибки измерения фазы при каждом отдельном шаге.

В [10] описан и применен способ когерентного синтеза апертуры по некогерентному сигналу

(КСАН) основанный на ином принципе. КСАН для синтеза апертуры использует разность фаз сигналов приемников антенны, что позволяет получить производную фазы вдоль трассы движения антенны. Последующее интегрирование позволяет восстановить фазу на всей трассе движения и обрабатывать уже восстановленный сигнал на синтезированной апертуре. Таким образом, в принципе КСАН по эффективности эквивалентен ЕТАМ, но проще в реализации. В частности, он позволяет усреднять измеренные разности фаз, что дает возможность, как показано в [10], работать в условиях сильных реверберационных помех, когда сигнал реверберации намного превосходит прямой сигнал источника. ЕТАМ в условиях сильных интерференционных помех неприменим, так как фазы приемников, совмещаемых по своему положению в разные моменты времени, уже не совпадут. Преимуществом КСАН является также возможность синтезировать антенну при отсутствии ограничений на величину синтезируемой апертуры.

Главными недостатками КСАН являются два следующих. Во-первых, это низкая помехоустойчивость метода к аддитивному шуму, в то время как акустику интересуют и слабые сигналы. Вторым существенным недостатком метода, в том его виде, в каком он описан в [10], является необходимость выделения для синтеза одного единственного источника сигнала, что исключает возможность угловой селекции источников, имеющих одинаковые частоты. Необходимая селекция источников должна быть выполнена только по частотам, что является сильным ограничением метода.

Отсюда вытекает задача найти способ синтеза апертуры, допускающий в процессе синтеза некогерентное накопление сигналов с целью увеличения отношения сигнала к шуму и возможность селекции источников по углу. Настоящая статья посвящена решению этой задачи. Метод [10] усовершенствован путем замены измерения разности фаз сигналов, являющейся основой синтеза в [10], на измерение средней по антенне разности фаз между соседними гидрофонами. Измерение средней по антенне разности фаз производится путем поиска максимума модуля отклика перемещающейся антенны на сигнал источника при ее сканировании (фазировании) по углу. Разность фаз, определенная таким путем, соответствует измеренной непосредственно по сигналам приемников антенны. При поиске максимума модуля отклика перемещающейся антенны может быть использована процедура некогерентного накопления. Таким образом, помехоустойчивость метода по сравнению с [10] повышается как за счет использования выигрыша антенны, так и некогерентного накопления. Кроме того, для выделения сигнала источника появилась возможность использовать селективность перемещаемой антен-

ны по углу. При таком методе измерения определяются точно те же значения фаз, которые измерялись в методе [10], но только с усреднением вдоль перемещаемой антенны. Это усреднение приводит к сужению поля зрения синтезированной антенны, что в некоторых случаях является желательным. Измерения фаз, выполняемые вдоль трассы движения, позволяют получить данные одновременно по нескольким сигналам и использовать их в дальнейшем отдельно. Благодаря высокому пространственному разрешению предлагаемый метод синтеза обладает высокой точностью оценок координат в присутствии отраженных и рассеянных сигналов, а также оставшихся не удаленными некогерентных источников.

В настоящей статье излагаются физические основы предлагаемого метода АС по некогерентному сигналу и показано, что он позволяет исключить нестабильность фазы сигнала немонахроматического источника и в ходе синтеза подавляет помеху, вызванную случайными изменениями частоты излучения источника. Приведены результаты математического моделирования метода, в котором показана возможность применения АС КСАН для сигнала много меньшего шума, что для метода КСАН, описанного в [10], невозможно. Сопоставлены результаты апертурного синтеза по полностью когерентному сигналу и сигналу немонахроматического источника. Приведены также результаты натурального опыта, в котором результаты, полученные путем когерентного синтеза апертуры, удалось сопоставить с результатами, полученными антенной с заполненной апертурой.

ФИЗИКА СИНТЕЗА

Пусть антенна принимает сигнал некогерентного источника в свободном пространстве. Ниже некогерентным источником будем называть локальный источник шумового сигнала, излучающий в некоторой полосе частот. При этом поле этого источника обладает пространственной когерентностью на апертуре физической антенны. Антенна представляет собой цепочку приемников, расположенных вдоль оси X прямоугольной системы координат с интервалом между приемниками Δd . Антенна перемещается вдоль оси X . Точечный источник сигнала (ИС) находится в точке с координатами $(x = L, y = R)$. Фаза сигнала, принимаемого приемником антенны номера m в точках трассы перемещения антенны n , будет:

$$\varphi_{n,m} = \frac{2\pi}{\lambda_n} \sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} + \Phi_n, \quad (1)$$

где λ_n — длина волны ИС, которая изменяется во время движения антенны по трассе; Φ_n — случайная фаза сигнала, которая может изменяться хаотическим образом и в любых пределах,

$$x_{n,m} = n \frac{V}{F} + m \Delta d, \quad (2)$$

v — скорость перемещения антенны по трассе; F — частота квантования сигнала по времени.

Фаза сигнала, записанная в виде (1) содержит две случайные функции Φ_n и λ_n . Ее разделение на две функции неоднозначно. Эти функции можно выделить для любого квазимонохроматического сигнала так, что для одного и того же колебания функции Φ_n и λ_n получатся разными. Однозначно выделить в (1) фазу Φ_n и длину волны λ_n можно только для чисто монохроматического сигнала.

Общая запись сигнала любого квазимонохроматического источника выглядит так:

$$A(t) = \cos(\varphi(t)). \quad (3)$$

Частота в этом сигнале представляет собою производную общей фазы, взятой в какой-то момент времени. В монохроматическом сигнале значение частоты, определяющей длину волны, от времени не зависит, а в квазимонохроматическом колебании зависит и это делает запись вида (1) неоднозначной, зависящей от времени. Выражению (1) в том виде, в котором оно записано выше, придает однозначное указание на то, что значения λ_n определяются в заданные моменты отсчетов n .

Для осуществления синтеза апертуры следует запомнить сигналы с каждого приемника антенны вдоль всей трассы. Эти сигналы в том виде, в каком они представлены в (1), не могут быть использованы в качестве фазы антенны с синтезируемой апертурой, так как в (1) входят две случайные функции Φ_n и λ_n . Как бы мы их ни ввели, в какие бы моменты ни определяли значения λ_n , но все равно (1) существенно отличается от распределения фаз, которое получается в антенне с заполненной апертурой и имеет вид:

$$\psi_{n,m} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} + \text{const}. \quad (4)$$

Главное отличие (4) от (1) состоит в том, что в (1) входят случайно изменяющиеся функции Φ_n и λ_n . В квазимонохроматическом сигнале, обладающем узким спектром, главное отличие при любом выборе моментов для определения λ_n создает только Φ_n . Эта функция изменяется в пределах многих π , что делает фазу (1) случайной функцией, в которой регулярное слагаемое вида (4) не только перестает быть определяющим, а даже не играет никакой роли. Что же касается случайных значений λ_n , то диапазон их изменений ограничен шириной спектра сигнала. Поэтому для достижения не идеальных, но приемлемых результатов синтеза оказывается достаточно в сигнале (1) стабилизировать только фазу Φ_n , оставив случайными изменения λ_n .

Предлагаемый нами метод апертурного синтеза состоит в процедуре, позволяющей восстановить (1) по зафиксированным сигналам приемников антенны с помощью операции, исключая-

щей из восстановленного сигнала фазы Φ_n . Вторая случайная величина λ_n при этом остается, но как показано ниже, наличие случайной λ_n не препятствует апертурному синтезу.

Итак, у нас есть сигналы приемников антенны, аргументы которых описываются (1). Далее с ними выполним следующую математическую операцию:

$$P_n = \Phi_{n,m1} - \Phi_{n,m2}, \quad (5)$$

где $\Phi_{n,m}$ — определяется (1). Заметим, что при этой операции одна из неизвестных нам функций Φ_n исчезает, так как она не зависит от m . Заметим, что (5) пропорциональна производной фазы (1) по координате X (вдоль трассы перемещения антенны). Это будет при Δd , много меньшем интервала изменения (1) при постоянном Φ_n , что всегда имеет место при $\Delta d < \lambda$, где λ меньше λ_n . Тогда можно путем интегрирования (5) получить фазу сигнала в виде, весьма близком к виду (4)

$$\chi_{n,m} = \frac{2\pi}{\lambda_n} \sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} + \text{const}. \quad (6)$$

Основная помеха апертурному синтезу таким образом устранена. Но при этом полностью когерентного сигнала не получается. Остается еще одна помеха, состоящая в том, что нам неизвестны величины λ_n . Случайные величины λ_n соответствуют моментам квантования принятого сигнала.

Для точного синтеза апертуры такого, который получается по когерентному сигналу, требуется сигнал, содержащий только постоянную величину λ , имеющий вид (4). Посмотрим, какова будет ошибка, если мы для синтеза апертуры используем полученный нами некогерентный сигнал (6) вместо когерентного (4).

Для этого мы используем такое представление (6), которое включает (4) и разницу $\Delta\psi_{n,m}$ между (6) и (4):

$$\chi_{n,m} = \psi_{n,m} + \Delta\psi_{n,m}. \quad (7)$$

Теперь по фазе сформируем сигнал с тем, чтобы его обработать так, как обрабатывается сигнал, принятый антенной:

$$S_{n,m} = \exp(i\chi_{n,m}) = \exp(i\psi_{n,m}) \exp(i\Delta\psi_{n,m}). \quad (8)$$

Итак, мы получили чистый неискаженный сигнал, полностью соответствующий сигналу, который приняла бы антенна по когерентному источнику или антенна с заполненной апертурой, модулированный случайным сигналом, образованным изменениями длины волны вдоль трассы движения антенны. При условии, что

$$\Delta\psi_{n,m} \ll \pi \quad (9)$$

эта модуляция не оказывает существенного влияния на диаграмму направленности антенны, работающей по некогерентному сигналу (8). При условии (9) мы получим настоящий когерентный синтез апертуры по некогерентному сигналу.

Фазовую ошибку $\Delta\psi_{n,m}$, определяющую модуляцию сигнала антенны, на основании (6) и (4) можно записать в виде:

$$\Delta\psi_{n,m} = 2\pi\sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} \frac{\Delta\lambda_n}{\lambda^2}, \quad (10)$$

где $\Delta\lambda_n$ — изменение величины длины волны относительно λ . Отношение $\Delta\lambda_n$ к λ небольшое и имеет порядок относительной ширины спектра сигнала, что составляет проценты или даже доли процента, но перед ним находится множитель, который нарастает по мере увеличения размера синтезированной апертуры. Когда этот множитель вырастет на много π , то неравенство (9), справедливое для малой апертуры, нарушится и результат синтеза апертуры будет искажен. Фазовая ошибка $\Delta\psi_{n,m}$ будет максимальной при максимальном значении под корнем (при максимальном расстоянии от источника до гидрофона антенны в ходе синтеза) и отклонении длины волны $\Delta\lambda_n$. Максимальное отклонение длины волны $\Delta\lambda_n$ можно выразить через ширину полосы Δf сигнала источника, в которой производится фазирование приемной антенны, используя соотношение $\Delta\lambda/\lambda^2 = \Delta f/c$, где c — скорость звука. С учетом этого, обозначая максимальное расстояние крайнего гидрофона антенны от траверза (вдоль траектории синтеза) через x_{\max} и подставляя (10) в (9) получим условие, ограничивающее ширину полосы Δf для рассматриваемого апертурного синтеза:

$$\Delta f < c / \left(2\sqrt{R^2 + x_{\max}^2} \right). \quad (11)$$

Рассмотренная выше процедура, позволяющая осуществить синтез апертуры по некогерентному сигналу уже нами описана [10] и апробирована как на математической модели, так и в натурном опыте. Выше, как и в [10], эта процедура математически обоснована для одного сигнала. Она может быть применена и в случае нескольких сигналов, а получаемый описанным образом синтез может быть почти эквивалентным (при условии выполнения (11)) известной процедуре синтеза по когерентному сигналу.

Действительно, пусть мы имеем, кроме основного сигнала ИС также и сумму сигналов, отраженных или рассеянных ИС. Пусть разности хода этих сигналов будут много меньше цуга когерентности основного ИС. Тогда фазу сигнала на приемниках перемещаемой антенны можно представить в виде:

$$\varphi_{n,m} = w_{n,m} + \Phi_n, \quad (12)$$

где $w_{n,m}$ — фаза суммы всех принимаемых антенной отраженных и рассеянных сигналов. Для этих сигналов наша процедура синтеза апертуры представляет собой последовательное применение к (12) операции дифференцирования по переменной m (номеру приемника антенны) вдоль всей

трассы синтеза апертуры с исключением неизвестной функции Φ_n с последующим интегрированием полученной производной вдоль той же трассы.

Очень существенно, что получаемая производная при неизменном расположении источника и его отражений не зависит не только от Φ_n , а и от времени. Следовательно, то, что мы получаем в результате интегрирования этой производной вдоль апертуры, совпадает с распределением фазы, определяемым антенной по когерентному сигналу. В результате для этих сигналов получается распределение фаз почти такое же, как если бы оно определялось антенной по когерентному сигналу. Поэтому апертурный синтез в отсутствие сигналов, некогерентных основному ИС, дает возможность получения изображения самого ИС и сформированных его сигналом отраженных и рассеянных сигналов, почти такое, какое дает синтез по когерентному сигналу.

Теперь рассмотрим случай, когда к сигналу одного ИС добавляется сигнал второго ИС некогерентный с ним, но слабый, более низкого уровня

$$S = S_1 + \gamma S_2, \quad (13)$$

где комплексные сигналы S_1 и S_2 одного порядка, а $\gamma \ll 1$. Фаза (13) будет:

$$\psi(S) = \psi(S_1) + \psi\left(1 + \gamma \frac{S_2}{S_1}\right). \quad (14)$$

Из (14) следует, что в этом случае синтез апертуры по основному сигналу возможен, но с аддитивной помехой в фазе порядка γ радиан. Эта помеха при условии, что $\gamma \ll 1$, синтез основного ИС испортит мало, но может сильно исказить боковое поле синтезированной антенны, что может значительно ухудшить качество изображений рассеянных и отраженных сигналов. Поэтому другие некогерентные сигналы необходимо исключать. Их, как показано в [10], исключать можно, так как они могут отличаться от ИС не только фазами, но и частотами. Отраженные и рассеянные сигналы исключить невозможно, но они для синтеза, как показано выше, не являются помехой.

Однако для практического осуществления синтеза апертуры вышеописанным методом необходимо, чтобы в секторе обзора, включающем все 360° , был один достаточно интенсивный ИС, обладающий к тому же достаточно большим отношением сигнала к шуму, обеспечивающим возможность определения разности фаз сигналов между соседними приемниками антенны. Это очень сильные ограничения, препятствующие применению метода, описанного в [10].

Здесь описывается модификация метода, позволяющего одновременно значительно повысить помехоустойчивость и сократить сектор, в котором должен быть только один интенсивный источник, до размеров главного лепестка переме-

щаемой антенны. Остановимся на физических основах предлагаемого усовершенствования.

Оно основано на измерении разностей фаз, определяемых (5), пользуясь для этого измерением модуля отклика антенны, сканируемой по углу при перемещении ее вдоль трассы синтеза. Рассмотрим эту процедуру. Для сканирования антенны по углу в точке n , принятый приемниками антенны сигнал подвергается преобразованию Фурье вида

$$U(\beta_{n,j}) = \sum_m A_{n,m} \exp(i\beta_{n,j}m), \quad (15)$$

где $A_{n,m}$ — комплексная амплитуда принятого антенной сигнала источника в точке трассы n на приемнике номер m ; $\beta_{n,j}$ — разность фаз между сигналами в соседних приемниках антенны, вводимая при обработке сигнала в точке трассы n для точки j сканирования антенной по углу α . Такое сканирование по переменной j осуществляется во многих точках по углу для каждого положения n антенны на трассе.

При сканировании (15) по переменной j , максимум отклика антенны будет при условии, что разность фаз между принятыми гидрофонами антенны сигналами, образовавшаяся при распространении излученного источником сигнала до гидрофонов, полностью компенсируется разностью фаз, введенной нами в (15). При этом для максимума получается, что

$$\beta_{n,k} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \arg(A_{n,m} A_{n,m+1}^*), \quad (16)$$

где k — значение j , при котором модуль (15) достигает максимального значения, M — количество гидрофонов в антенне. Таким образом, пользуясь только лишь модулем отклика антенны (15), можно избежать процедуры измерения фазы (5) непосредственно по сигналам приемников антенны.

То, что в (16) входит усредненное значение фазы вдоль апертуры, влияет на синтез положительно. Наша задача измерить производную фазы вдоль антенны. Мы получаем усредненное значение искомой производной. Как это повлияет на результат синтеза апертуры? Что теряется и приобретает ли что-нибудь в результате усреднения?

Усреднение фазы, как и усреднение любой голограммы, ограничивает сектор обзора антенны с синтезированной апертурой. В данном случае это ограничение сектора обзора приемлемо, так как рассеянные сигналы, когерентные с выделенным сигналом, располагаются под небольшими углами относительно выделяемого сигнала и поэтому ограничение обзора практически ограничивает только некогерентные сигналы, которые являются помехой синтеза. Поэтому получаемое нами усреднение должно только увеличить помехоустойчивость метода, не оказывая существенного влияния на определяемые положения источников.

Такая замена измерений разности фаз, измерениями уровней отклика антенны обеспечивает нам два крупных преимущества перед методом, описанным и апробированным ранее в [10]. Во-первых, мы можем значительно сузить сектор, в котором должен находиться только один интенсивный ИС, просто сузив сектор обзора антенны. Второе преимущество заключается в помехоустойчивости метода. Для нашей индикации выполнения условия равенства (16) достаточно воспользоваться модулем отклика (15) перемещаемой сканируемой по углу антенны по накопленным сигналам путем некогерентного накопления за время, достаточное для уверенного обнаружения сигнала. Операция предварительного некогерентного накопления уменьшает влияние многих помех.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МЕТОДА

Алгоритм когерентного АС [10] представляет собой последовательность двух основных операций с сигналами, принятыми перемещающейся антенной. Вначале определяется разность фаз сигналов, принятых двумя соседними приемниками антенны. Затем эта разность фаз интегрируется вдоль всей трассы и обрабатывается математически как сигнал антенны с апертурой, равной длине трассы.

Покажем преимущества в помехоустойчивости метода, рассматриваемого здесь, перед методом, описанным в [10]. Для повышения помехоустойчивости этой процедуры, суть которой остается неизменной, измерение разности фаз между соседними приемниками антенны производится теперь по модулю отклика антенны на сигнал при ее сканировании по углу.

Оценим сначала выигрыш в помехоустойчивости по отношению к аддитивным шумам (помехоустойчивость метода возросла не только по отношению к аддитивным шумам, а также и по отношению к реверберационным помехам, препятствующим апертурному синтезу). Будем сравнивать отношение сигнала к шуму, которое получается в [10] и в рассматриваемом методе на одной общей для них стадии обработки сигналов, а именно при определении фазы сигнала. В [10] фаза определяется в сигналах на приемниках антенны, а здесь фаза определяется по отклику антенны после процедуры некогерентного накопления по сумме q модулей откликов антенны. При этом отношение сигнала к шуму возрастает как за счет выигрыша антенны, так и за счет некогерентного накопления. Это возрастание отношения сигнала к шуму является искомым выигрышем метода сравнительно с использованным в [10]. В результате отношение сигнала к шуму в

описываемом методе возрастает на U дБ, где U при изотропных шумах равно

$$U = 10 \lg \left(\frac{2A}{\lambda} \right) + 5 \lg(q), \quad (17)$$

A — размер апертуры перемещаемой антенны. Величина q не может превышать предела, определяемого условием, в силу которого величина изменения угла на источник сигнала за время некогерентного накопления должна быть много меньше ширины диаграммы направленности перемещаемой антенны. Исходя из этого условия, определим максимальное значение величины q . Примем, что это значение должно быть в $\gamma \ll 1$ раз меньше того значения, при котором направление на источник за время накопления изменяется на всю ширину диаграммы направленности антенны, определяемой как λ/A . Максимальное значение $q = q_m$ определяется как

$$q_m = \gamma \frac{R \Delta f c}{A f v}, \quad (18)$$

где v — скорость перемещения антенны; R — расстояние до источника сигнала. Таким образом, величина выигрыша в помехоустойчивости метода относительно того, который описан в [10], получается равной:

$$U = 5 \lg \left(\frac{4A \Delta f c R \gamma}{\lambda f v \lambda} \right), \quad (19)$$

что можно записать проще, введя число приемников M в перемещаемой антенне:

$$U = 5 \lg \left(2M \frac{\Delta f c R \gamma}{f v \lambda} \right). \quad (20)$$

Оценим величину этого выигрыша при значениях параметров, соответствующих опыту, результаты которого приведены в [10] и в настоящей статье: $M = 25$; $\Delta f/f$ при ширине спектра 10 Гц и частоте 2.5 кГц составляет 4×10^{-3} ; $c/v = 2 \times 10^4$; $\gamma = 1/8$; пусть минимальное $R/\lambda = 50$. Тогда $U = 22$ дБ.

Заметим, что величина выигрыша весьма слабо зависит от значений параметров, входящих в (20). Удвоение значения любого параметра приводит к изменению величины выигрыша всего на 1.5 дБ, что на результатах опыта еще не сказывается, а изменение любого параметра на целый порядок изменяет величину выигрыша только на 5 дБ. Поэтому можно считать, что усовершенствованный метод обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости по аддитивным шумам на величину, близкую к 20 дБ, что является весьма существенным.

Но это еще не весь выигрыш в помехоустойчивости, а только выигрыш по отношению к аддитивным шумам. Если аддитивного шума нет, то этот выигрыш не работает. Есть еще выигрыш относительно реверберационной помехи, препятствующей именно апертурному синтезу. Такую помеху, если ее создают сигналы, порожденные

сигналом основного источника, нельзя устранить так просто, как это можно сделать с сигналами других источников, обладающих иными частотами. Такая помеха характерна для акустики и она есть в натурном опыте, результаты которого приведены в [10] и в настоящей статье.

Покажем преимущества метода, описываемого в этой статье, на примере именно этого опыта. Это удобно сделать, так как в этом опыте практически не было аддитивного шума и все помехи обусловлены только наличием реверберации, вызванной основным источником, которую простой фильтрацией устранить невозможно. Ширина полосы сигнала в опыте была 10 Гц и не шире, так как сигнал был хорошо отфильтрован. Для воспроизведения этого сигнала и его обработки вполне достаточно было частоты квантования в 25 Гц. Такая частота квантования обеспечивала точное воспроизведение сигнала и даже с большим запасом. Однако осуществить синтез апертуры при этой частоте квантования в [10] не удалось. Для осуществления синтеза апертуры пришлось использовать повышенную частоту квантования в 12 кГц. Это было необходимо, так как интерференционная картина в результате сложения всех отраженных и рассеянных сигналов, порожденных источником, была так сильно изрезана, что в сигнале разности фаз присутствовали в большом числе короткие импульсы, спектр которых простирался весьма широко [10]. Это сильно расширяло спектр фазы сигнала и частота квантования 25 Гц для воспроизведения этой картины была явно недостаточна. Эта помеха устранялась с помощью усреднения фаз, которое успешно работало при высокой частоте квантования 12 кГц при правильном воспроизведении картины. В этом случае усреднение помехи успешно сработало. Однако это усреднение привело к резкому ограничению поля зрения синтезированной антенны. При этом становятся не видны сигналы, когерентные с сигналом S , локализованные в других местах.

В настоящей работе те же самые сигналы успешно обработаны с реализацией синтеза апертуры при частоте квантования 25 Гц. Это получилось благодаря тому, что антенна отфильтровала все сигналы расположенные так, что они не влияют на положение максимума основного сигнала источника, определяемого антенной. Другое преимущество состоит в том, что производится не просто измерение фазы между двумя приемниками, а определяется фаза уже усредненная по апертуре перемещаемой антенны. При этом спектр фазы сужается в M раз (в данном опыте в 25 раз) и не могут появиться те короткие импульсы, которые сводили к нулю результаты измерения фаз в [10] при частоте квантования в 25 Гц. Эта помехоустойчивость метода к специфическим помехам апертурного синтеза не оценивалась количе-

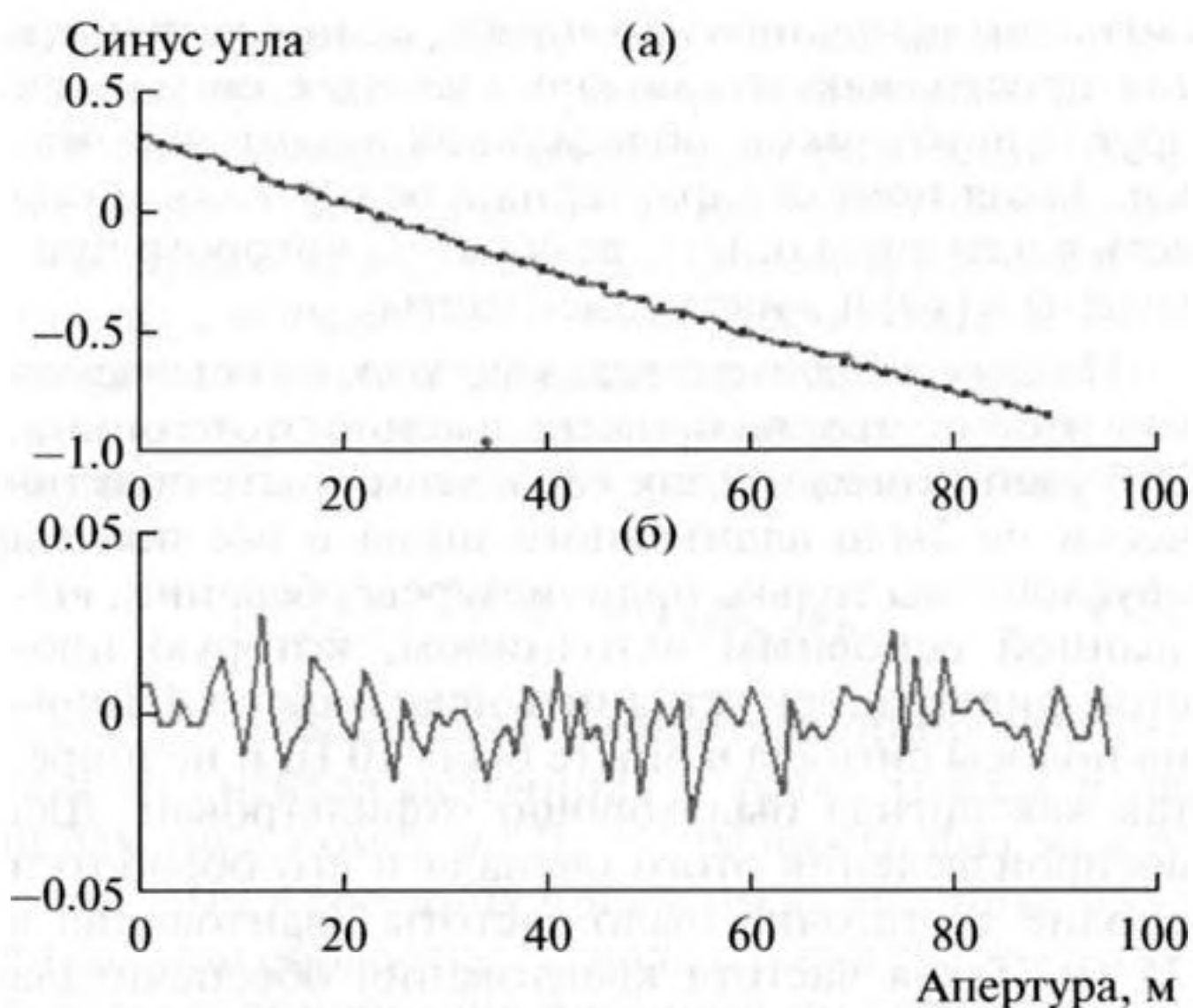


Рис. 1. Голограмма изображения источника - синус угла на источник (а) при шуме на входе, на 10 дБ, превышающем сигнал (сплошная линия); тоже без шума (пунктир). На (б) показана разность синусов углов с шумом и без шума.

ственно, но можно утверждать: во-первых, она определяется всего одним параметром – величиной апертуры перемещаемой антенны A ; во-вторых, она при апертуре в 25 приемников уже значительна.

Помехоустойчивость рассматриваемого синтеза апертуры была исследована с помощью математического моделирования. Пусть антенна, перемещающаяся вдоль трассы, состоит из M приемников, расположенных через расстояние Δd м. Сигнал комплексной амплитуды, принятый приемниками перемещающейся антенны возьмем в виде:

$$S(t, m) = A(t) \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda(t)} r(t, m)\right) + \gamma N(t, m), \quad (21)$$

где t – время; m – номер приемника антенны; $\lambda(t)$ – длина волны, случайно изменяющаяся во времени (вдоль трассы); γ – коэффициент, определяющий уровень аддитивного шума; $A(t)$ – случайная комплексная функция, генерируемая компьютером, обладающая нормальным распределением с нулевым средним и дисперсией, равной единице, независимыми значениями в точках отсчета времени t , следующими с частотой квантования $F = 25$ Гц; $N(t, m)$ – шум, представляющий случайные комплексные функции, генерируемые компьютером с гауссовым распределением с нулевым средним и дисперсией, равной единице (независимые от $A(t)$ и независимые для каждого m),

$$r(t, m) = \sqrt{R^2 + (L - t\Delta s - m\Delta d)^2}, \quad (22)$$

где R, L – координаты источника сигнала в системе координат с осью X , направленной вдоль трассы перемещения антенны с началом координат в точке начала движения антенны (при $t = 0$); Δs – величина перемещения антенны за время $1/F$.

Разобьем всю трассу на Q частей по q отсчетов сигналов в каждой части трассы. Вычислим отклик антенны по (15) и сложим все q откликов некогерентно в каждой из Q частей трассы. Такую операцию можно осуществить при достаточно медленном перемещении антенны вдоль трассы. Необходимо, чтобы за время перемещения антенны на q отсчетов вдоль трассы все полученные реализации были бы внутри одного и того же главного лепестка перемещаемой антенны.

Результаты сложения просканируем по j , входящему в (15), и определим значения $k(n)$, соответствующие максимумам отклика антенны в каждой точке трассы n . Полученная нами зависимость, как показано в [10], играет для изображения источника роль голограммы. В том случае, как у нас, когда есть только один точечный источник, голограмма представляет собой прямую линию. Эта голограмма показана на рис. 1 для следующих значений параметров: $M = 25$; $\Delta d = 0.19$ м; $v = 0.3$ м/с; длина трассы синтеза апертуры 90 м, что соответствовало примерно 6000 реализациям n ; частота 2.5 кГц. На этом рисунке показан модельный результат с добавлением шума, который заметен на голограмме. Чтобы сделать этот шум заметнее и определить его уровень, от голограммы необходимо отнять голограмму, полученную в отсутствие шума или ее значение, вычисленное теоретически. Эта разность также показана на рис. 1.

Итак, мы сделали первый шаг на пути синтеза апертуры, получили голограмму и получили шум. Эта модель позволяет определить уровень шума, добавляемого к голограмме в зависимости от уровня шума на приемниках антенны. Это было сделано, и результат для тех же значений параметров показан на рис. 2. Из рисунка видно, что для малого шума (при сильном сигнале) уровень шума, добавляемого к голограмме, растет медленно – пропорционально уровню шума на приемниках антенны. Однако с ростом уровня шума уровень шума голограммы начинает прирастать все быстрее и быстрее, а после 12 дБ входного шума возрастает столь быстро, что это кладет предел применимости метода.

Метод, использованный в [10], применим при непременном превышении сигнала над шумом на входе приемников антенны и это превышение должно быть более 7 дБ (порога обнаружения сигнала на входе приемников антенны). При моделировании мы подняли эту планку на 19 дБ за счет выигрыша антенны по отношению сигнала к шуму, равного при 25 приемниках антенны 14 дБ и последующего некогерентного накопления по 64 реализациям, выигрыш которого 9 дБ.

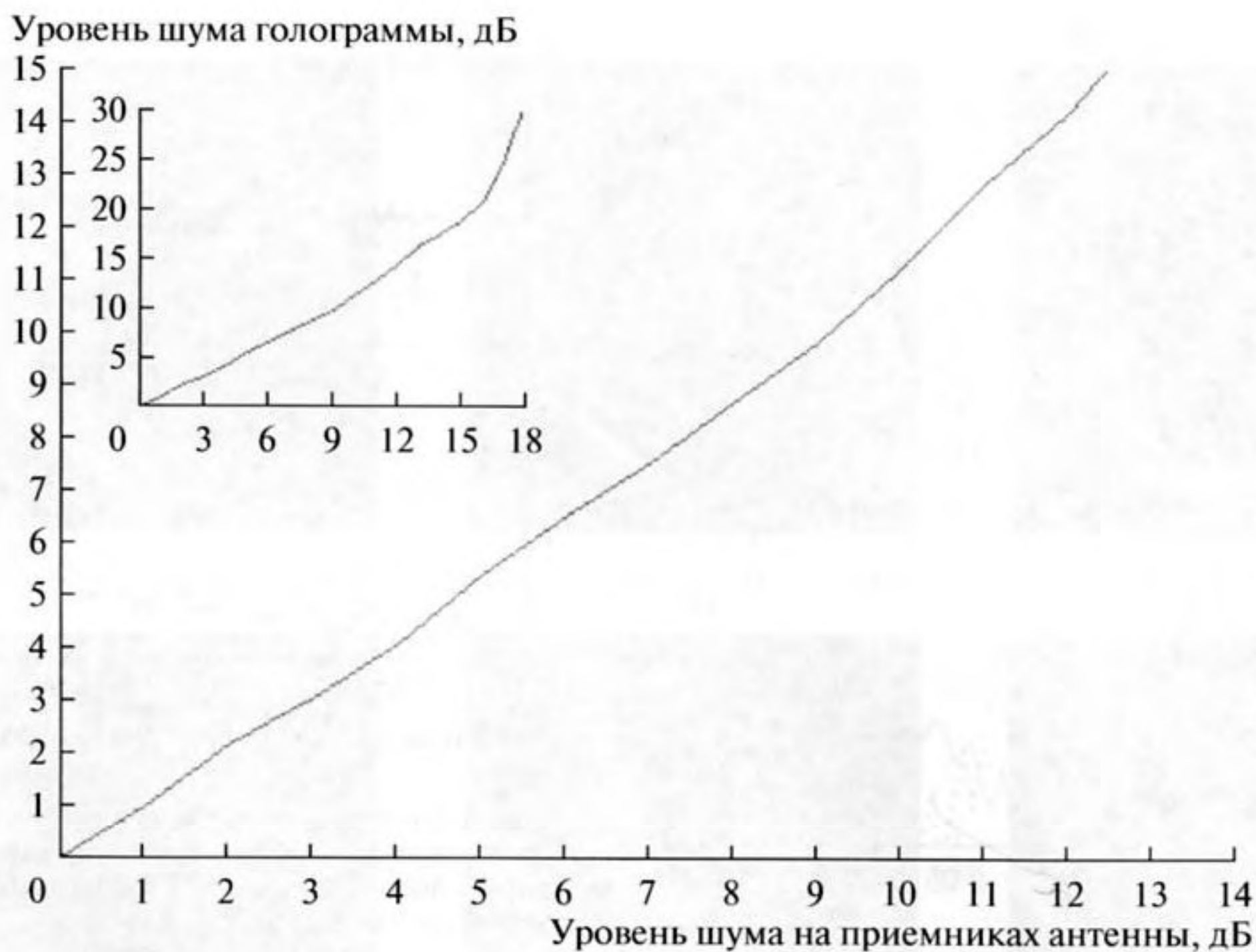


Рис. 2. Зависимость уровня шума голограммы от уровня шума на приемниках перемещаемой антенны в дБ относительно уровня сигнала.

РОЛЬ ВТОРОГО СИГНАЛА

Какую роль играет добавление когерентного или некогерентного сигнала к основному сигналу, по которому осуществлен когерентный синтез апертуры, показано также с помощью математического моделирования. Математически моделировалась антенна, состоящая из 256 приемников, расставленных через $\Delta d = 0.19$ м при длине волны $\lambda = 0.605$ м.

Синтез выполнен при перемещении части этой антенны, состоящей из 8 приемников, вдоль всей полной апертуры антенны, состоящей из 256 приемников. Полученный результат синтеза по некогерентному сигналу сопоставлен с результатом синтеза по когерентному сигналу в тех же условиях. К основному сигналу при этом добавлялся не шум, а дополнительный сигнал, который мог быть как когерентным с основным сигналом, так и некогерентным. Шум не добавлялся, так как влияние шума послужило бы только помехой результату нашего исследования влияния второго сигнала.

На рис. 3 приведены отклики перемещаемой антенны на сигнал в крайних точках трассы ее перемещения. Видно, что отклики на сигнал источника, находящегося на удалении 100 м от трассы, перекрываются. Несмотря на такое перекрытие в результате синтеза апертуры уверенно определяются дальность и направление (синус угла, под которым виден источник) на оба сигнала. Длина трассы синтезирования около 50 м.

На рис. 4 показаны результаты синтеза апертуры в виде отклика виртуальной антенны, сигнал комплексной амплитуды которой образован путем интегрирования вдоль трассы сигналов фаз, вычисленных по (16). При этом скомпенсирована сферичность фронта волны, вызванная конечной дальностью источников сигнала, как основного (наиболее интенсивного), так и дополнительного, находящегося на дальности 170 м. В том случае, когда дополнительный сигнал, который меньше основного на 6 дБ, когерентен с основным, то он виден отчетливо. В то время, когда этот же сигнал некогерентен основному, то он не виден, а видна только помеха, вызванная присут-

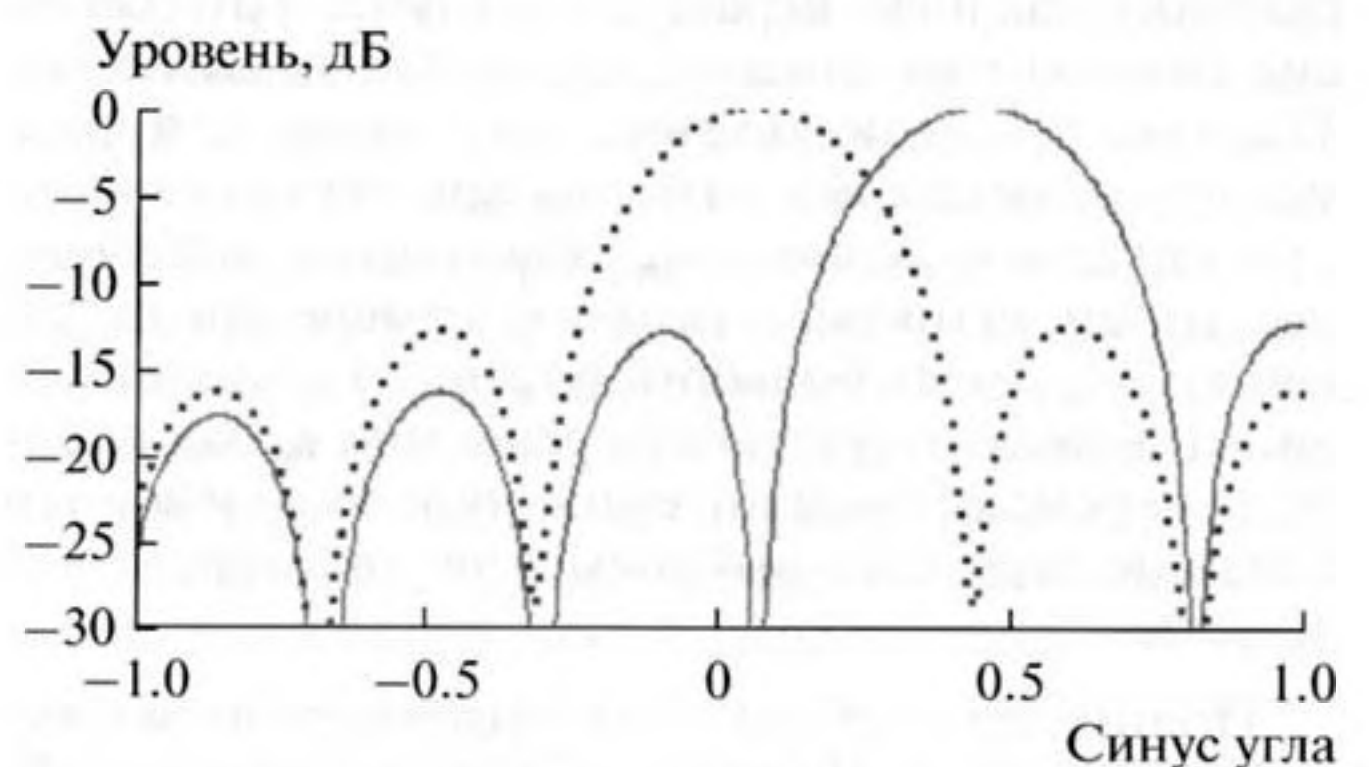


Рис. 3. Отклик перемещаемой антенны на сигнал в двух крайних положениях этой антенны при перемещении ее по трассе синтезирования.

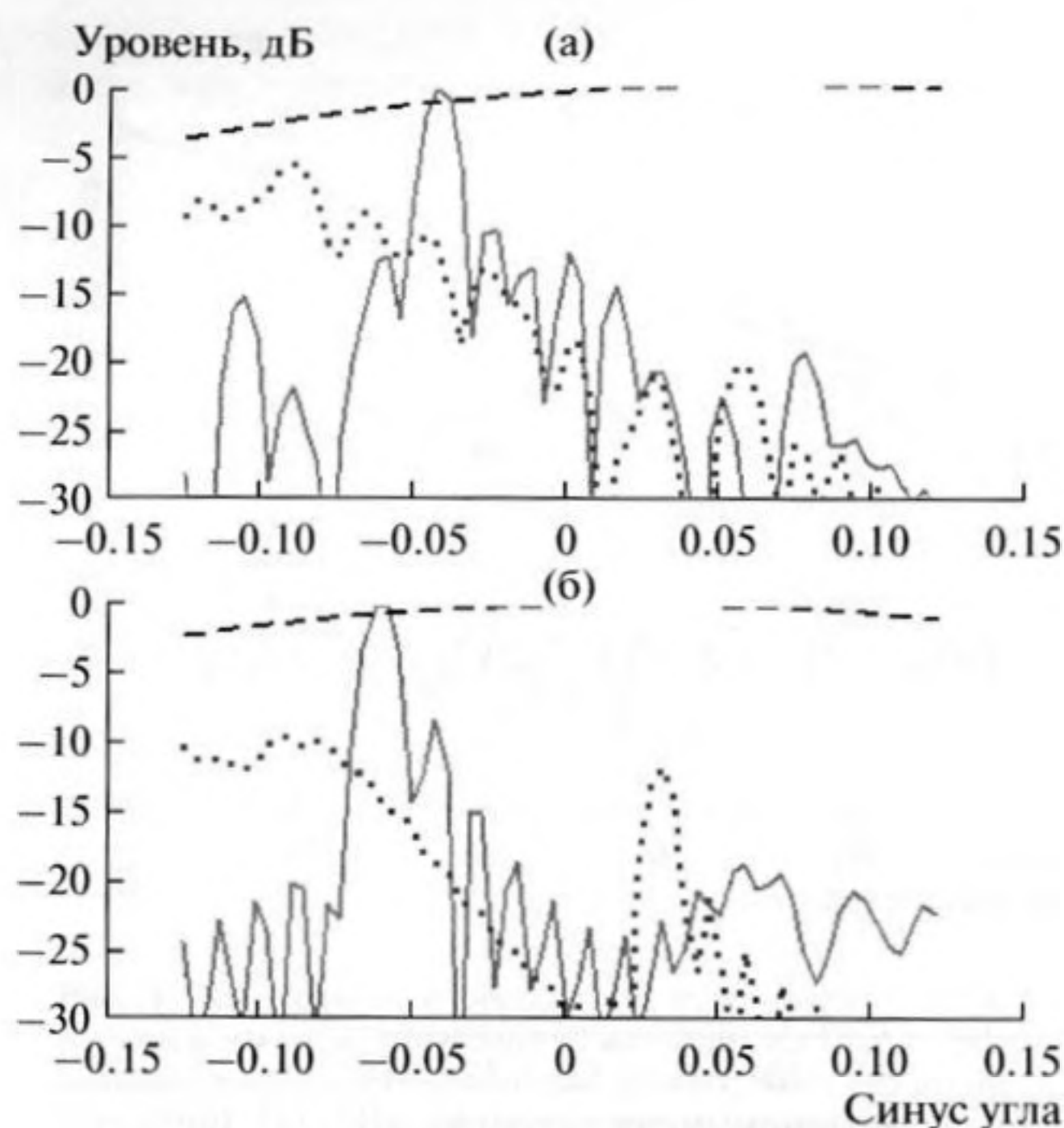


Рис. 4. Отклик синтезированной антенны при компенсации дальности до основного сигнала (сплошная линия) и дальности до дополнительного сигнала (пунктир). Дополнительный сигнал некогерентен основному (а) и когерентен с ним (б). Отклик перемещаемой антенны показан крупным пунктиром.

ствием этого сигнала, немного смещающая основной сигнал. Если некогерентный сигнал еще уменьшить на 4 дБ, сделав его на 10 дБ меньше основного, то его присутствие вообще не окажет заметного влияния. Такой сигнал не наблюдаем при синтезе апертуры.

На рис. 5 приведены голограммы сигналов с добавлением второго сигнала. Некогерентный сигнал добавляет случайный шум к голограмме. Для того, чтобы эту помеху не спутать с влиянием обычного аддитивного шума, этот расчет делался полностью без шумов. Случайная фаза некогерентного сигнала играет роль шума. Интересен вид голограммы для двух когерентных сигналов. Так изменяется положение максимума или фаза между приемниками антенны при двух когерентных сигналах. Видно, что голограмма, полученная путем непосредственного измерения фазы, как в [10], имеет большой размах отклонений от линии в виду отсутствия усреднения вдоль апертуры перемещаемой антенны, при этом имеются большие шумовые выбросы при некогерентном сигнале.

Полные результаты этого моделирования приведены на рис. 6. На нем показаны результаты обработки сигнала перемещающейся антенны тремя способами, которым дадим короткие названия. Метод, основанный на синтезе когерентного

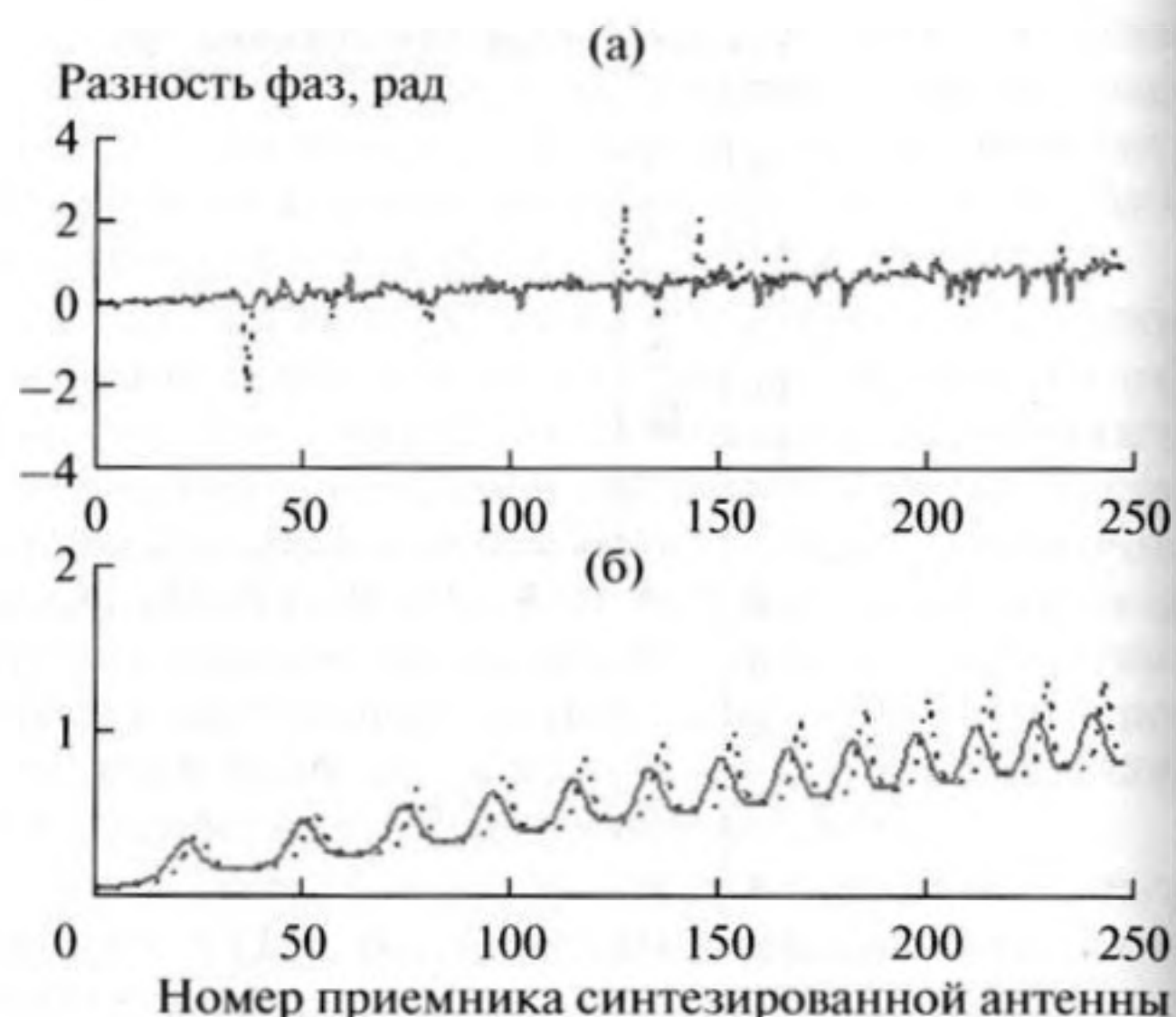


Рис. 5. Голограммы сигналов, полученных с антенны (сплошная линия) и с двух приемников [10] (пунктир), с добавлением некогерентного сигнала (а) и его же когерентного (б).

сигнала, обозначим МК. Метод, основанный на непосредственном измерении фазы между приемниками антенны [10], назовем ИФ и оставшийся усовершенствованный метод, основанный на измерениях той же фазы по положению максимума модуля отклика, но средней по апертуре перемещаемой антенны, сигнала назовем АФ.

Метод МК, использованный нами для сравнения, применен в следующем виде. В качестве модуля сигнала антенны, синтезированной по МК, взят модуль сигнала одного приемника перемещаемой антенны, а в качестве фазы в МК взята разность фаз между сигналом приемника при его перемещении и сигналом этого же приемника, зафиксированным в начальный момент.

Истинная картина расположения источников и их уровни видны по картине МК, которая представляет собой результат чисто линейной обработки сигналов комплексных амплитуд, зафиксированных вдоль всей трассы. В том случае, когда второй дополнительный ИС когерентен с основным, он виден отдельно и не мешает определению координат основного ИС и его отражений. Однако в том случае, когда этот же ИС становится некогерентным, изображение основного ИС, получаемое синтезом апертуры искажается. Эти искажения отчетливо видны. При иных способах наблюдения, при которых положение источника тоже искажается наличием дополнительного ИС, например при некогерентном сложении сигналов перемещающейся антенны [11–17], таких явных признаков неблагополучия нет. Некогерентный источник, как видно из рис. 6, вносит

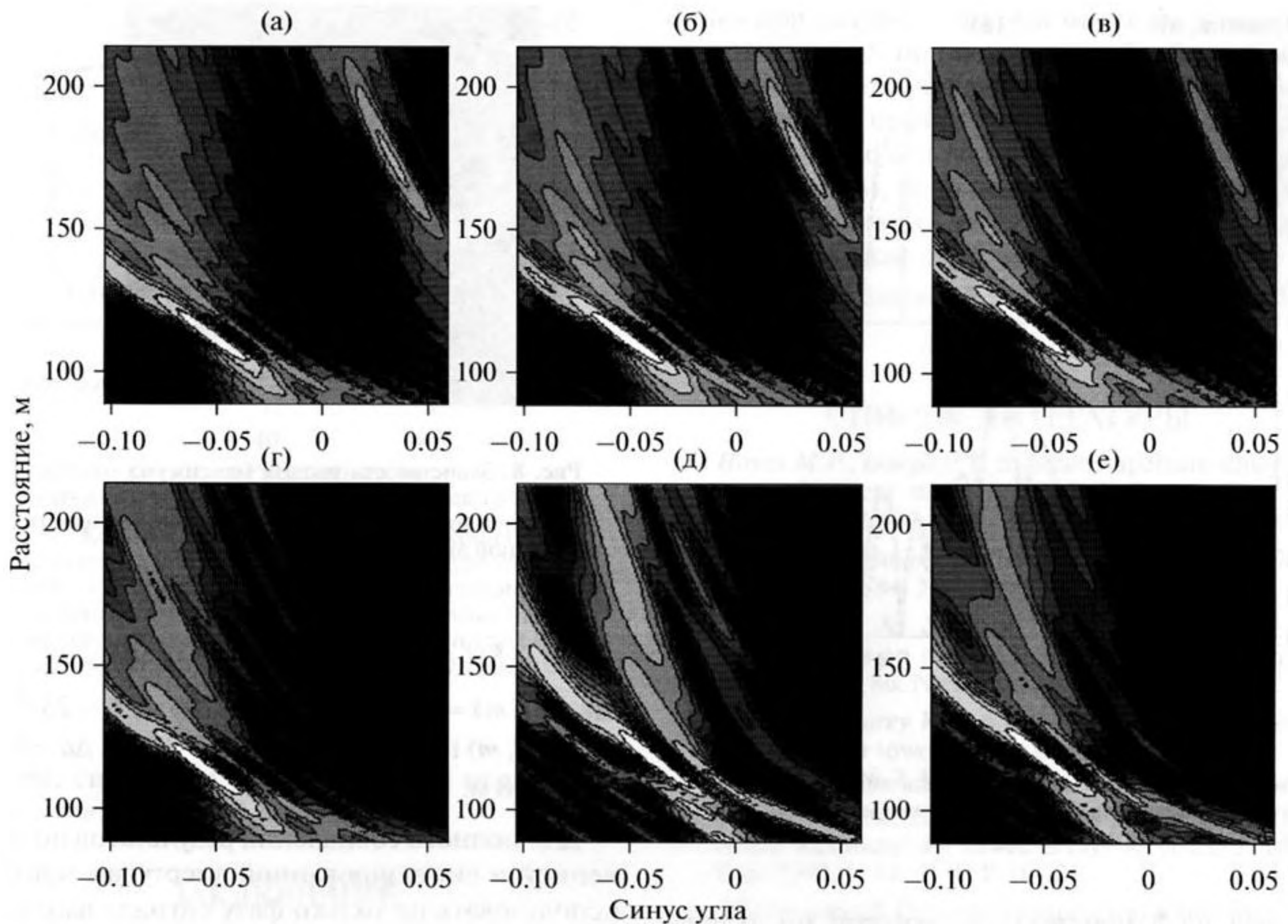


Рис. 6. Результаты обработки сигнала тремя способами: МК (а, г); ИФ по [10] (б, д) и АФ (в, е). Верхний ряд (а, б, в) – второй сигнал когерентен основному. Нижний ряд (г, д, е) – второй сигнал некогерентен основному. Изолинии через 2 дБ в пределах 20 дБ.

в полученную картину незначительные искажения в виде изменения бокового поля антенны.

Замечательно, что при АФ некогерентный ИС вносит гораздо меньше искажений в изображение источника, чем при ИФ. Это объясняется тем, что в способе АФ есть усреднение голограммы, чего нет при ИФ. Это подсказывает способ устранения искажений, наблюдаемых при ИФ. Для устранения таких искажений следует применять скользящее усреднение голограммы. Это и сделано в [10]. В ЕТАМ нет места усреднению голограммы и с такими искажениями справиться нельзя.

Рис. 6 показывает, что когерентный апертурный синтез благодаря высокому пространственному разрешению позволяет получить информацию об источниках и их расположении в присутствии других когерентных и некогерентных сигналов. Такую информацию иными методами, не прибегая к когерентному синтезу апертуры (некогерентным накоплением сигналов), получить нельзя.

РЕЗУЛЬТАТЫ ОПЫТА

Целью опыта было продемонстрировать, что предлагаемый метод синтеза апертуры действительно способен показывать многие когерентные отраженные и рассеянные сигналы, не уступая в этом синтезу по когерентному источнику.

В опыте по исследованию обращенного апертурного синтеза на озере Санхар [18] использовался монохроматический сигнал излучателя, который принимался горизонтальной антенной с апертурой 12 м, состоявшей из 64 приемников, расположенных через равные интервалы. В озере и его окрестности нет источников, способных создать существенную акустическую помеху, в силу чего сигнал мощного излучателя принимался антенной практически без шумов. Помехой являлись многочисленные отражения сигнала от берегов, дна и поверхности озера в обычных акустических условиях опыта в виде значительного вертикального градиента скорости звука.

Для синтеза апертуры в этих акустических условиях с реальной акустической помехой была выделена одна восьмая часть всей антенны, со-

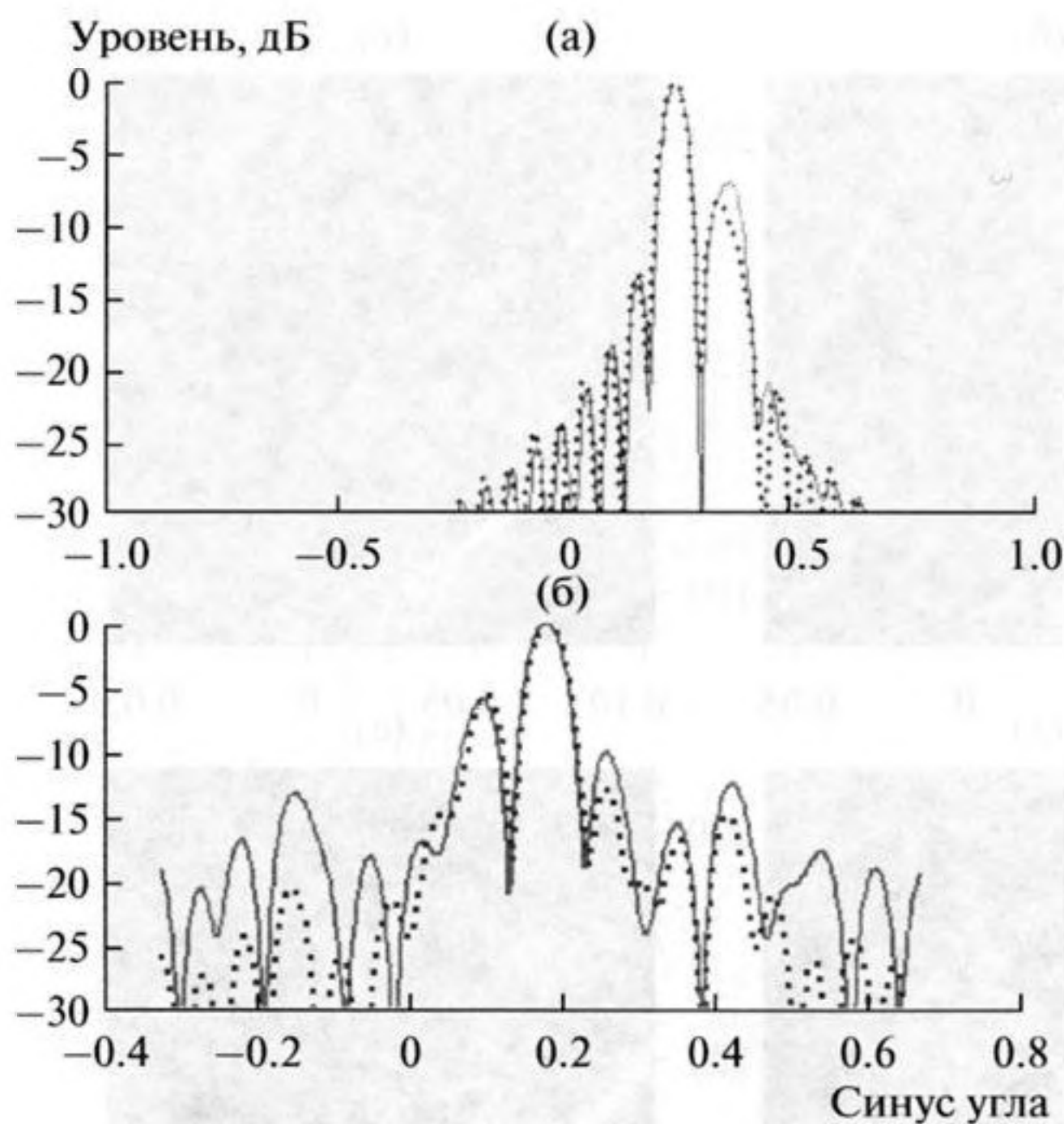


Рис. 7. Отклик антенны (сплошная линия) и результат синтеза апертуры (пунктир) в математической модели (а) и в натурном опыте (б).

стоящая из 8 приемников, которая последовательно перемещалась вдоль всей антенны. Эта часть антенны использовалась для синтеза апертуры, в то время как вся антенна использовалась как эталон сравнения результатов синтеза апертуры с тем, что получается и должно получаться при антенне с заполненной апертурой в тех же самых условиях опыта.

В данном опыте непрерывно излучался чистый монохроматический сигнал, который принимался всеми приемниками антенны одновременно. Поэтому возможен чисто когерентный синтез апертуры при той же "протяжке". Обработка сигнала построена так, как для некогерентного сигнала при медленной протяжке антенны.

Результат опыта и его математическая модель показаны на рис. 7 и 8. На рис. 7 показана картина, полученная антенной с синтезированной апертурой и заполненной апертурой в угловых координатах, а на рис. 8 по дальности до источника сигнала. Оценка дальности и тем, и другим методами близки друг к другу и близки к истинным значениям положения излучателя в этом опыте.

В математической модели использована сумма двух когерентных сигналов вида:

$$W(t, m) = E(t) \left(\exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} R_1(t, m)\right) + 0.5 \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} R_2(t, m)\right) \right) \quad (23)$$

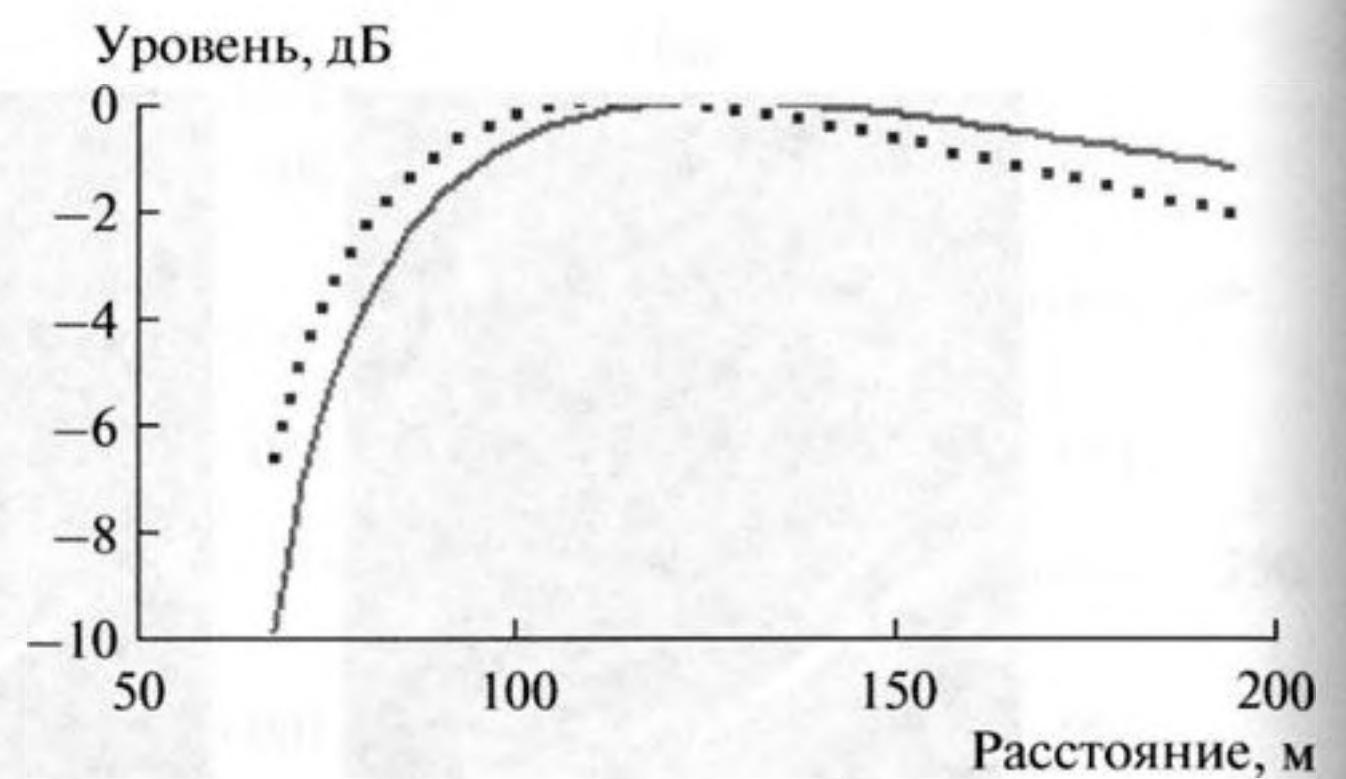


Рис. 8. Зависимость уровня максимума отклика антенны от дальности в реальном опыте для антенны с заполненной апертурой (сплошная линия) и синтезированной антенны (пунктир).

$$R(t, m) = \sqrt{R_0^2 + (L - (m + t)\Delta d)}, \quad (24)$$

где $R_1(t, m) = R(t, m)$ при $R_0 = 100$ м; $L = 25$ м; $R_2(t, m) = R(t, m)$ при $R_0 = 250$ м; $L = -275$ м; $\Delta d = 0.19$ м; $\lambda = 0.568$ м.

Для полного совпадения результатов по заполненной и синтезированной апертурам пришлось использовать не только фазу сигнала вдоль трассы, но включить в нее и значения модуля в те же моменты, в которые определялись значения фаз вдоль трассы. Сигналы опыта оказались к использованию значений модулей сигналов гораздо менее прихотливы, чем математическая модель. Они этого не требовали, но совпадение синтезированной и заполненной апертур немного улучшалось при использовании информации об амплитудах сигналов.

Этим методом были также обработаны результаты опыта, приведенные в [10]. При этом было использовано скользящее усреднение голограмм при определении фаз с помощью определения величины максимума отклика антенны. При обработке сигналов в [10] было необходимо специально применить большое усреднение получаемых голограмм. Для этого даже пришлось использовать первичные данные этого опыта, записанные с частотой квантования 12 кГц, а иначе тем методом ничего не удавалось получить. Предлагаемым методом результаты были получены без специального усреднения голограмм при частоте квантования 25 Гц с отбрасыванием данных, оказавшихся лишними. На рис. 9 показан пример такой обработки. При синтезе апертуры в 29 м при длине волны 0.6 м виден сам излучатель и другие мак-

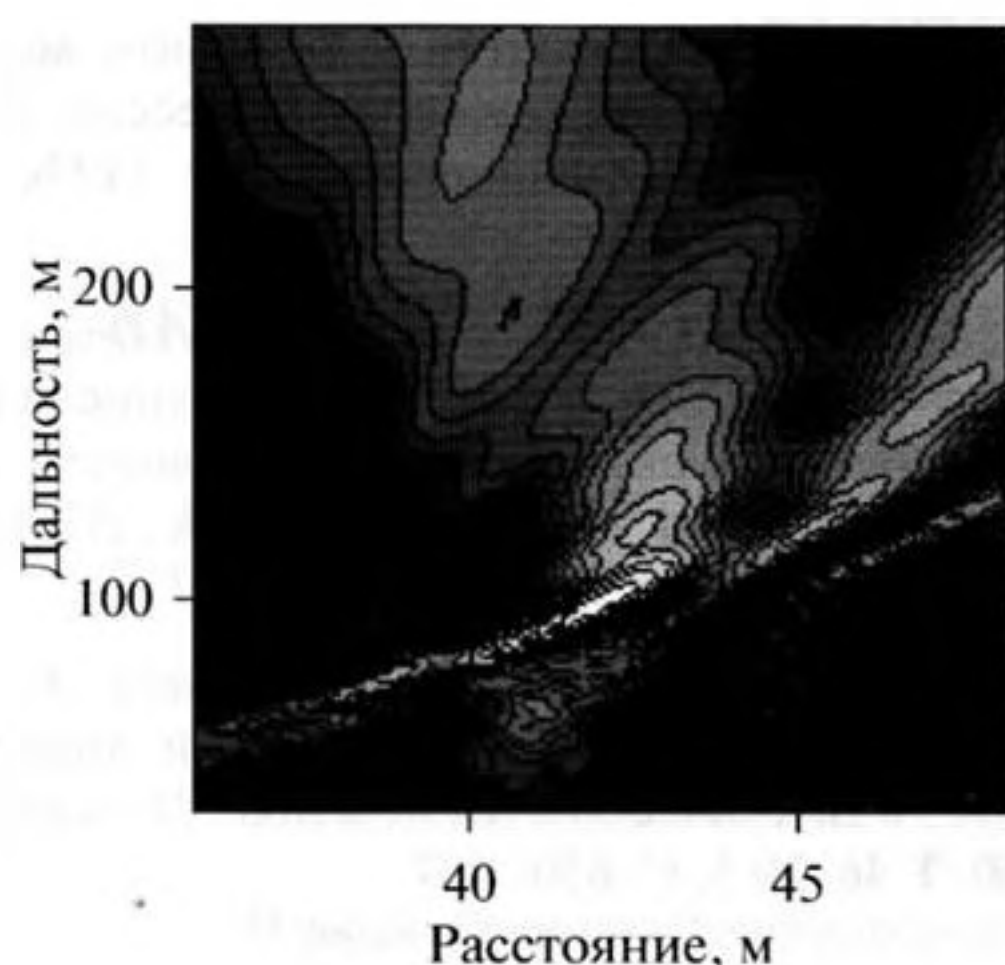


Рис. 9. Картина с когерентными отражениями по данным опыта [10]. Синтезирована апертура 29 м антенной из 25 приемников. Модуляция источника шумом с шириной полосы 10 Гц. Некогерентное накопление перед определением фазы выполнено по 64 реализациям. Изолинии проведены с интервалом в 1 дБ.

симумы, связанные с когерентными отражениями сигнала источника.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод апертурного синтеза ЕТАМ [1–9] является крупным достижением акустики. Он хорошо известен, над ним работают и его применяют [4]. Предлагаемый метод по всем параметрам превосходит этот метод. Он намного проще, не требует никакой корректировки принимаемого сигнала, не требует большого числа мелких шагов при синтезе апертуры, позволяя формировать апертуру любого размера в один прием. Кроме этого, предложенный метод имеет существенно большую область применимости. Его можно с успехом применять всюду, где применим ЕТАМ, а кроме этого он применим и там, где ЕТАМ не может дать необходимый результат. Это условия сильной реверберационной помехи, многолучевости и большого уровня шума.

Отметим, что предлагаемый метод, как и метод, предложенный в [10], применим не только к монохроматическим сигналам, а и к сигналам источников со сплошным спектром с заменой разностей фаз разностями задержек, которые могут аналогично фазам измеряться по модулю отклика антенны при сканировании по углу путем подбора задержек, обеспечивающих максимум отклика антенны. При этом с повышенным разрешением, определяемым величиной синтезированной апертуры, наблюдаются как источники когерентные с сигналом источника S , так и некогерентные

с ним при условии, что они могут быть отделены от источника S по частотам и обработаны в отдельном частотном канале [10]. Помехоустойчивость метода сравнительно с [10] значительно возросла как по отношению к аддитивным шумам (порядка 20 дБ), так и по отношению к реверберационным помехам (сократилась область помех от реверберации как по углу, так и по спектру).

Работа поддержана грантом РФФИ № 11-02-01216.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hayes M.P., Gough P.T. Synthetic aperture sonar: a review of current status // IEEE J. Ocean. Eng. 2009. V. 34. № 3. P. 207–224.
2. Autrey S.W. Passive synthetic arrays // IEEE J. Ocean. Eng. 1988. V. 84. № 2. P. 592–598.
3. Stergiopoulos S., Sullivan E.J. Extended towed array processing by an overlap correlator // J. Acoust. Soc. Am. 1989. V. 86. № 1. P. 158–171.
4. Yen N.-C., Carey W. Application of synthetic-aperture processing to towed-array data // J. Acoust. Soc. Am. 1989. V. 86. № 2. P. 754–765.
5. Stergiopoulos S., Urban H.A. New passive synthetic aperture technique for towed arrays // IEEE J. Ocean. Eng. 1992. V. 17. № 1. P. 16–25.
6. Stergiopoulos S. Optimum bearing resolution for a moving towed array and extension of its physical aperture // J. Acoust. Soc. Am. 1990. V. 87. № 5. P. 2128–2140.
7. Edelson G.S., Tufts D.W. On the ability to estimate narrow-band signal parameters using towed arrays // IEEE J. Ocean. Eng. 1992. V. 17. № 1. P. 48–61.
8. Дашевский О.Ю., Нежевенко Е.С. Исследование влияния мешающих факторов на качество синтеза апертуры в гидролокации // Автометрия. 2008. Т. 44. № 2. С. 76–90.
9. Stergiopoulos S., Implementation of adaptive and synthetic aperture beamformers in sonar systems // Proc. IEEE. 1998. V. 86. № 2. P. 358–397.
10. Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л. Когерентный синтез апертуры по некогерентному сигналу // Акуст. журн. 2011. Т. 57. № 4. С. 534–545.
11. Коротин П.И., Родионов А.А., Турчин В.И. Оценка положения источника со сложным спектральным составом с использованием движущейся разреженной решетки / Proc. of International Conference on Antenna Theory and Techniques. 2009. Lviv, Ukraine. P. 211.
12. Ivanenkov A.S., Korotin P.I., Orlov D.A., Rodionov A.A., Turchin V.I. Localization of a narrowband source using a moving horizontal array: Experimental results / Proceedings of Forum Acusticum. 2011. Aalborg, Denmark. P. 2509–2514.
13. Ivanenkov A.S., Korotin P.I., Orlov D.A., Rodionov A.A., Turchin V.I. On the ability to estimate frequency, bearing and range of a narrowband source using a moving horizontal array / Proceedings of Forum Acusticum. 2011. Aalborg, Denmark. P. 2825–2830.

14. *Иваненков А.С., Коротин П.И., Орлов Д.А., Родионов А.А., Турчин В.И.* Использование пассивного апертурного синтеза для определения координат тональных источников / Сб. трудов XXIV сессии Российского акустического общества. М.: ГЕОС, 2011. Т. 2. С. 205–209.
15. *Артельный В.В., Артельный П.В., Коротин П.И., Родионов А.А., Турчин В.И.* Экспериментальное исследование локализации источника звука в случае движения приемной системы по произвольной замкнутой траектории / Сб. трудов XXIV сессии Российского акустического общества. М.: ГЕОС, 2011. Т. 2. С. 233–236.
16. *Орлов Д.А.* Определение положения неподвижного гидроакустического источника с помощью движущейся антенной решетки в реальном масштабе времени / Сборник трудов XXIV сессии Российского акустического общества. М.: ГЕОС, 2011. Т. 2. С. 229–233.
17. *Иваненков А.С., Коротин П.И., Орлов Д.А., Родионов А.А., Турчин В.И.* Пеленгование источников тонального сигнала с использованием движущихся приемных антенных решеток // *Гидроакустика*. 2011. Вып. 14. № 2. С. 117–127.
18. *Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л., Салин Б.М., Турчин В.И.* Обращенный апертурный синтез в акустическом темном поле // *Акуст. журн.* 2000. Т. 46. № 5. С. 650–657.