

УДК 534.2

## МУЛЬТИПЛИКАТИВНАЯ АНТЕННА В ПОЛЕ ШУМОВОГО СИГНАЛА И ПОМЕХИ

© 1998 г. В. М. Кудряшов

Акустический институт им. Н.Н. Андреева РАН  
117036 Москва, ул. Шверника, 4

Поступила в редакцию 25.03.97 г.

Рассмотрен отклик мультипликативной антенны на шумовое поле, состоящее из полезного сигнала и помехи среды. Антенная система состоит из двух разнесенных вертикальных антенн, каждая из которых выделяет из звукового поля одну из нормальных волн. Показано, что в узкополосном режиме такая система обладает хорошей помехоустойчивостью и направленными свойствами. При широкополосном режиме ситуация ухудшается из-за частотной дисперсии мод.

Эксперименты по программе климатического мониторинга Земли связаны с приемом сигналов, прошедших в гидроакустическом канале сотни и тысячи километров. Источники звука по техническим и экологическим причинам ограничены по мощности. Поэтому интенсивность сигнала в месте наблюдения, как правило, ниже интенсивности шумов океана. Необходимо же не просто установить присутствие сигнала, но и с достаточной точностью определить те его параметры, по которым судим о изменениях в параметрах волновода или местоположении источника звука. Классический подход, использующий остроуправленные антенны, не всегда можно применить по техническим причинам. Кроме того, он эффективен, если пространственно-угловые характеристики сигнала и помехи различны. В работе [1] рассматривается способ повышения отношения сигнал/помеха (ОСП) для шумоподобного сигнала в приемном устройстве методом квазикогерентного накопления. Чтобы метод работал эффективно, необходимо компенсировать искажения сигнала, вносимые, в частности, относительным движением излучающей и приемной систем (доплер-эффектом). Этой задаче уделено основное внимание в работе [1]. Этот способ применен в Арктических условиях в аналогичной задаче [2].

Проблему можно рассматривать в другом ключе: стремится не накапливать сигнал, а подавлять помеху, поскольку метод обработки принятого сигнала является частным случаем метода аппликаторов. Суть метода состоит в следующем. Излучается шумовой сигнал. Образец излученного сигнала (аппликатор) закрепляется в памяти регистрирующего устройства или передается по радиоканалу. Принятый сигнал в смеси с аддитивной шумовой помехой коррелируется с аппликатором. Если спектры компонент сигнала (нормальных волн или лучей) не искажены в процессе распространения сиг-

нала, то они когерентны с аппликатором и временная функция корреляции (ВФК) на выходе коррелятора для сигнала повторяет импульсный отклик канала. При этом ослабление ВФК сигнала волноводом идентично ослаблению детерминированного импульсного сигнала по звуковому давлению. Шумовая помеха частично или полностью не когерентна с аппликатором и подавляется коррелятором. То же произойдет и с сигналом, если условия распространения звука искажают его спектр, например, вследствие доплеровского смещения частоты. Поэтому необходимо компенсировать эти искажения.

Ситуация упрощается, если в качестве аппликатора взять составляющую принятого сигнала, соответствующую одной из мод (нормальных волн). В этом аппликаторе присутствуют спектры и сигнала и шума. Поэтому необходимо выбирать моду, у которой ОСП наибольшее, используя различия в вертикальной угловой структуре сигнала или помехи [3, 4]. В приповерхностных волноводах Арктического типа этот прием непродуктивен, так как зашумленность мод, т.е. их ОСП, примерно одинаковы. Следует использовать различия в пространственно-временных характеристиках сигнала и помехи.

Помехи, создаваемые арктической средой, делятся условно на две группы. К первой относятся шумы торошения и термического растрескивания ледового покрова. Их источники обычно пространственно локализованы и носят импульсный характер, случайно распределенный во времени. Коррелятор подавляет их вследствие временного усреднения. Вторая группа шумов связана с поземкой, ветровым обтеканием неровностей сверху и течениями снизу и т.д. Их особенность – довольно равномерное (как при ветровом волнении в океане) распределение источников шума по поверхности ледового покрова. Суперпозиция вкла-

дов этих источников вследствие интегрального эффекта на больших площадях приводит к подавлению интерференционной составляющей, т.е. межмодовых коррелянт, и накоплению звуковой энергии в энергетической составляющей [3, 4], т.е. в автокорреляционных компонентах мод. Отношение интенсивности, накопленной в энергетической составляющей пространственно-распределенной помехи к интенсивности ее интерференционной составляющей достигает десятков дБ. В сигнале, возбужденном точечным источником звука, это отношение примерно одинаковое. Следовательно, при обработке смеси сигнала и помехи результативно отсечение энергетических коррелянт и выделение межмодовых коррелянт.

Рассмотрим следующую приемную систему, расположенную в прибрежном мелководном районе. Система состоит из двух вертикальных антенн, разнесенных по горизонтали на расстояние  $d$  (предпочтительнее было бы иметь антенную решетку, перекрывающую по вертикали весь водный слой, но изготовление и установка такой антенны, как показывает предыдущий опыт, стоит дорого и требует тщательной юстировки).

В работе [5] подробно исследованы характеристики и помехоустойчивость двухэлементных мультипликативных (корреляционных) антенн. Элементами могут служить как разнесенные по горизонтали отдельные гидрофоны, так и разнесенные локальные антенны, работающие в обычном (направленном) режиме. Сигналы с элементов через линии задержки подаются на коррелятор и, затем, на регистрирующее устройство. При приеме шумового сигнала направленные и помехоподавляющие свойства системы тем выше, чем шире частотная полоса принимаемого сигнала, причем подавление помехи среды достигается разнесением элементов на расстояние  $d$ , значительно превышающее пространственный масштаб корреляции  $\rho_0$  этой помехи. Известно [6], что у изотропной помехи  $\rho_0$  имеет порядок длины волны звука. Поэтому при  $d > \rho_0$  помеховые составляющие, снятые с элементов, слабо коррелируют, в то время как составляющие сигнала при компенсации их линиями задержки по фронту падающей волны полностью корегентны. Отградуировав линии задержки в единицах угла компенсации, по положению максимума взаимной корреляционной функции (ВКФ) определяют направление на источник сигнала. Значительная часть работы [5] посвящена подавлению флуктуационной помехи, обусловленной конечностью времени усреднения (или длительностью стационарного участка временной реализации сигнала). При бесконечном времени усреднения  $T$  на выходе коррелятора имеем детерминированный процесс, соответствующий взаимной функции корреляции сигнала. При конечном  $T$  отношение квадрата детерминированной части функции корреляции к дисперсии флуктуацион-

ной части, зависящей от интенсивности сигнала и помехи среды на отдельном приемном элементе, пропорционально величине  $a\Delta fT$ , где  $\Delta f$  – частотная полоса звука, коэффициент  $a$  зависит от частотных характеристик звукового поля и приемного фильтра. Отсюда вывод: чем шире частотная полоса  $\Delta f$  принимаемого звукового поля, тем лучше направленность и помехоустойчивость мультипликативной антенны.

Эти утверждения верны, если нет частотной дисперсии в звуковом поле, т.е. волновое число звука линейно зависит от частоты звука  $f$ . В гидроакустическом волноводе сигнал имеет как угловую, так и частотную дисперсию. Угловая дисперсия проявляется в том, что время хода  $t_m$  нормальной волны зависит от ее номера, а частотная дисперсия проявляется в зависимости  $t_m$  от  $f$ . Если в интервале частот  $\Delta f$  значение  $t_m$  не меняется, то сигнал  $m$ -й моды считаем узкополосным.

Предлагаемая приемная система работает как мультипликативная (корреляционная) антенна. Ее элементами служат две вертикальные антенны, настроенные на выделение мод номеров  $N$  и  $n$ , соответственно. Если в полосе сигнала (или антенных фильтров) эти моды – узкополосные, то сигнал на выходе одного из элементов равен

$$\hat{p}_N(\mathbf{r}, t) = F(t - t_N)A_N(\mathbf{r})\exp(-i\omega_0 t). \quad (1)$$

Здесь  $F(t)$  – образ Фурье спектра излученного сигнала, прошедшего приемный фильтр,  $t_N$  – время хода моды,  $A_N(\mathbf{r})$  – амплитуда моды на центральной частоте  $f_0$ ,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $t$  – время,  $r$  – расстояние от точечного источника сигнала до геометрического центра антенны, расположенного на расстоянии  $d/2$  от каждой из вертикальных антенн. Предполагается, что собственные функции  $\Phi_m(z)$  мод ортонормированы и моды выделены методом ортогонализации, т.е. интегрированием по сечению волновода сигнала на антенне – элементе с весовой функцией, соответствующей собственной функции  $N$ -й моды. Согласно [7], в плоскостром волноводе  $t_N = r/v_N$ ,  $v_m$  – групповая скорость  $m$ -й моды,

$$A_N(\mathbf{r}) = i\pi\Phi_N(z_0)H_0^{(1)}(\zeta_N r)\sigma_c,$$

где  $\zeta_m$  – продольное волновое число моды номера  $m$ ,  $\sigma_c^2$  – средний квадрат звукового давления сигнала на расстоянии 1 м от точечного излучателя. В реальном волноводе  $A_N(\mathbf{r})$  зависит от параметров распространения звука и рассчитывается на ЭВМ методом связанных мод [8]. При расчете автором использовалась двухмасштабная модель ледового покрова [9], грунт считали упругим. Для узкополосных мод  $\hat{p}_N(\mathbf{r}, t)$  образуется суммой выраженной (1), полученных для частотных полосок, на которые разбивается полная полоса

сигнала, и в пределах которых мода является узкополосной. Такой подход позволяет учесть частотную дисперсию мод.

Полагаем, что приемная система располагается в зоне Фраунгофера источника звука,  $r_j$  – расстояние до  $j$ -го элемента (вертикальной антенны). Тогда  $\mathbf{r} = (\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}_2)/2$ ,  $d = |\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2|$ . Фронт волны образует угол  $\theta_0$  с плоскостью апертуры антенны. В (1)  $F(t)$  – случайная функция времени с нулевым средним, обладающая стационарными и эргодическими свойствами в интервале времени наблюдения и имеющая нормированную корреляционную функцию  $R(\tau)$ ,  $R(0) = 1$ . Взаимно корреляционная временная функция сигнала, снятая с элементов 1 и 2, имеет вид

$$\hat{I}_{N,n}(\tau) = \hat{p}_N(\mathbf{r}_1, t + \tau) \hat{p}_n^*(\mathbf{r}_2, t) = \sigma_c^2 R(\tau - \Delta\tau_{N,n} + t_n - t_N) \times \exp[-i\omega_0\tau - i\varphi_{N,n}] A_N(\mathbf{r}) A_n^*(\mathbf{r}). \quad (2)$$

Здесь  $\Delta\tau_{N,n} = (\sin(\theta_0) - \sin\theta)(1/v_N + 1/v_n)d/2$ ,  $\varphi_{N,n} = (\sin\theta_0 - \sin\theta)(\zeta_N + \zeta_n)d/2$ ,  $v_m$  – групповая скорость  $m$ -й моды,  $v_m = (d\zeta_m/d\omega)^{-1}$ . Черта сверху в (2) означает усреднение по времени. Огибающая  $\hat{I}(\tau)$  определяется функцией  $|\hat{I}_{N,n}(\tau)|$ , сама ВФК соответствует  $\text{Re} \hat{I}_{N,n}(\tau)$ ,  $\theta$  – угол компенсации.

Был проведен расчет  $\hat{I}_{N,n}(\tau)$  для конкретной трассы, соответствующей американско-российскому трансарктическому эксперименту 1994 г. Излучатель размещался на Российской базе TURPAN, расположенной на глубоководье (глубина 3700 м) в 300 км от о. Шпицберген [2]. Прием в эксперименте осуществлялся на одиночную вертикальную антенну, расположенную на мелководье (глубина примерно 500 м) в море Линкольна; длина трассы 990.8 км.

В исходные данные программы были введены параметры волновода и сохранена центральная частота сигнала  $f_0 = 19.6$  Гц. Несущая частота в модельном расчете модулировалась белым шумом в полосе  $\Delta f$ . При  $\Delta f = 1$  Гц сигнал на этой трассе является узкополосным и отклик системы, рассматриваемой в данной работе, на такой сигнал описывается выражением (2). Базовое расстояние  $d$  равно 200 м. Вертикальные антенны занимают по вертикали весь водный слой. Одна из антенн настроена на первую водную моду, вторая на вторую моду. На рис. 1 изображен отклик антенны: 1 – при  $\theta_0 = 0$ , 2 – при  $\theta_0 = 18^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ . Мы видим, что при  $\theta_0 = 0$  максимум огибающей ВФК смещен по шкале задержек на величину  $\bar{\tau} = t_N - t_n$ . В обычной мультипликативной антенне [5]  $\bar{\tau} = 0$ . При  $\theta_0 = 18^\circ$  максимум огибающей ВФК смещен

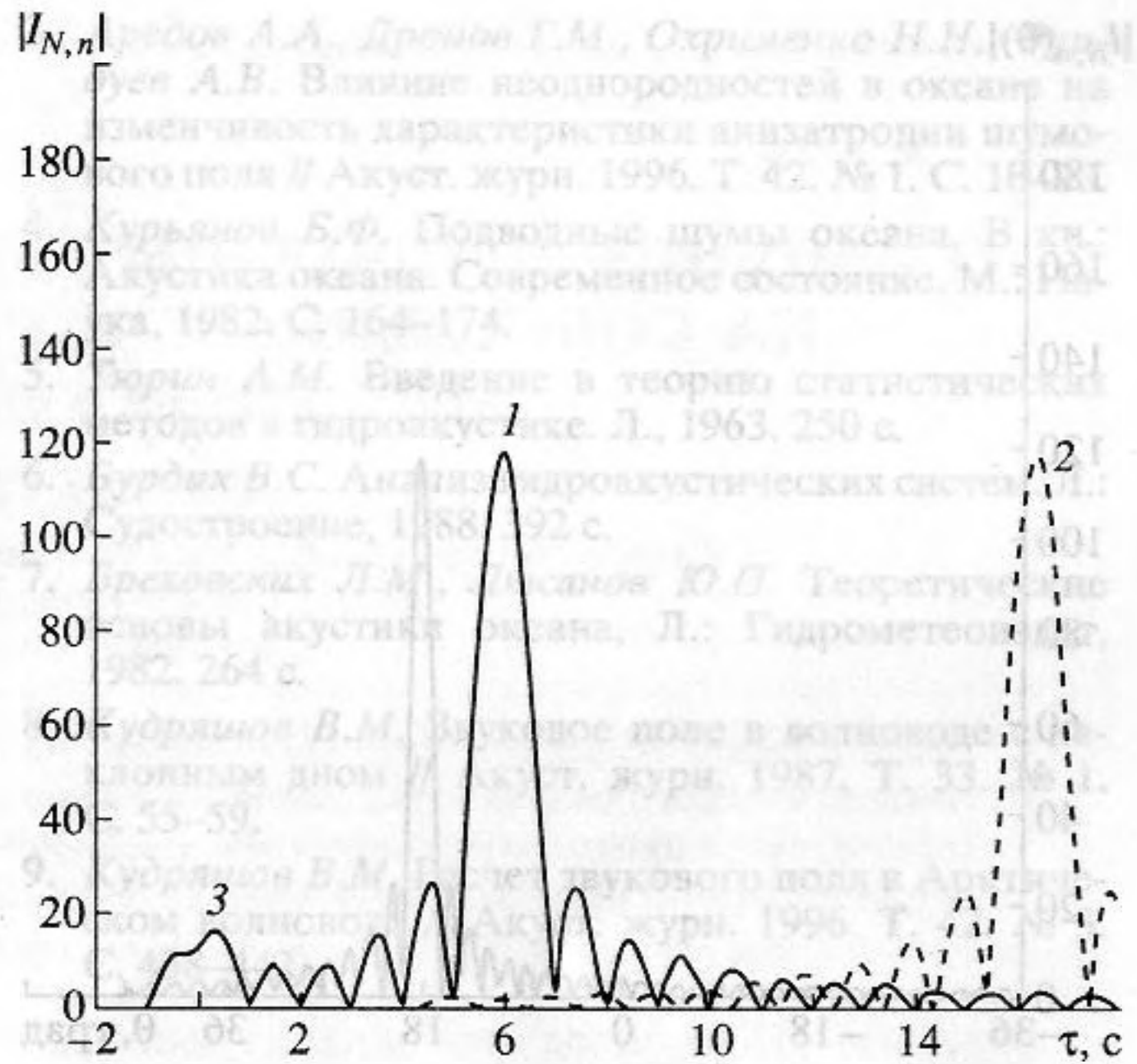


Рис. 1. Отклик системы на шумовое узкополосное поле. Частота звука 19.6 Гц, полоса 1 Гц. 1 – отклик при  $\theta_0 = 0^\circ$ , 2 – отклик при  $\theta_0 = 18^\circ$ , 3 – отклик на помеху при совмещенном приеме.  $\theta = 0^\circ$ .

дополнительно на величину  $\Delta\tau_{N,n}$ . Зная  $\Delta\tau_{N,n}$  легко найти  $\theta_0$ . Но для этого нужно знать  $\bar{\tau}$ . Поэтому предлагается дополнить схему обработки параллельной схемой, когда моды номеров  $N$  и  $n$  выделяются одной антенной. Положение максимума при этом определяется  $\bar{\tau}$  и не зависит от  $\theta_0$ . При этом на графике ВФК, как функции  $\tau$ , при  $\tau = 0$  появится максимум, соответствующий помехе среды (цифра 3), который при разнесенном приеме подавляется из-за пространственной раскорреляции, если помеха среды изотропная.

На рис. 2 приведен отклик системы как функция  $\theta$ . При расчете введена коррекция по  $\bar{\tau}$ .

На рис. 3 построен график зависимости огибающей ВФК системы, аналогичный изображенному на рис. 1, но для широкополосного сигнала:  $\Delta f = 5$  Гц. Мы видим, что частотная дисперсия мод расщепляет максимум огибающей ВФК, так что определить по нему вносимую волноводом задержку  $\bar{\tau}$  трудно. Максимум при  $\theta_0 = 18^\circ$  не идентичен максимуму при  $\theta_0 = 0$  (при совмещенном приеме). Если бы они были бы идентичны, то  $\theta_0$  можно было бы определить, совместив максимумы 1 и 2, введя задержку величиной  $\Delta\bar{\tau}$ , и по  $\Delta\bar{\tau}$  найдя  $\theta_0$ . Кроме того, резко возрастает максимум обусловленный помехой, (на рис. 3 он отмечен цифрой 3), поскольку интенсивность помехи равна  $I_0\Delta f$ , где  $I_0$  – интенсивность помехи в полосе 1 Гц в пределах частотной полосы фильтра систе-

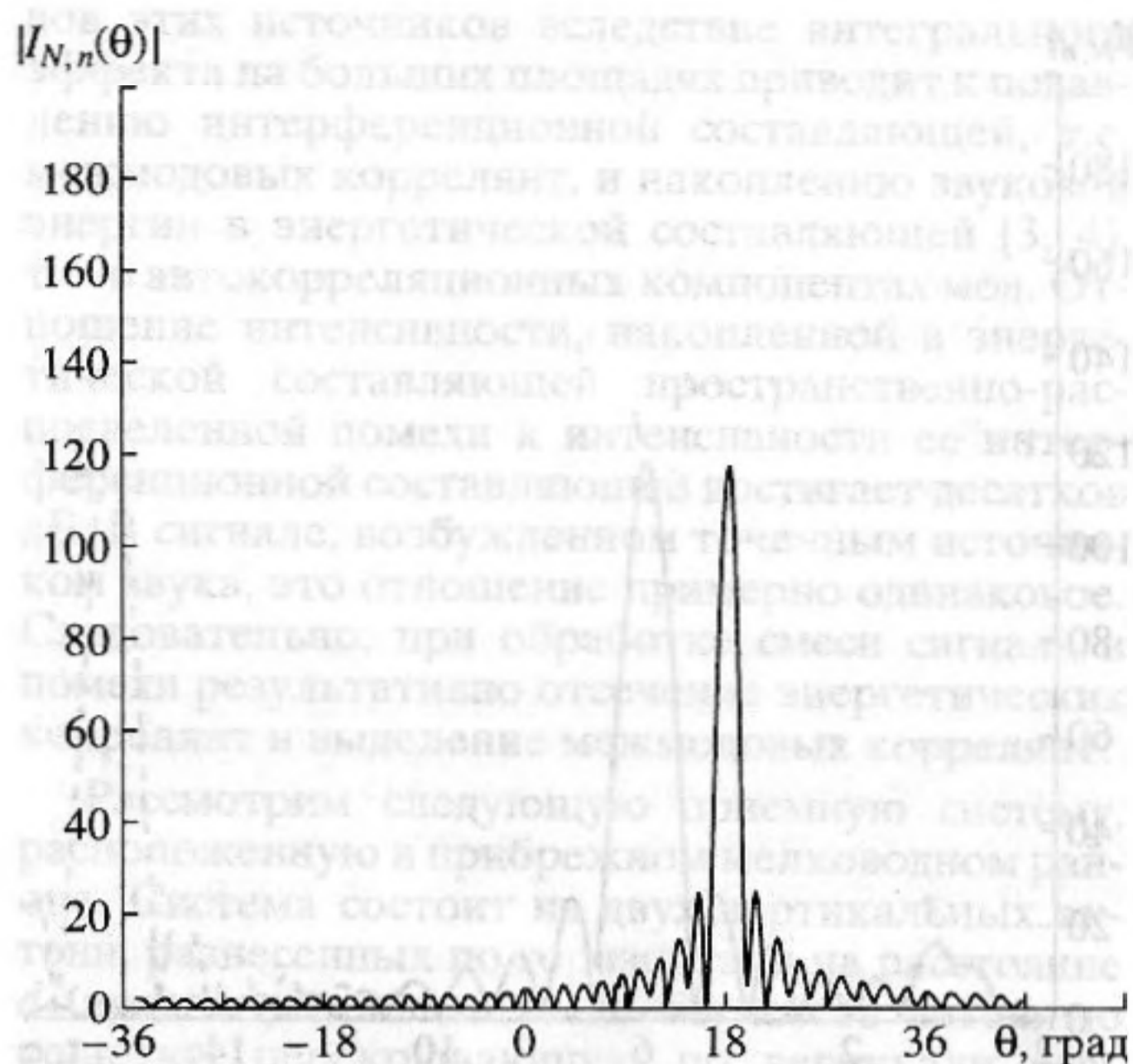


Рис. 2. Угловая зависимость характеристики направленности системы при  $\theta_0 = 18^\circ$ .

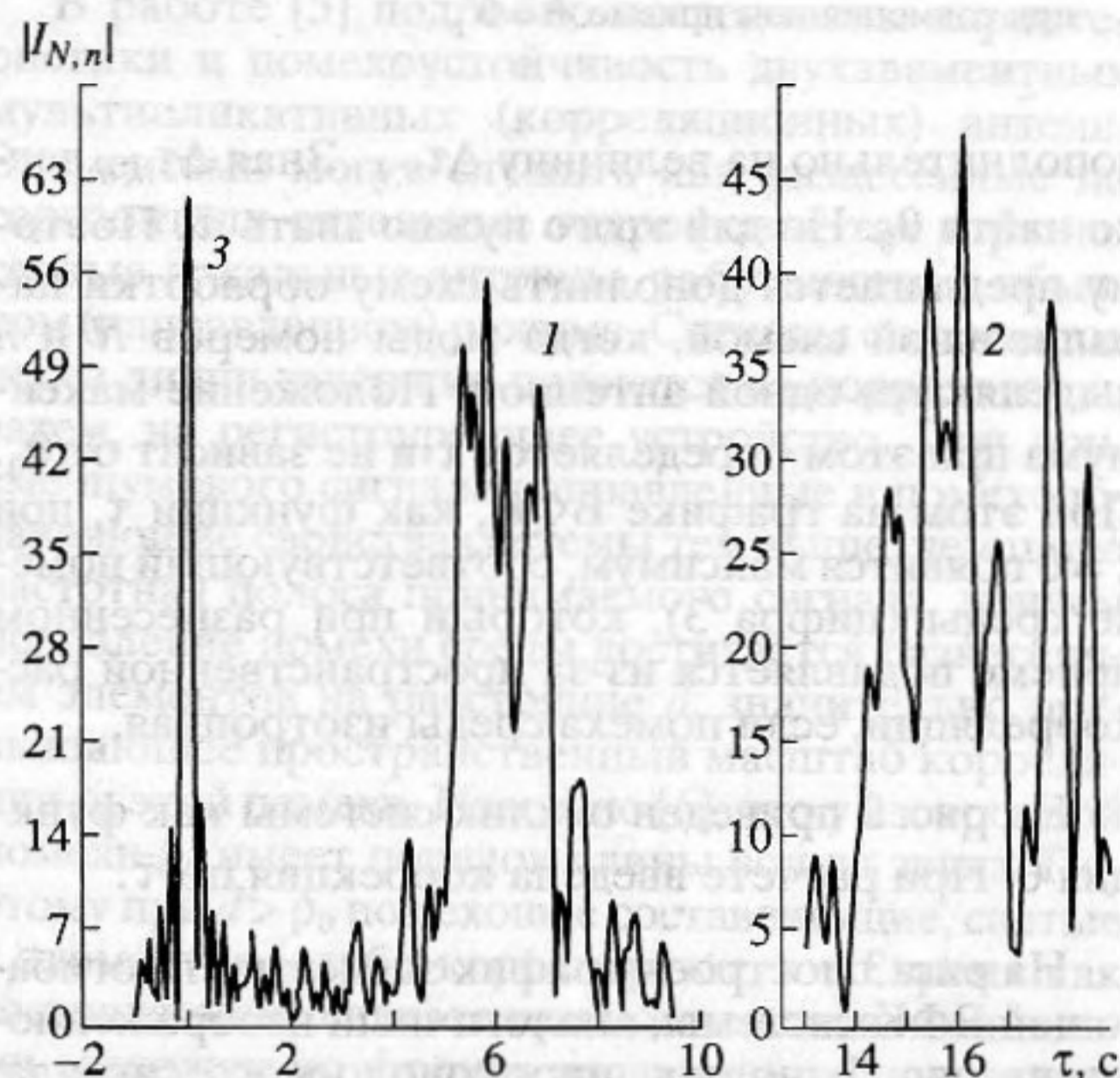


Рис. 3. Отклик системы на широкополосный сигнал с полосой 5 Гц и центральной частотой 19.6 Гц. Цифровые обозначения как на рис. 1.

мы. При данном  $\bar{\tau}$  это не существенно, но при  $\bar{\tau}$ , близком к нулю, помеха может скрыть опорный максимум сигнала. Частотная волноводная дисперсия слабее сказывается на помехе, поскольку главный вклад в поле помехи вносит окрестность приемной системы.

При расчете пространственно-временной корреляционной функции поверхностной помехи сле-

дует проинтегрировать выражение (2) по поверхности волновода, если источники помехи идентичны и пространственно дельтакоррелированы. В результате получим для огибающей ВФК узкополосной изотропной помехи океана выражение

$$\bar{I}_{N,n}(\tau, d) = I_0 \Delta f R(\tau) D J_0(d|\zeta_n + \zeta_N|/2),$$

где  $D = 2\sqrt{\text{Im}\zeta_N \text{Im}\zeta_n} / |\zeta_N - \zeta_n^*|$ ,  $d$  – разнесение антенн. Если на формирование отклика сигнала и помехи определяющее влияние имеет частотная характеристика фильтра, то  $R(\tau)$  одинаковы у сигнала и помехи. Величина  $D$  характеризует ослабление межмодовой коррелянты помехи по сравнению с энергетической. Если  $N \neq n$ , то  $D \ll 1$  и ослабление помехи системой достигает десятков дБ. Если помеха неизотропна, то от нее можно отстроиться направленной антенной; при  $N = n$   $D = 1$ .

Заметим, что выражения (1) и (2) соответствуют регулярной (когерентной) компоненте звукового поля. Есть еще компонента, стохастически рассеянная на неровностях ледового покрова. У нее межмодовые коррелянты выражены тем слабее, чем больше расстояние, пройденное звуком от источника. На расстоянии, превышающем масштаб экстинкции, межмодовых коррелянт в стохастической компоненте практически нет.

Проведенные расчеты соответствовали уровню помехи, равному 80 дБ относительно  $(1 \text{ мкПа})^2/\text{Гц}$ . Уровень сигнала на расстоянии 1 м от точечного источника звука равен 130 дБ относительно  $(1 \text{ мкПа})^2$ , т.е. на 65 дБ ниже, чем в американо-русском эксперименте.

Достоинство данного подхода состоит и в том, что он обладает относительной устойчивостью к эффекту Доплера, обусловленному относительным движением источника звука и приемной системы, если полоса фильтрации сигнала существенно превышает величину доплеровского смещения частоты и эти смещения примерно одинаковы у мод, выделяемых вертикальными антеннами.

Выбор центральной частоты фильтра должен отвечать условию наибольшего ОСП в полосе 1 Гц. Важен выбор полосы частотной фильтрации сигнала. Метод наиболее эффективен для сигналов, у которых выделенные моды отвечают условию узкополосности. Уширение полосы фильтрации приводит к декорреляции сигнала из-за частотной волноводной дисперсии и увеличению интенсивности помехи. Частотная дисперсия мод зависит от параметров волновода и может меняться при изменении номера моды и, для конкретной моды, при изменении  $f_0$ . Уменьшение полосы фильтрации уширяет взаимокорреляционный максимум узкополосных мод, увеличивает длительность по времени реализации звукового поля, необходимой для эффективной работы кор-

релятора [5], и снижает устойчивость к эффекту Доплера.

Следовательно, выбор полосы и центральной частоты фильтра определяется конкретной ситуацией и должен решаться в соответствии с условиями эксперимента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морозов А.К. Применение методов квазикогерентного накопления импульсной реакции гидроакустического канала при обработке шумоподобных сигналов в эксперименте THETIS-II // Акуст. журн. 1996. Т. 42. № 6. С. 829–834.
2. Mikhalevsky P.N., Baggeroev A.B., Gavrilov A., Slavin-sky M. Experiment Tests Use of Acoustics to Monitor Temperature and Ice in Arctic Ocean // Eos, Trans., Amer. Geoph. Un. 1995. V. 76. № 27. P. 265, 268–269.

3. Аредов А.А., Дронов Г.М., Охрименко Н.Н., Фур-дуев А.В. Влияние неоднородностей в океане на изменчивость характеристики анизотропии шумового поля // Акуст. журн. 1996. Т. 42. № 1. С. 10–20.
4. Курьянов Б.Ф. Подводные шумы океана. В кн.: Акустика океана. Современное состояние. М.: На-ука, 1982. С. 164–174.
5. Тюрин А.М. Введение в теорию статистических методов в гидроакустике. Л., 1963. 250 с.
6. Бурдик В.С. Анализ гидроакустических систем. Л.: Судостроение, 1988. 392 с.
7. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана, Л.: Гидрометеиздат, 1982. 264 с.
8. Кудряшов В.М. Звуковое поле в волноводе с на-клонным дном // Акуст. журн. 1987. Т. 33. № 1. С. 55–59.
9. Кудряшов В.М. Расчет звукового поля в Арктиче-ском волноводе // Акуст. журн. 1996. Т. 42. № 3. С. 438–442.

A Multiplicative Antenna in the Field of a Noise-Like Signal and Interference

V. M. Kudryashov

A response of a multiplicative antenna to a superposition of a noise-like signal and interference is considered. The antenna system consists of two spatially separated vertical antennas. Each antenna responds to one of acoustic modes. In the narrow-band operation mode, this system is shown to have high noise immunity and directivity. In the wideband mode, the system performance deteriorates due to the frequency dispersion of acoustic waves.

$$U_{\pm}(v) = C \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \mu_n(v)}{(1 - \sigma_n^2)^2} \left( \frac{1}{\sigma_n} \frac{d\sigma_n}{dv} \right) \quad (1)$$

$$U_{\pm}(v) = C \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \mu_n(v)}{(1 - \sigma_n^2)^2} \left( \frac{1}{\sigma_n} \frac{d\sigma_n}{dv} \right) \quad (2)$$

Численные результаты построены на рис. 1–3 для резонанса  $W_{\pm}(v)$  (а) и  $U_{\pm}(v)$  (б) в узкой полосе частот  $\nu \approx 1$  и широкой  $\nu \approx 10$ . В узкой полосе частот  $\nu \approx 1$  (рис. 1) наблюдается высокая избирательность системы по отношению к шуму, что проявляется в виде узкого пика на фоне широкого спектра шума. В широкой полосе частот  $\nu \approx 10$  (рис. 2) наблюдается значительное уширение спектра сигнала, что приводит к снижению его энергии и, следовательно, к ухудшению характеристик системы. На рис. 3 показаны результаты для случая, когда частота сигнала  $\nu$  близка к резонансной частоте  $\nu_0$ . В этом случае наблюдается резкое увеличение амплитуды сигнала, что также приводит к ухудшению характеристик системы.