

На фиг. 1 приведены угловые зависимости звукового поля разностной частоты $f_1 - f_2 = 5$ кГц для расстояний $l = 20, 60$ и 120 м (кривые 1, 2 и 3 соответственно), полученные при взаимодействии двух пучков с исходными частотами колебаний $f_1 = 105$ и $f_2 = 100$ кГц. Сплошные кривые — данные эксперимента, точки — значения, рассчитанные по формуле (2). По оси ординат отложены значения функции $20 \lg |F(\theta)/F(0)|$ в дБ, по оси абсцисс — значения угла наблюдения θ в градусах. Из фиг. 1 видно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных результатов, а также то, что с увеличением расстояния l угловая зависимость обостряется. Значения ширины угловой зависимости по уровню -6 дБ для расстояний $l = 20, 60$ и 120 м соответственно равны $5,8^\circ, 4,1^\circ$ и $3,9^\circ$. Экспериментальный факт обострения угловой зависимости параметрического излучения с ростом отношения l/λ подтверждает аналогичный теоретический результат работы [5] и соответствует общепризнанной физической картине для волновых процессов: для одной и той же длины волны с увеличением длины антенны угловая зависимость излученного ею поля обостряется. Это обстоятельство свидетельствует также и о том, что измерения проводились в ближней зоне параметрического излучателя.

Фиг. 2 относится к случаю, когда измерения угловых зависимостей звукового поля были проведены на одном расстоянии $l = 90$ м от излучателя, но для различных разностных частот $f_1 - f_2 = 5,15$ и 25 кГц (кривые 1, 2 и 3 соответственно). Значения первичных частот при этом были равны $f_2 = 80$ и $f_1 = 85, 95$ и 105 кГц. Сплошные кривые — экспериментальные данные, точки — значения, рассчитанные по формуле (2). Обозначения на фиг. 2 те же, что и на фиг. 1. Видно, что экспериментальные угловые зависимости хорошо согласуются с теоретическими. Анализ также показывает, что для фиксированного расстояния l с ростом разностной частоты $f_1 - f_2$ угловая зависимость поля параметрического излучения обостряется. Значения ширины угловой зависимости на уровне -6 дБ для разностных частот $5,15$ и 25 кГц соответственно равны $5,1^\circ, 4,1^\circ$ и $3,8^\circ$.

Таким образом, для получения необходимой для практических целей характеристики направленности параметрической излучающей антенны в ближнем поле следует учитывать не только значения исходных и разностных частот, но и расстояние, для которого такая антенна используется. Экспериментальные результаты показывают, что теоретическая модель [5] параметрического излучателя звука, работающего в указанном выше диапазоне первичных и вторичных частот, хорошо описывает угловую зависимость ближнего поля этого излучателя.

В заключение авторы благодарят В. Г. Манишина и И. А. Шерешевского за выполненные расчеты на ЭВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Westervelt P. J. Parametric acoust array.— J. Acoust. Soc. Amer., 1963, v. 35, № 4, p. 535–537.
2. Беркгей Х. О. Некоторые явления в подводной акустике, связанные с волнами конечной амплитуды. Подводная акустика / Под ред. Бреховских Л. М. М.: Мир, 1970. (Пер. с англ.).
3. Berctay H. O., Leahy D. J. Farfield performance of parametric transmitters.— J. Acoust. Soc. Amer., 1974, v. 55, № 3, p. 539–546.
4. Moffett M. B., Mellen R. H. Model for parametric acoustic sources.— J. Acoust. Soc. Amer., 1977, v. 61, № 2, p. 325–337.
5. Rolleigh R. L. Difference frequency pressure within the interaction region of a parametric array.— J. Acoust. Soc. Amer., 1975, v. 58, № 5, p. 964–971.

Институт прикладной физики
Академии наук СССР

Поступила в редакцию
13.VII.1981

УДК 534.232

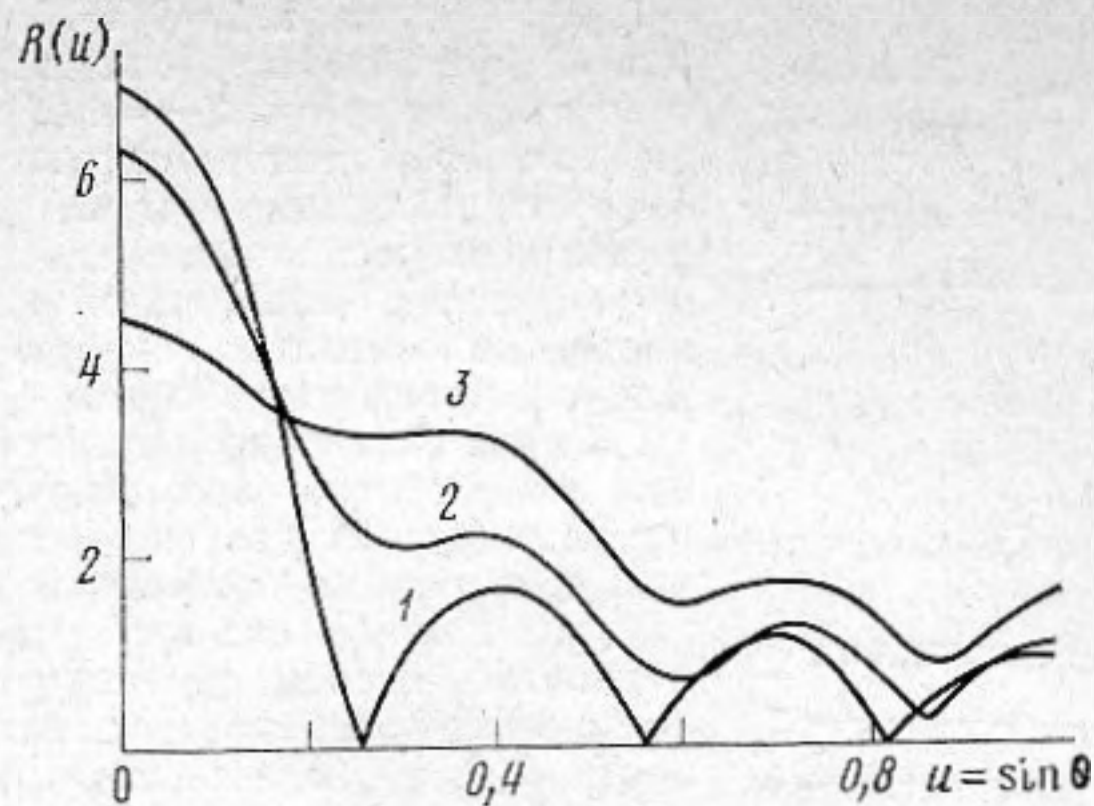
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АНТЕНН В БЛИЖНЕМ ПОЛЕ ПОМЕХ

Карновский М. И., Шоцкий Б. И.

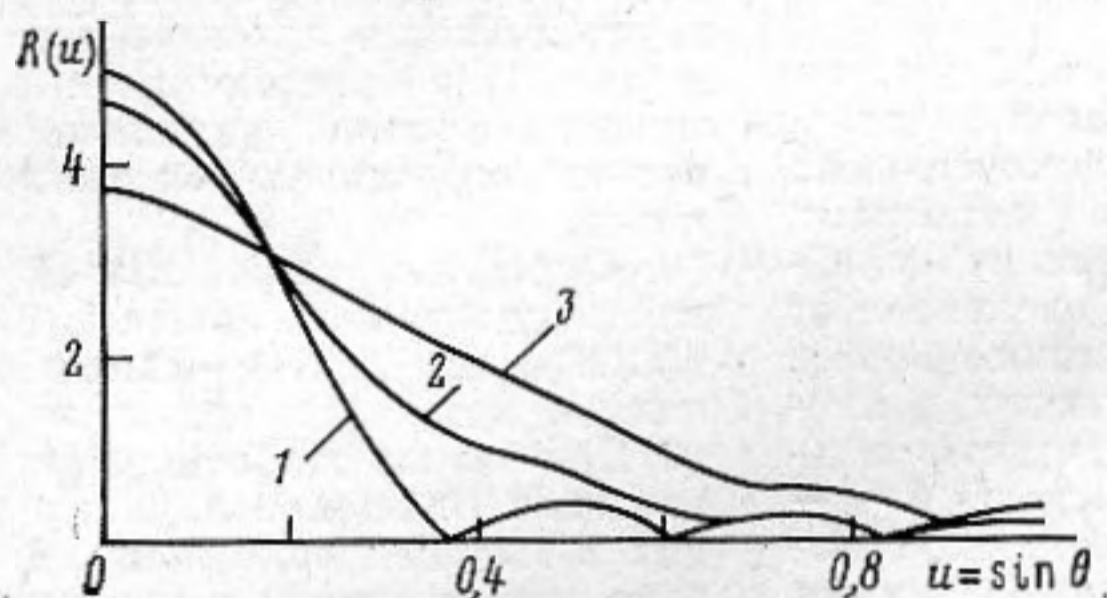
Рассмотрим плоскую прямоугольную антенную решетку, составленную из точечных приемников, с количеством элементов, равным $M \times N$ (M и N — нечетные целые числа). Расположим прямоугольную систему координат таким образом, чтобы координаты элементов представить в виде

$$\begin{aligned} x_{mn} &= md; \quad m=0; \pm 1; \pm 2; \dots \pm (M-1)/2, \\ y_{mn} &= nd; \quad n=0; \pm 1; \pm 2; \dots \pm (N-1)/2, \\ z_{mn} &= 0, \end{aligned} \tag{1}$$

где d — шаг решетки, в дальнейшем полагаем равным $\lambda/2$, λ — длина волны сигнала.



Фиг. 1. Множитель 7-элементной линейной антенны с постоянной чувствительностью элементов в дальнем (кривая 1) и ближнем (кривые 2, 3) полях



Фиг. 2. То же, что на фиг. 1, при распределении чувствительности элементов по закону $a_n = \cos n\pi/8$, где $n=0$ соответствует центральному элементу антенны

Распределение чувствительностей элементов антенны зададим в виде

$$a_{mn} = \left(\cos \frac{\pi m}{M+1} \right)^\mu \cdot \left(\cos \frac{\pi n}{N+1} \right)^\nu, \quad (2)$$

где $\mu, \nu=0; 1; 2$.

Пусть в точке (r, θ, φ) сферической системы координат, полярная ось которой направлена по оси z , расположен точечный источник сигнала с производительностью 4π . Тогда комплексная амплитуда напряжения на выходе аддитивной антенны запишется в виде $E_\Sigma = \sum_{m,n} (a_{mn}/h_{mn}) \exp(-ikh_{mn})$, где суммирование про-

изводится по индексам m и n , определенным в равенствах (1), h_{mn} — расстояние от источника сигнала до mn -го элемента антенны определяется выражением

$$h_{mn} = rl_{mn} = r[1 - (2d/r) \sin \theta (m \cos \varphi + n \sin \varphi) + (m^2 + n^2) d^2/r^2]^{1/2}. \quad (3)$$

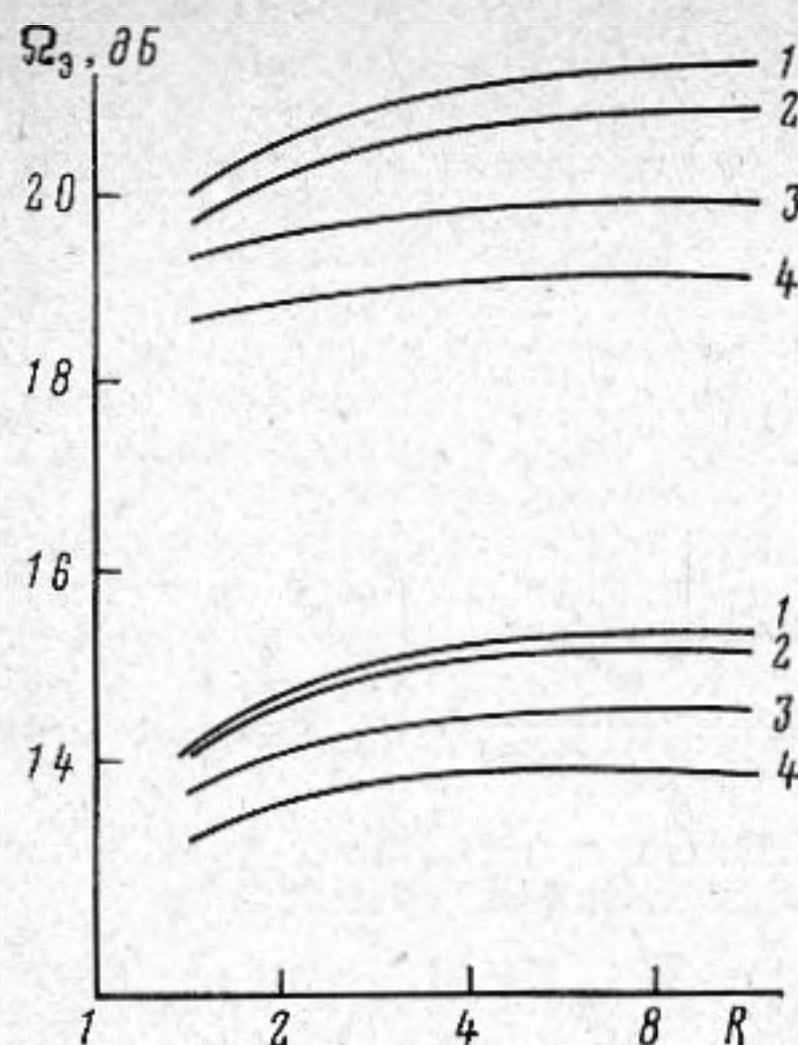
Определим множитель решетки (ненормированную характеристику направленности антенны) отношением $G(r, \theta, \varphi) = |E_\Sigma/E_0|$, где $E_0 = (a_{00}/r) \exp(-ikr)$ — напряжение на выходе центрального элемента антенны. Учитывая, что $a_{00}=1$, получим

$$G^2(r, \theta, \varphi) = \left[\sum_{m,n} (a_{mn}/l_{mn}) \cos kr(l_{mn}-1) \right]^2 + \left[\sum_{m,n} (a_{mn}/l_{mn}) \sin kr(l_{mn}-1) \right]^2. \quad (4)$$

Отметим, что при $r \rightarrow \infty$ функция $G(r, \theta, \varphi) / \sum_{m,n} a_{mn}$ выражает обычную нор-

мированную характеристику направленности антенны $S(\theta, \varphi)$, которая не зависит от r .

На фиг. 1 и 2 приведены результаты расчета по формуле (4) значений $G(r, \theta, \varphi) = G(u)$, где $u = \sin \theta$, в плоскости $\varphi=0$ для 7-элементной линейной антенны ($M=$



Фиг. 3. Зависимость эффективного коэффициента осевой концентрации плоских прямоугольных антенных решеток размерами 7×13 элементов (верхнее семейство кривых) и 5×5 элементов от расстояния до источников помех. Кривые 1 соответствуют антеннам с постоянной чувствительностью элементов, кривые 2-4 — антеннам с симметричными относительно центра распределениями вида (2)

лены на полусфере радиуса r , опирающейся на плоскость $z=0$, с центром, расположенным в начале координат. Пусть r, θ_q, φ_q — координаты этих источников, Q — их количество, так что $q=1; 2 \dots Q$. Полезный сигнал — плоская волна с фронтом, параллельным плоскости антенны.

Легко показать, что когда источники помех между собой некоррелированы:

$$\Omega_0 = Q \left[\sum_{m,n} a_{mn} \right]^2 / \sum_{q=1}^Q G^2(r, \theta_q, \varphi_q), \quad (6)$$

где $G^2(r, \theta_q, \varphi_q)$ определяется выражениями (4) и (3) при $\theta=\theta_q, \varphi=\varphi_q$.

В более общем случае, когда распределение источников помех определено в пространстве V с плотностью $H(r, \theta, \varphi)$, такой, что элементарная мощность источников определяется выражением $dP=H(r, \theta, \varphi) dV$ ($dV=r^2 \sin \theta dr d\theta d\varphi$ — элемент объема), формула для Ω_0 принимает вид

$$\Omega_0 = W \left[\sum_{m,n} a_{mn} \right]^2 / \int_V H(r, \theta, \varphi) G^2(r, \theta, \varphi) dV, \quad (7)$$

где $W = \int_V H(r, \theta, \varphi) dV$ — с точностью до постоянного множителя — определяет ин-

тенсивность помех в фазовом центре антенны. В выражении (7) интегрирование производится по всему пространству источников помех.

По формуле (6) при помощи ЭВМ был произведен расчет Ω_0 для нескольких вариантов плоских антенных решеток. На фиг. 3 приведены результаты расчетов для антенн с $M=N=5$ и $M=7, N=13$. По оси абсцисс отложено безразмерное расстояние $b=r/c$, где $c=(d/2)[(M-1)^2+(N-1)^2]^{1/2}$ — расстояние от центра антенны до наиболее удаленного ее элемента. Номерами 1-4 обозначены варианты сочетаний параметров μ и ν , определяющих характер функций распределения (2), а именно кривые 1 — $\mu=0, \nu=0$, 2 — (1; 1), 3 — (1; 2), 4 — (2; 2). Нижнее семейство кривых описывает антенну меньших размеров.

Аналогичные расчеты были проведены для цилиндрических и сферических антенных решеток. Рабочий сектор антенны образовывался пересечением поверхности цилиндра или сферы плоскостью $z=0$ и составлял угол 120° . Введением комплексных коэффициентов $a_{mn} \exp(ikz_{mn})$ антенна компенсировалась в направлении оси z . Ис-

$=7, N=1$) длиной $L=6d=3\lambda$ при $\mu=0$ (фиг. 1) и $\mu=1$ (фиг. 2). На обоих рисунках цифры 1 соответствуют $r=\infty, 2-r=2L, 3-r=L$. Приведенные графики иллюстрируют характерные особенности поведения $G(r, \theta, \varphi)$ в ближнем поле: расширение основного лепестка диаграммы направленности, снижение осевой чувствительности, относительно слабую зависимость от r боковой чувствительности.

Ухудшение направленности антенны в ближнем поле обычно ассоциируется со снижением их помехоустойчивости. Это обусловлено тем, что для оценки последней в изотропном поле дальних помех часто применяется понятие коэффициента осевой концентрации, связанное с нормированной характеристикой направленности $S(\theta, \varphi)$ известным выражением [1]

$$\Omega_0 = 4\pi \left[\int_0^\pi \int_0^{2\pi} S^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \right]^{-1}. \quad (5)$$

Если формулу (5) применить для оценки помехоустойчивости антенны при любых r , то снижение Ω_0 в ближнем поле помех, связанное с описанным выше ухудшением $S(\theta, \varphi)$, будет весьма ощутимым. Фактически дело обстоит иначе.

Определим эффективный коэффициент осевой концентрации антенны в виде $\Omega_0 = (C/\Pi)_A / (C/\Pi)_0$, где $(C/\Pi)_A$ — отношение мощности сигнала к мощности помех на выходе антенны, $(C/\Pi)_0$ — такое же отношение на выходе центрального ее элемента. Заметим, что Ω_0 переходит в Ω_0 , если поле помех изотропно и образовано наложением некоррелированных между собой плоских волн.

Будем считать, что источники помех одинаковой производительности равномерно распре-

точники помех равномерно располагались на полусфере, опирающейся на плоскость $z=0$ с центром в начале координат. Радиус полусферы изменялся в широких пределах. В результате было установлено, что для цилиндрических и сферических звукопрозрачных антенных решеток величина Ω_0 зависит от r меньше, чем для плоских.

Таким образом, помехоустойчивость аддитивных приемных антенн, сфазированных на направление сигнала, заданного в виде плоской волны, практически не зависит от расстояния до источников помех, если это расстояние превосходит линейные размеры антенн и поле помех имеет изотропный характер вблизи фазового центра антенны. При этом источники помех могут быть распределены непрерывно во всем пространстве, окружающем антенну, исключая только непосредственную ее окрестность.

Если учесть известное совпадение характеристик направленности дискретных и сплошных антенн, которое наблюдается при $d \leq \lambda/2$ и достаточно большом числе элементов, то указанный выше вывод можно распространить также и на сплошные антенны.

Из сказанного также следует, что численная оценка помехоустойчивости антенн величиной коэффициента осевой концентрации, вычисляемого по формуле (5) и применимого, строго говоря, для изотропных помех дальнего поля, может быть распространена и на случай помех ближнего поля, если выполняются оговоренные выше условия.

В заключение отметим, что для рассмотренной модели помех асимптотическая (при больших волновых размерах антенн) оценка помехоустойчивости плоских антенн с постоянной чувствительностью элементов хорошо описывается выражением $\Omega_0 = 8S/\lambda^2$, где S — площадь антенны.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Смарышев М. Д.* Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение, 1973.

Киевский политехнический
институт
им. 50-летия Великой
Октябрьской социалистической
революции

Поступила в редакцию
13.XI.1981