В. І. МАЯЦЬКИЙ

ОЦІНКА НАПРЯМЛЕНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ПРИЙМАЛЬНИХ АНТЕН З ВРАХУВАННЯМ АКУСТИЧНОЇ ВЗАЄМОДІЇ ІХ ЕЛЕМЕНТІВ

При розрахунках напрямленості приймальних антен вважають, що приймачі, які входять до складу антени, акустично не взаємодіють. Таке допущення в деяких випадках може привести до значного розходження між експериментальними і розрахованими характеристиками напрямленості, оскільки кожний приймач антени, коливаючись під впливом прямої звукової хвилі, є повторним пасивним звуковим випромінювачем [1]. Таким чином, кожний приймач антени приймає не лише енергію прямої звукової хвилі, але й енергію хвиль, розсіяних іншими приймачами, і в той же час сам впливає на ці приймачі як повторний випромінювач.

Розглянемо приймальну антену (рис. 1), яка складається з групи n ідентичних приймачів (*Пр*), розміри яких малі порівняно з довжиною хвилі λ, лінійних чотириполюсників з коефіцієнтами передачі Ф, що реалізують заданий амплітудно-фазовий розподіл антени, і підсумовуючого пристрою Σ.

Ненормалізована характеристика напрямленості антени

$$R_{(\vec{l})} = \left| \sum_{i=1}^{n} E_{(\vec{l})_i} \Phi_i \right|, \qquad (1)$$

де $E_{(\vec{l})_i}$ — напруга на виході i-го приймача;

$\vec{l}$ — напрямок приходу прямої звукової хвилі, яка вважається плоскою.

Напруга на виході i-го приймача

$$E_{(\vec{l})_i} = \beta_i V_{(\vec{l})_i}, \qquad (2)$$

де $V_{(\vec{l})_i}$ — коливальна швидкість поверхні i-го приймача;

β_i — коефіцієнт пропорціональності.

Беручи до уваги ідентичність приймачів,

$$\beta_1 = \beta_2 = \ldots = \beta_n = \beta \text{ і } R_{(\vec{l})} = \left| \beta \sum_{i=1}^{n} V_{(\vec{l})_i} \Phi_i \right|. \qquad (3)$$

Для визначення коливальних швидкостей звернемося до еквівалентної схеми i-го приймача антени (рис. 2), де $z_{м_i}$ — механічний опір i-го приймача; z_{e_i} — опір електричної сторони приймача, перерахований в механічне коло; $z_{н_i}$ — власний опір випромінювання i-го приймача; $F_{п_i}$ — сила, з якою діє на i-й приймач пряма звукова хвиля; $F_{р_i}$ — сила, з якою діє на i-й приймач хвиля, розсіяна іншими приймачами.

Із еквівалентної схеми (рис. 2) видно, що

$$V\underset{(l)_i}{\rightarrow} z_{ii} + F_{п_i} + F_{р_i} = 0, \tag{4}$$

де $z_{ii} = z_{м_i} + z_{e_i} + z_{н_i}$ — повний власний опір i-го приймача.

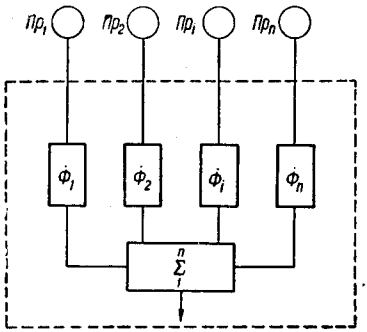

Рис. 1.

Беручи до уваги ідентичність приймачів, одержуємо

$$z_{ii} = z \tag{5}$$

при будь-яких i.

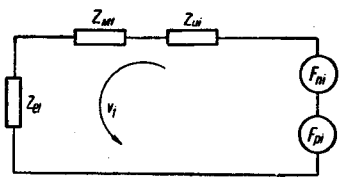

Рис. 2.

Сила, з якою діють на i-й приймач розсіяні звукові хвилі,

$$F_{р_i} = \sum_{m=1\neq i}^{n} F'_{р_{im}} = \sum_{m=1\neq i}^{n} V\underset{(l)_m}{\rightarrow} z_{im}, \tag{6}$$

де $F'_{р_i}$ — сила, з якою діє на i-й приймач хвиля, розсіяна m-м приймачем;

$$z_{im} = \frac{F'_{р_{im}}}{V\underset{(l)_m}{\rightarrow}}. \tag{7}$$

Неважко переконатися, що Z_{im} ($i, m = 1, 2, \ldots, n$) дорівнюють повним взаємним опорам випромінювання перетворювачів, які

працюють синфазно і мають рівні амплітуди коливальних швидкостей. Відомо, що для точкових випромінювачів

$$z_{im} = \frac{\pi \varrho c S^2}{\lambda^2}\left[\frac{\sin\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}{\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|} + j\frac{\cos\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}{\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}\right], \tag{8}$$

де S — площа поверхні приймача;

ϱ — густина середовища;

c — швидкість звука в середовищі;

$\vec{R}_i, \vec{R}_m$ — радіус-вектори, які характеризують положення i-го і m-го приймачів антени в просторі.

Сила, з якою діє на i-й приймач пряма звукова хвиля,

$$F_{\text{п}_i} = pSe^{j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{i}\vec{R}_i}, \tag{9}$$

де p — максимальний тиск у прямій хвилі.

$\|z_{im}\|_1^n$ та $F_{\text{п}_i}(i = 1, 2, \ldots, n)$ будемо вважати заданими. Підставивши (6) в (4), одержимо систему n лінійних алгебраїчних рівнянь з n невідомими $V_{\vec{(i)}_m}$ $(m = 1, 2, \ldots, n)$

$$-F_{\text{п}_i} = \sum_{m=1}^{n} z_{im} V_{\vec{(i)}_m}, \tag{10}$$

$$i = 1\ \ 2, \ldots, n,$$

яку для зручності наступних розрахунків запишемо у вигляді

$$-F_{\text{п}_i} = \frac{\pi \varrho c S^2}{\lambda^2} \sum_{m=1}^{n} z'_{im} V_{\vec{(i)}_m}, \tag{11}$$

де

$$z'_{\substack{im \\ i \neq m}} = \frac{\sin\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}{\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|} + j\frac{\cos\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}{\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|};$$

$$z'_{\substack{im \\ i=m}} = z' = \frac{z\lambda^2}{\pi \varrho c S^2}.$$

Скориставшись (9), (11), згідно з правилом Крамера

$$V_{\vec{(i)}_i} = C\frac{D_{(F)_i}}{D}, \tag{12}$$

де

$$C = \frac{p\lambda^2}{\pi\varrho cS};$$

$$D = \begin{vmatrix} z' & z'_{12} & \dots & z'_{1n} \\ z'_{21} & z' & \dots & z'_{2n} \\ z'_{n1} & z'_{n2} & \dots & z' \end{vmatrix}; \quad D_{(F)_i} =$$

$$= \begin{vmatrix} z' & z'_{12} & \dots & z'_{1i-1} & -e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{l}_1\vec{R}_1} & \dots & z'_{1n} \\ z'_{21} & z' & \dots & z'_{2i-1} & -e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{l}_1\vec{R}_2} & \dots & z'_{2n} \\ z'_{n1} & z'_{n2} & \dots & z'_{ni-1} & -e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{l}_1\vec{R}_n} & \dots & z' \end{vmatrix}.$$

Підставивши (12) в (3), одержимо шуканий вираз для характеристики напрямленості антени з врахуванням акустичної взаємодії приймачів

$$R_{\vec{(l)}} = \left| \beta C \sum_{i=1}^{n} \frac{D_{(F)_i}}{D} \Phi_i \right|. \qquad (13)$$

Якщо $|z_{im}| \ll |z|$,

$$V_{\vec{(l)}_i} \approx \frac{F_{\Pi_i}}{z}.$$

У цьому випадку характеристика напрямленості антени

$$R_{\vec{(l)}} \approx \left| \frac{\beta pS}{z} \sum_{i=1}^{n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{l}_1\vec{R}_i} \Phi_i \right|,$$

що являє собою вираз для ненормалізованої характеристики напрямленості антени, яка складається з n ненапрямлених приймачів.

У тих випадках, коли діапазон робочих частот антени лежить значно нижче резонансної частоти приймачів, ефект акустичної взаємодії приймачів не відчувається. Однак при роботі приймачів на резонансі зміна характеристики напрямленості антени за рахунок взаємного акустичного впливу приймачів може бути значною. Для прикладу зроблені розрахунки характеристик напрямленості

деяких чотириелементних лінійних еквідистантних антен з врахуванням і без врахування взаємодії приймачів.

Відстань між сусідніми приймачами антени, віднесена до довжини хвилі, була прийнята рівною $\frac{d}{\lambda} = 0{,}11$. Вважалося, що приймачі працюють на резонансі. Орієнтуючись на п'єзокерамічні приймачі, величина $Z' = \frac{z\lambda^2}{\pi\varrho c S^2}$ була прийнята рівною 1,8.

Розглянуті такі антени:

а) Антена з максимальним коефіцієнтом концентрації вздовж осі.

Згідно з [2] амплітудно-фазовий розподіл антени з максимальним коефіцієнтом концентрації визначається із системи лінійних алгебраїчних рівнянь

$$\sum_{i=1}^{n} b_{im}\Phi_i = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{l}_0\vec{R}_m}, \quad m=1,\ldots n, \tag{14}$$

де $b_{im} = \frac{\sin\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}{\frac{2\pi}{\lambda}|\vec{R}_i - \vec{R}_m|}$ (для приймачів, розміри яких малі у порівнянні з довжиною хвилі);

$\vec{l}_0$ — одиничний вектор, направлений вздовж осі антени.

Розв'язавши систему рівнянь (14), було одержано амплітудно-фазовий розподіл

$$\Phi_1 = -8{,}1596 + j55{,}1031;$$

$$\Phi_2 = 7{,}4208 - j154{,}3847; \quad \Phi_3 = 7{,}4208 + j154{,}3874; \tag{15}$$

$$\Phi_4 = -8{,}1596 - j55{,}1031.$$

За допомогою (15) по формулі (13) була розрахована характеристика напрямленості антени з максимальним коефіцієнтом концентрації вздовж осі без врахування взаємодії приймачів (рис. 3, крива *1*) і характеристика напрямленості антени з врахуванням взаємного впливу приймачів (рис. 3, крива *2*). Характеристики напрямленості пронормалізовані.

б) Синфазна поздовжньо-напрямлена антена з рівномірним амплітудним розподілом.

Амплітудно-фазовий розподіл антени

$$\Phi_1 = e^{-j6\pi\frac{d}{\lambda}}; \quad \Phi_2 = e^{-j4\pi\frac{d}{\lambda}}; \quad \Phi_3 = e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}}; \quad \Phi_4 = e^{j0}.$$

На рис. 4 наведені нормалізовані характеристики напрямленості антени, визначені без врахування взаємного впливу приймачів (крива *1*) і з врахуванням взаємного впливу (крива *2*).

Розглянуті характерні приклади. Перша антена — наднапрямлена. Вона має максимально можливий коефіцієнт концентрації. Відомо, що така антена дуже критична до розкиду амплітудно-фазового розподілу. Оскільки взаємний вплив приймачів фактично приводить до зміни амплітудно-фазового розподілу антени, то, як це й слід було чекати, характеристики напрямленості *1*, *2* (рис. 3) значно відрізняються одна від одної.

Друга антена належить до класу так званих антен з нормальним збудженням [2]. Вона має мінімально можливу чутливість до

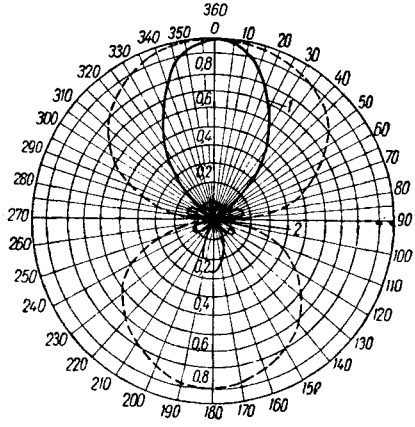

Рис. 3.

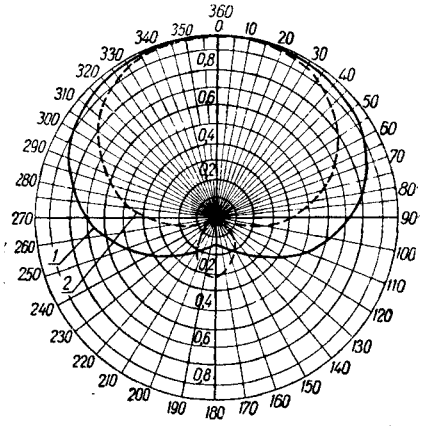

Рис. 4.

змін амплітудно-фазового розподілу. З рис. 4 видно, що за рахунок взаємного впливу приймачів характеристика напрямленості антени навіть трохи поліпшилась. Таким чином, у деяких випадках за рахунок взаємного впливу приймачів може бути поліпшена характеристика напрямленості.

Із розглянутих прикладів видно, що при розрахунках характеристик напрямленості антен, приймачі яких працюють на резонансі, необхідно брати до уваги взаємний вплив приймачів, особливо коли антена наднапрямлена.

ЛІТЕРАТУРА

1. Карновский М. И. Линейная теория акустических резонаторов. 1.— ЖТФ, том XIII, вып. 11—12, 1943.

2. Гильберт Г., Морган С. Расчет оптимальной антенны-решетки при наличии случайных изменений.— Вопросы радиолокационной техники, 1955, № 6, 30.

В. И. МАЯЦКИЙ

ОЦЕНКА НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН С УЧЕТОМ АКУСТИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Краткое содержание

Определена характеристика направленности приемных антенн с учетом акустического взаимодействия приемников. Приведены результаты расчета характеристик направленности сверхнаправленной антенны и синфазной антенны с равномерным амплитудным распределением с учетом и без учета взаимного влияния приемников, работающих на резонансе.

V. I. MAJATSKY

DIRECTIVITY OF ARRAYS WITH ELEMENTS INTERACTION

Summary

Expressions for calculation of patterns accounting the interaction of receiving elements and the patterns of the super-directive array and the array with «normal exitation» with and without taking into consideration the elements interaction are presented in this article.