

КНД МАЛЫХ РАСКРЫВОВ, ВОЗБУЖДЕННЫХ КОЛЕБАНИЯМИ НЕСКОЛЬКИХ ТИПОВ

Антеннам, раскрывы которых возбуждены волнами нескольких типов [1—9], уделяется большое внимание. Ряд таких антенн обладает специальными свойствами. Известны антенны [1—3] с одинаковой шириной диаграммы направленности в E - и H -плоскостях при уровне бокового излучения не более — 20 [3] и — 35 дБ [1, 2] в полосе частот 50 [1] и 25% [3]. Экспериментальные исследования [4] показали, что использование волн нескольких типов в антенне «обратного излучения» дает возможность увеличить ее КНД.

В случае применения фидеров с неоднородностями для питания некоторых апертурных антенн (рупорных, линзовых, рупорно-зеркальных) распределения полей в раскрывах также определяются полями волн нескольких типов. При неблагоприятных амплитудно-фазовых соотношениях между волнами КНД

антенн значительно снижается, а диаграмма направленности искажается [5]. В таких случаях принимаются меры для подавления колебаний нежелательных типов [6] или осуществляется коррекция их амплитуд и фаз [7].

Теоретический анализ антенн с большими раскрытиями, в которых для волн используемых типов выполняется условие $\lambda \ll \ll \lambda_{кр}$, можно найти в [5, 8], однако в этих работах не рассмотрен расчет КНД антенн с малыми раскрытиями; соизмеримыми с длиной волны.

В данной статье приведен теоретический анализ КНД малых раскрытий, возбужденных волнами нескольких типов, а также рассмотрены возможности использования в этом случае расчетных соотношений, полученных для больших раскрытий [5].

Для расчета КНД в направлении нормали к раскрытию воспользуемся известным соотношением [9]:

$$D_n = \frac{4\pi S_p}{\lambda^2} \gamma_n, \quad (1)$$

где λ — рабочая длина волны;

S_p — площадь раскрытия;

γ_n — коэффициент использования площади раскрытия (к. и. п. р.) в направлении нормали к раскрытию.

Коэффициент γ_n представим в виде

$$\gamma_n = \frac{\lambda^2 R \operatorname{Re} \dot{\Pi}_{Rn}}{S_p \operatorname{Re} \int_{S_p} \vec{\Pi}_s \vec{dS}}, \quad (2)$$

где $\vec{\Pi}_s$ — комплексный вектор Умова-Пойнтинга на поверхности раскрытия S_p ;

$\dot{\Pi}_{Rn}$ — модуль комплексного вектора Умова-Пойнтинга на расстоянии R от антенны в направлении нормали к раскрытию.

Раскрыв, возбужденный волнами N типов

Воспользовавшись представлением векторно-скалярного произведения $(\vec{E} \times \vec{H}) \vec{n}$ в декартовой системе координат, получим соотношение для модуля вектора Умова-Пойнтинга, нормального к поверхности раскрытия:

$$\dot{\Pi}_{sn} = \frac{1}{2} (\dot{E}_{sx} \dot{H}_{sy}^* - \dot{E}_{sy} \dot{H}_{sx}^*), \quad (3)$$

$$\text{где } \dot{E}_{sx, sy} = \sum_{i=1}^N \dot{E}_{sxi, syi}, \quad \dot{H}_{sx, sy} = \sum_{i=1}^N \dot{H}_{sxi, syi}, \quad (4)$$

и

$$\dot{\Pi}_{Rn} = \frac{1}{2} (\dot{E}_{Rx} \dot{H}_{Ry}^* - \dot{E}_{Ry} \dot{H}_{Rx}^*), \quad (5)$$

где \dot{E}_{Rx} , \dot{E}_{Ry} , \dot{H}_{Rx} , \dot{H}_{Ry} определим по формуле Кирхгофа [3]:

$$M_R = -j \frac{e^{-jkR}}{2\lambda R} \sum_{i=1}^N (1 + \alpha_i) \int_{S_p} M_{si} ds. \quad (6)$$

Здесь $\alpha_i = \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кpi})^2}$;

M_R — составляющие поля на расстоянии R от раскрыва;

M_{si} — составляющие поля колебаний i -го типа в плоскости раскрыва.

Рассмотрим раскрывы, в которых волны i -го и j -го типов синфазны или противофазны. Подставив (3) и (5) в (2) с учетом (4), (6) и свойства ортогональности функций, описывающих поля волн, возбуждающих раскрыв, получим соотношения для расчета к. и. п. р. в направлении нормали к раскрыву:

$$\nu_1 = \frac{1}{4S_p} \frac{\sum_{m,l=1}^N A_{ml} (1 + \alpha_m) (1 + \alpha_l) / W_l}{\sum_{l=1}^N B_l / W_l}, \quad (7)$$

$$\text{где } A_{ml} = \int_{S_p} E_{sym} ds \int_{S_p} E_{syl} ds + \int_{S_p} E_{sxm} ds \int_{S_p} E_{sxl} ds; \quad (8)$$

$$B_l = \int_{S_p} E_{syl}^2 ds + \int_{S_p} E_{sxl}^2 ds;$$

$$W_l = W_0 / \alpha_l \text{ для волн } H_{mn};$$

$$W_l = W_0 \alpha_l \text{ для волн } E_{mn};$$

W_0 — волновое сопротивление свободного пространства.

Влияние отраженных от раскрыва волн

Представив, согласно [9], составляющие поля волны i -го типа с учетом отражений от раскрыва в виде

$$\dot{E}_{sx\Gamma i} = (1 + \dot{\Gamma}_i) \dot{E}_{sxi}; \quad \dot{E}_{sy\Gamma i} = (1 + \dot{\Gamma}_i) \dot{E}_{syi};$$

$$\dot{H}_{sx\Gamma i} = (1 - \dot{\Gamma}_i) \dot{H}_{sxi}; \quad \dot{H}_{sy\Gamma i} = (1 - \dot{\Gamma}_i) \dot{H}_{syi};$$

где $\dot{\Gamma}_i$ — комплексный коэффициент отражения от раскрыва волны i -го типа;

\dot{E}_{sxi} , \dot{E}_{syi} , \dot{H}_{sxi} , \dot{H}_{syi} — составляющие поля падающей волны i -го типа,

получим соотношение для расчета к. и. п. р. в направлении нормали к раскрыву с учетом отражений от раскрыва используемых волн:

$$v_2^1 = \frac{1}{4S_p} \frac{\sum_{m,l=1}^N A_{ml} (1 + \alpha_m)(1 + \alpha_l)(1 + \Gamma_m) (1 - \Gamma_l^*) / W_l}{\sum_{l=1}^N B_l (1 + \Gamma_l) (1 - \Gamma_l^*) / W_l}. \quad (9)$$

Если представить коэффициент отражения в виде

$$\Gamma_m \approx \frac{1 - \alpha_m}{1 + \alpha_m} [9],$$

тогда из (9) получаем

$$v_2 = \frac{1}{4S_p} \frac{\sum_{m,l=1}^N A_{ml} / W_l}{\sum_{l=1}^N B_l / (1 + \alpha_l)^2 W_l}. \quad (10)$$

Раскрывы, возбужденные волнами H_{11} , H_{12} и H_{10} , H_{30}

В коробчатых рупорах, антеннах «обратного излучения» [4], рупорах специальной конструкции [2] и ряде других антенн с круглыми (прямоугольными) раскрывами используются волны H_{11} , H_{12} (H_{10} , H_{30}). Найдем формулы для расчета к. и. п. р. таких антенн.

Предположим, что поля в круглом (прямоугольном) раскрыве антенны равны невозмущенным полям в бесконечном круглом (прямоугольном) волноводе и используя соотношения (8); вычислим коэффициенты A_{ml} , B_l ($m, l=1, 2$) для круглого и прямоугольного раскрывов, возбужденных соответственно волнами H_{11} , H_{12} и H_{10} , H_{30} .

Если отражения от раскрыва не учитывать, то для волн H_{11} , H_{12} из (7) получим расчетную формулу

$$v_{11} = \frac{a_1 (1 + \alpha_1)^2 \alpha_1 + b (1 + \alpha_1)(1 + \alpha_2)(\alpha_1 + \alpha_2) k + a_2 (1 + \alpha_2)^2 \alpha_2 k^2}{c_1 \alpha_1 + c_2 \alpha_2 k^2}, \quad (11)$$

где
$$a_l = \frac{J_1^2(\mu_{1l})}{\mu_{1l}^2}; \quad b = \frac{J_1(\mu_{11}) J_1(\mu_{12})}{\mu_{11} \mu_{12}};$$

$$c_l = 2 \left(1 - \frac{1}{\mu_{1l}^2} \right) J_1^2(\mu_{1l});$$

$$k = A_{12} / A_{11};$$

J_m — функция Бесселя m -го порядка;
 μ_{11}, μ_{12} — корни производной J_1' ;
 A_{12}, A_{11} — амплитуды волн H_{12}, H_{11} .
 Для волн H_{10}, H_{30} из (7) следует

$$v_{12} = \frac{2}{9\pi^2} \frac{9(1 + \alpha_1)^2 \alpha_1 - 3(\alpha_1 + \alpha_2)(1 + \alpha_1)(1 + \alpha_2)k + (1 + \alpha_2)^2 \alpha_2 k^2}{\alpha_1 + \alpha_2 k^2}, \quad (12)$$

где $k = A_{30}/A_{10}$, A_{30}, A_{10} — амплитуды H_{30} и H_{10} .

С учетом отражений от раскрыва получим из (10) для раскрыва, возбужденного волнами H_{11}, H_{12} , расчетную формулу

$$v_{21} = \frac{a_1 \alpha_1 + b(\alpha_1 + \alpha_2)k + a_2 \alpha_2 k^2}{c_1 \alpha_1 / (1 + \alpha_1)^2 + c_2 \alpha_2 k^2 / (1 + \alpha_2)^2}, \quad (13)$$

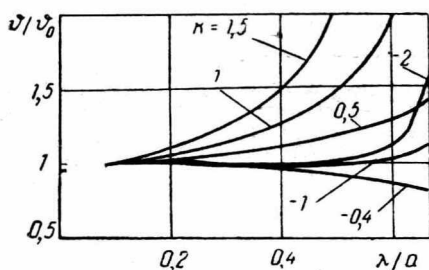


Рис. 1.

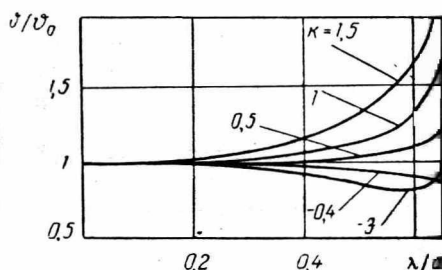


Рис. 2.

а для раскрыва, возбужденного волнами H_{10}, H_{30} :

$$v_{22} = \frac{2}{9\pi^2} \frac{9\alpha_1 - 3(\alpha_1 + \alpha_2)k + \alpha_2 k^2}{\alpha_1 / (1 + \alpha_1)^2 + \alpha_2 k^2 / (1 + \alpha_2)^2}. \quad (14)$$

Воспользовавшись формулами (12), (14), исследуем поведение к. и. п. р. прямоугольного раскрыва, возбужденного волнами H_{10}, H_{30} , при изменении размеров раскрыва. На рис. 1 представлены графики зависимостей v/v_0 от λ/a при различных отношениях k амплитуд волн H_{30} и H_{10} . Величина v_0 — к. и. п. р. большого раскрыва, в котором для волн используемых типов выполняется условие $\lambda \ll \lambda_{кр}$, a — размер большей стороны прямоугольного раскрыва. Графики тех же зависимостей с учетом отражения от раскрыва используемых волн представлены на рис. 2.

Отражения от раскрыва волн H_{10}, H_{30} приводят к уменьшению КНД и к. и. п. р. (рис. 2).

При отношениях амплитуд волн H_{10}, H_{30} , близких к оптимальному для больших раскрывов ($k_{опт} = -0,4$) [5], в значительной области изменения λ/a значение отношения v/v_0 близко к единице (рис. 1, 2). При таких k и λ/a возможно использование

расчетных соотношений и графиков, полученных для больших раскрывов [5]. В других случаях следует пользоваться формулами (12), (14) или, определив значения КНД, к. и. п. р. по формулам для больших раскрывов, ввести поправку, пользуясь полученными графиками (рис. 1, 2).

ЛИТЕРАТУРА

1. Kolettis N. A. Wideband antenna feed a dielectric loaded hybrid mode conical horn. G-AP Int. Symp., Columbus, Ohio, 1970, Programm and dig., New York, N. Y., 1970, p. 393—399.
2. Tanaka M., Kaneko K., Kamimura M. Electromagnetic horn antenna. Пат. США, кл. 343-786, № 3 530 481, 11.12.67, опубли. 22.09.70, приоритет 9.01.67, Япония.
3. Sato H. T. Dielectric-loaded horn antenna. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1972, AP-20, № 2, p. 199—201.
4. Дорохов А. П., Марчук В. С. Использование волн высших типов в антенне обратного излучения. — Сб. «Радиотехника». Вып. 27. Харьков, 1973, с. 57—60.
5. Дорохов А. П., Марчук В. С. Влияние волн высших типов на к. н. д. апертурных антенн. — Сб. «Радиотехника». Вып. 27. Харьков, 1973, с. 132—137.
6. Breithaupt R. Control of undesirable higher order modes excited at a conicalhorn mouth. — «Electronic Letters», 1966, 2, № 2, p. 62—63.
7. Gerdine M., Lenzing H. Reduction of delay distortion in a horn-reflector antenna system employing overmoded-waveguide feeder. IEEE Trans. Commun. Techn., 1970, vol. 18, № 1, p. 21—26.
8. Lenzing H. Higher order modes in large-aperture receiving antennas. IEEE Trans. Commun. Techn., 18, № 1, p. 83—84.
9. Фрадин А. З. Антенны сверхвысоких частот. М., «Советское радио», 1957, 646 с.