

УДК 621.391

Н. Н. Горобец

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ЭФФЕКТОВ
В ЭЛЕКТРОДИНАМИКЕ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Решение задачи электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) различных частотных диапазонов и различного функционального назначения методами и средствами антенной техники обычно сводится к синтезу антенн с повышенной помехозащищенностью путем минимизации бокового и заднего излучения либо во всем пространстве, либо в определенном секторе углов [1]. Такой подход принципиально затруднителен в том случае, когда приемо-передающие антенны РЭС

расположены в ближней зоне друг друга. (Такая ситуация возникает на практике, например, при обеспечении внутриобъектовой межсистемной ЭМС РЭС летательных аппаратов и транспортных средств). Действительно, как хорошо известно, в ближней зоне антенн нули диаграммы направленности (ДН) “заплывают”. Иными словами, уровни поля в направлениях, соответствующих нулям ДН антенны в ее дальней зоне, сравнимы с уровнем поля в любом направлении, в том числе и в направлении главного максимума ДН. Непосредственно вблизи антенны пространственное распределение поля близко к амплитудному распределению источников поля на самой антенне, или в излучающем раскрытии. Кроме того, даже если расстояние между антеннами достаточно для формирования глубоких нулей ДН, обычно в синтезированной антенне необходимо обеспечить весьма сложные амплитудные и фазовые распределения источников поля на антенне, которые к тому же трудно поддерживать с обычно требуемой высокой точностью в рабочей полосе частот.

Целью настоящей статьи является анализ мало изученных возможностей решения задач межсистемной ЭМС РЭС за счет поляризационных эффектов электромагнитного поля (ЭМП).

Как известно [2], эффекты преобразования состояния поляризации электромагнитной волны, обусловленные различием граничных условий электродинамики для двух ортогональных компонент ЭМП при излучении, приеме и дифракции и особенностями взаимодействия волны с веществом в процессе распространения, могут быть использованы для решения задач ЭМС РЭС. Выделение полезного сигнала на фоне мешающих отражений от окружающих антенну устройств, объекта, поверхности Земли и водной поверхности, гидрометеоров, ложных целей и т. п., а также активных помех, по различию в их поляризационной структуре называют поляризационной селекцией. Если поляризационные характеристики сигнала и помехи отличаются, методы поляризационной селекции и поляризационно-адаптивного приема, использование высокоизбирательных поляризационных фильтров позволяют обеспечить отстройку от помех, приходящих даже по главному лепестку ДН, в том числе и по направлению ее главного максимума, следовательно, и решить проблемы ЭМС РЭС.

Наиболее просто приближенно задача решается в случае антенн с линейной поляризацией, когда изменение уровня сигнала за счет рассогласования поляризации оценивается функциональной зависимостью $20 \lg \cos \vartheta$, где ϑ — угол между плоскостями поляризации [2, с. 206]. В [2] отмечается, что хотя теоретически развязка между антеннами в этом случае может быть сколь угодно большой, на практике в силу разных причин, в том числе малой вероятности перпендикулярности плоскостей

поляризации, мешающий сигнал редко удается подавить больше, чем на 20 дБ. В случае же СВЧ радиорелейных линий, отличающихся высоким качеством антенн, обеспечивается поляризационная развязка от 25 до 30 дБ.

Рассмотрим поляризационную селекцию волн в общем случае произвольной поляризации приемной антенны и падающей на нее электромагнитной волны. Количественно это явление описывается выражением для активной мощности на выходе приемной антенны

$$P_{пр} = \frac{\lambda^2}{4\pi} S \xi_A \xi_n G_m \Phi(\theta, \varphi). \quad (1)$$

Здесь S — плотность потока мощности полного поля в точке приема, то есть сумма плотностей потоков мощностей электромагнитной волны по двум ортогональным компонентам ЭМП (в ортогональном линейно-, круго- или эллиптическиполяризованном базисе):

$$S = S_{\theta}^{\perp} + S_{\varphi}^{\perp} = S_{лев}^{\kappa} + S_{пр}^{\kappa} = S_{лев}^{\varepsilon} + S_{пр}^{\varepsilon}; \quad (2)$$

$$\xi_A = 4R_A R_{\varphi} / |Z_A + Z_{\varphi}|^2 - \quad (3)$$

— коэффициент согласования антенны с приемным фидерным трактом;

ξ_n — коэффициент согласования поляризации приемной и передающей антенн; G_m — коэффициент усиления (КУ) приемной антенны (по полному полю) в направлении главного максимума ее ДН:

$$G_m = G_{m\theta}^{\perp} + G_{m\varphi}^{\perp} = G_{mлев}^{\kappa} + G_{mпр}^{\kappa} = G_{mлев}^{\varepsilon} + G_{mпр}^{\varepsilon}; \quad (4)$$

$\Phi(\theta, \varphi)$ — нормированная к единице ДН приемной антенны по мощности полного поля:

$$\begin{aligned} \Phi(\theta, \varphi) &= \frac{1}{\Phi_m^{\perp}} \left[\Phi_{\theta}^{\perp}(\theta, \varphi) + \Phi_{\varphi}^{\perp}(\theta, \varphi) \right] = \\ &= \frac{1}{\Phi_m^{\kappa}} \left[\Phi_{лев}^{\kappa}(\theta, \varphi) + \Phi_{пр}^{\kappa}(\theta, \varphi) \right] = \frac{1}{\Phi_m^{\varepsilon}} \left[\Phi_{лев}^{\varepsilon}(\theta, \varphi) + \Phi_{пр}^{\varepsilon}(\theta, \varphi) \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Коэффициент согласования поляризации (КСП) антенн определяется поляризационными характеристиками излучения обеих антенн в направлении приема. Если эти характеристики определены через обычно измеряемые

на практике величины — коэффициент эллиптичности r и угол ориентации β поляризационного эллипса и направление вращения векторов поля, — то КСП имеет вид [3]:

$$\xi_{\Pi} = 0,5 \left[1 \pm \frac{2r_1}{1+r_1^2} \frac{2r_2}{1+r_2^2} + \frac{1-r_1^2}{1+r_1^2} \frac{1-r_2^2}{1+r_2^2} \cos 2(\beta_2 - \beta_1) \right]. \quad (6)$$

Здесь индексы 1, 2 соответствуют поляризационным характеристикам передающей и приемной антенн соответственно, знак “+” берется при одинаковом, “—” — при встречном направлении вращения векторов поля.

Из (1) видно, что полная развязка между передающей и приемной антеннами ($P_{\Pi\rho} = 0$) обеспечивается в двух случаях: когда направлению приема соответствует нуль ДН приемной антенны $\Phi(\theta_{\Pi\rho}, \varphi_{\Pi\rho}) = 0$ (пространственная селекция); когда поляризация поля приемной антенны в направлении приема ортогональна поляризации падающей волны, то есть поляризации излучения передающей антенны в направлении приема и $\xi_{\Pi}(\theta_{\Pi\rho}, \varphi_{\Pi\rho}) = 0$ (поляризационная селекция).

При линейной поляризации обеих антенн, как следует из (6), полная развязка обеспечивается в случае, когда плоскости поляризации приемной и передающей антенн взаимно перпендикулярны, при круговой — когда направления вращения векторов поля противоположны, при эллиптической — когда коэффициенты эллиптичности одинаковы, ориентации больших осей поляризационных эллипсов ортогональны, а направления вращения векторов поля противоположны.

В частном случае линейной поляризации одной из антенн, например передающей, $r_1 = 0$ и КСП равен

$$\xi_{\Pi} = 0,5 \left[1 + \frac{1-r_2^2}{1+r_2^2} \cos 2(\beta_2 - \beta_1) \right]. \quad (7)$$

Видно, что в этом случае КСП не зависит от направления вращения векторов поля при круговой или эллиптической поляризации приемной антенны, а определяется значением коэффициента эллиптичности и разности углов между ориентацией плоскости поляризации линейнополяризованной антенны и ориентацией большей оси поляризационного эллипса излучения приемной антенны. Отметим, что уравнение (7) есть уравнение гантельной кривой, обычно наблюдаемой при измерении поляризационных характеристик электромагнитной волны методом вращающейся линейнополяризованной антенны. При круговой поляризации второй антенны КСП $\xi_{\Pi} = -3$ дБ независимо от ориентации плоскости поляризации излучения первой антенны.

На рис. 1, а представлена зависимость КСП от r_2 (в логарифмическом масштабе) при изменении разности углов ориентации $\beta_2 - \beta_1$ от 0 до 90°, а на рис. 1, б — зависимость КСП от $\beta_2 - \beta_1$ при изменении r_2 от единицы до нуля, то есть при изменении состояния поляризации от круговой до линейной. Видно, что для обеспечения высоких значений развязки и коэффициент эллиптичности, и угол ориентации поляризационного эллипса должны быть реализованы с высокой точностью. Собственно, именно это обстоятельство и приводит к отмеченному выше замечанию в [2] об ограничении уровня подавления поля величиной порядка — 20 дБ.

Если поляризация передающей антенны круговая ($r_1 = 1$), то КСП равен

$$\xi_n = 0,5 \left(1 \pm \frac{2r_2}{1+r_2^2} \right). \quad (8)$$

Зависимость КСП от r_2 , приведенная на рис. 2, также характеризуется большим градиентом в области высоких значений коэффициента подавления мешающего ЭМП.

При решении проблем ЭМС на этапе проектирования РЭС коэффициент согласования поляризации удобнее использовать в записи через комплексные поляризационные отношения (фазоры) ортогональных линейнополяризованных компонент

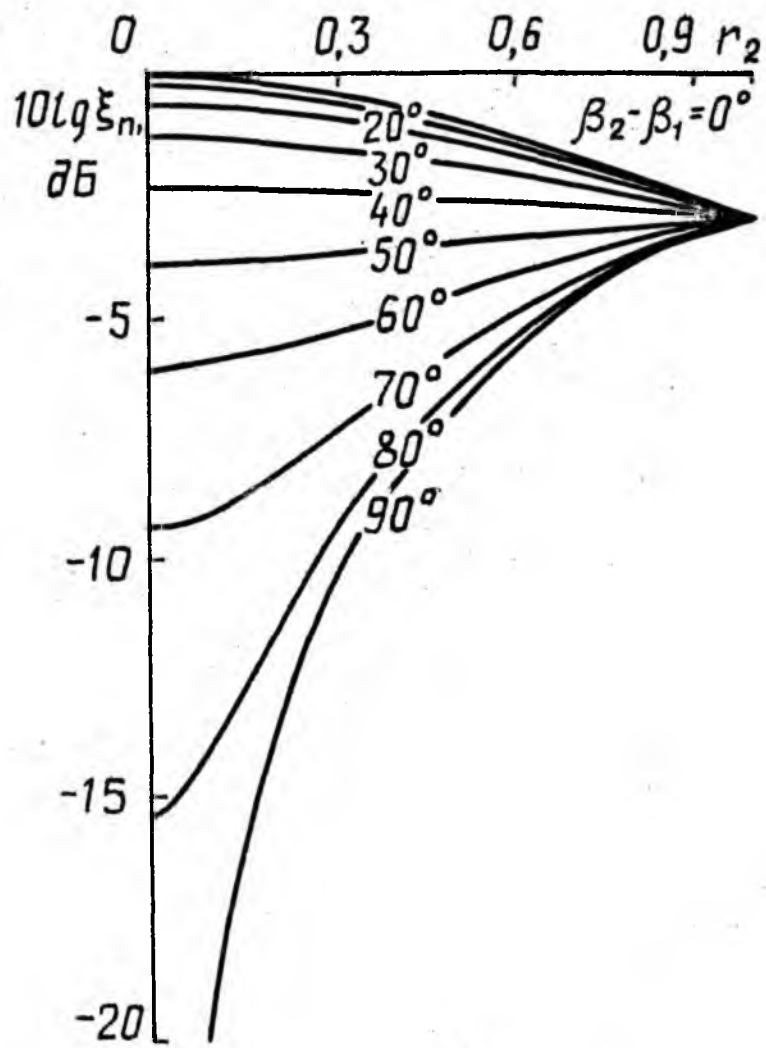
$$\rho(\theta, \varphi) = E_\varphi(\theta, \varphi) / E_\theta(\theta, \varphi) \quad (9)$$

полей излучения передающей и приемной антенн в направлении приема [4]:

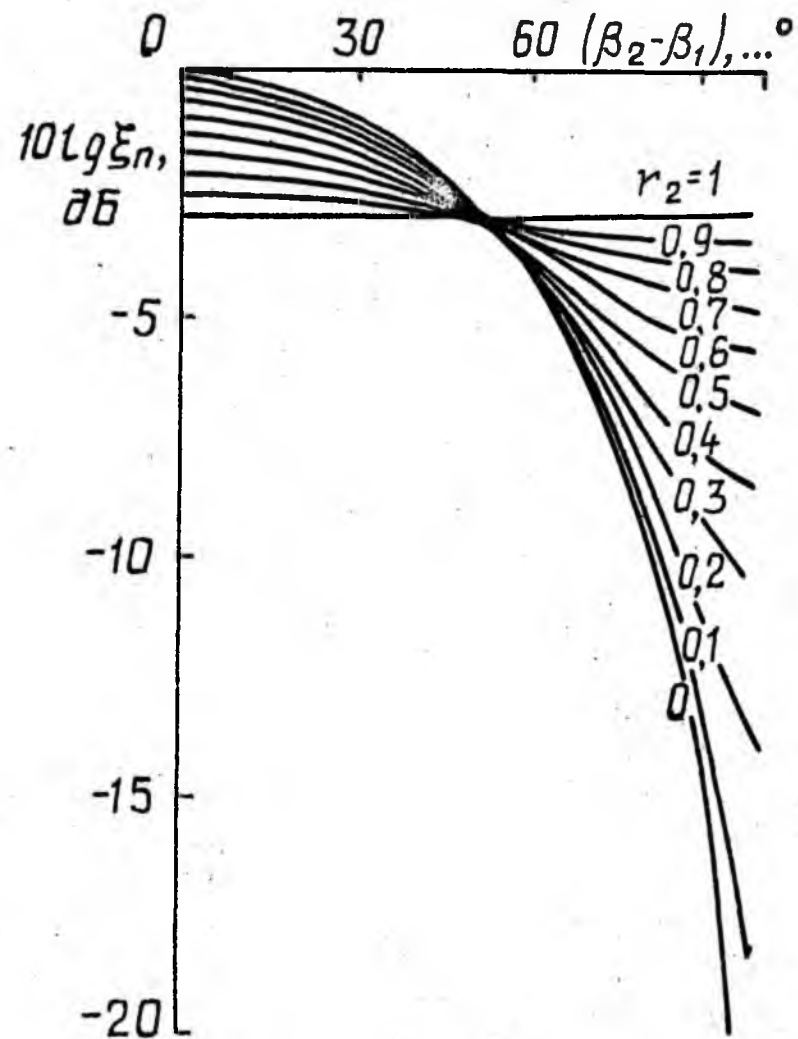
$$\xi_n = |1 + \dot{\rho}_1 \dot{\rho}_2| / ((1 + |\dot{\rho}_1|^2)(1 + |\dot{\rho}_2|^2)), \quad (10)$$

или с учетом модулей $|\dot{\rho}_{1,2}|$ и аргументов $\psi_{1,2}$ поляризационных отношений

$$\xi_n = \frac{1 + |\dot{\rho}_1|^2 |\dot{\rho}_2|^2 + 2 |\dot{\rho}_1| |\dot{\rho}_2| \cos(\psi_1 + \psi_2)}{(1 + |\dot{\rho}_1|^2)(1 + |\dot{\rho}_2|^2)} \quad (11)$$



а



б

Рис. 1. Зависимость КСП от r_2 (а) и от $\beta_2 - \beta_1$ (б)

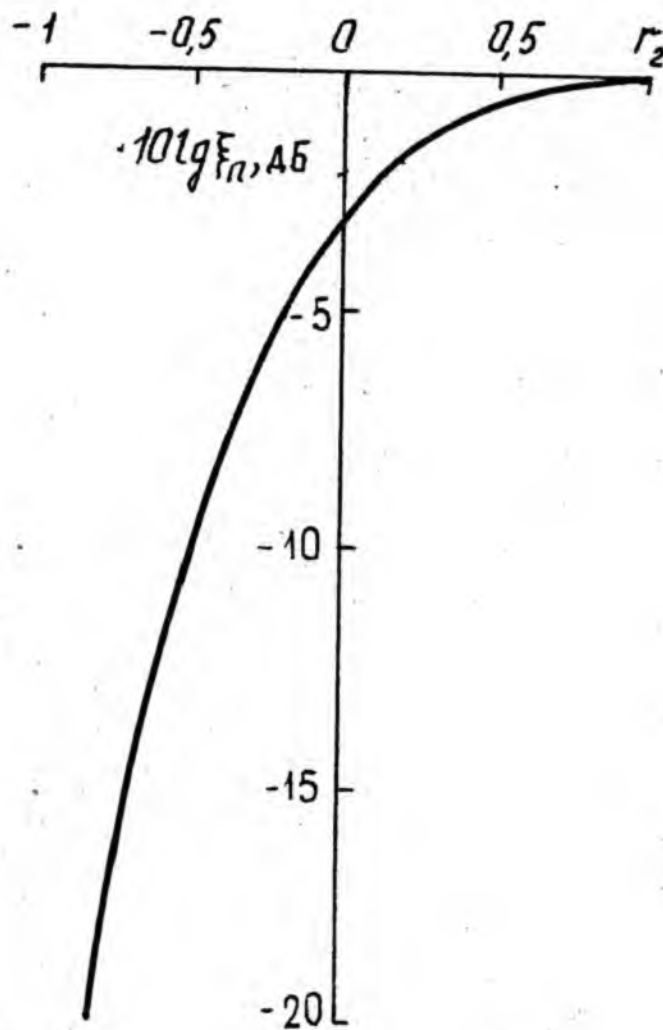


Рис. 2. Зависимость КСП от Γ_2

При записи компонент ЭМП в ортогональном кругополяризованном базисе КСП ξ_n определяется через комплексные поляризационные отношения $\dot{q}_{1,2}$ кругополяризованных компонент

$$\dot{q}(\theta, \varphi) = \dot{E}_n(\theta, \varphi) / \dot{E}_n(\theta, \varphi) \quad (12)$$

приемной антенны и падающего на нее поля

$$\xi_n = |1 + \dot{q}_1 \dot{q}_2|^2 / (1 + |\dot{q}_1|^2)(1 + |\dot{q}_2|^2). \quad (13)$$

Таким образом, принцип пространственно-поляризационной селекции сводится к тому, что при известных поляризационных характеристиках, диапазонах частот и направлениях прихода электромагнитных волн от работающих РЭС и других помех необходимо обеспечить поляризацию приемной антенны в этих направлениях, ортогональную поляризации приходящего ЭМП. Подчеркнем, что обеспечить требуемые поляризационные характеристики ЭМП в любом направлении, не накладывая особых ограничений на форму ДН, технически достаточно просто, так как поляризационные характеристики излучения антенны определяются не формой ее ДН, а отношением ее ДН по двум ортогональным компонентам ЭМП [5].

Рассмотрим подробнее вопросы расчета поляризационных характеристик антенн. Зависимость поляризационных характеристик ЭМП (коэффициента эллиптичности и угла ориентации поляризационного эллипса и направления вращения векторов поля) от направления на точку наблюдения в дальней зоне антенны обычно называют ее поляризационной диаграммой направленности (ПДН). Для расчета ПДН антенны на рабочих и нерабочих частотах необходимо знать тип антенны, амплитудно-фазовое распределение (АФР) источников поля на антенне для двух ортогональных компонент ЭМП, комплексное отношение амплитуд этих компонент в той точке антенны, относительно которой нормируется амплитудное и фазовое распределение на соответствующих частотах, и наконец, размеры и форму излучающего раскрытия антенны. ПДН антенны в самом общем случае в теоретических расчетах при решении задач ЭМС РЭС на этапе проектирования удобно описывать комплексным поляризационным отношением (9), причем коэффициент эллиптичности и угол ориентации поляризационного эллипса определяются через модуль и аргумент поляризационного отношения следующими соотношениями:

$$r = \left| \frac{1 + |\dot{\rho}|^2}{2|\dot{\rho}| \sin \psi} - \sqrt{\left(\frac{1 + |\dot{\rho}|^2}{2|\dot{\rho}| \sin \psi} \right)^2 - 1} \right|^{\pm 1} ; \quad (14)$$

$$\beta = -\frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2|\dot{\rho}| \cos \psi}{|\dot{\rho}|^2 - 1} . \quad (15)$$

Знак “+” или “-” в показателе степени в (14) выбирается из условия $r \leq 1$ (в соответствии с принятым определением коэффициента

эллиптичности как отношения меньшей полуоси поляризации эллипса к большей). Направление вращения векторов поля определяется знаком разности фаз ψ ортогональных компонент поля.

Условия настройки на круговую поляризацию ($r = 1$) излучения в любом требуемом направлении, что часто важно для практики, сводятся к требованию обеспечения равенства амплитуд ортогональных компонент ЭМП и разности их фаз на $\pm \pi/2$ в этом направлении, условия обеспечения линейной поляризации — к обеспечению синфазности (противофазности) ортогональных компонент.

Если ортогональные компоненты поля сдвинуты по фазе на $\pm \pi/2$, то коэффициент эллиптичности определяется соотношением

$$r = |\dot{\rho}|^{\pm 1}, \quad (16)$$

а угол ориентации равен 0 или 90° . Если же амплитуды ортогональных компонент равны друг другу, то есть $|\dot{\rho}| = 1$, то

$$r = \left| \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} \right|^{\pm 1}, \quad (17)$$

а угол ориентации равен $+45^\circ$ или -45° .

Ортогональные компоненты вектора напряженности электрического поля определяются через известные векторы плотностей электрических и магнитных токов $\vec{j}^{\text{э}}$ и $\vec{j}^{\text{м}}$ источников по формуле векторизованного интеграла Кирхгофа

$$\vec{E} = \frac{i\kappa\psi(R)}{4\pi} \int_V \left\{ W_0 [\vec{R}^0 [\vec{R}^0 \vec{j}^{\text{э}}]] + [\vec{R}^0 \vec{j}^{\text{м}}] \right\} e^{i\kappa \vec{r}_V \cdot \vec{R}^0} dV, \quad (18)$$

где $\kappa = 2\pi/\lambda$; $\psi(R) = e^{-i\kappa R}/R$; $W_0 = 120\pi \text{ Ом}$; \vec{R}^0 — орт направления на точку наблюдения; \vec{r}_V — радиус-вектор (полярная координата) источников поля, по которым производится интегрирование.

В частном случае, когда ЭМП возбуждается только электрическими токами, а магнитные токи в (18) равны нулю, то есть в случае системы двух или трех линейных вибраторных, проволочных спиральных, зигзагообразных и т. п. антенн, разложим $\vec{j}^{\text{э}}$ по ортам прямоугольной системы координат

$$\vec{j}^3 = \vec{x}^0 j_x^3 + \vec{y}^0 j_y^3 + \vec{z}^0 j_z^3. \quad (19)$$

Далее разложим орты \vec{x}^0 , \vec{y}^0 и \vec{z}^0 по ортам сферической системы координат в точке наблюдения и вычислим векторные произведения $[\vec{R}^0 \vec{j}^3]$ и $[\vec{R}^0 [\vec{R}^0 \vec{j}^3]]$. Подставив результат в (18), получим ортогональные компоненты поля в дальней зоне. Введем амплитудно-фазовые распределения источников

$$A_x(x, y, z) = j_x^3(x, y, z) / j_{x0}^3; \quad A_y(x, y, z) = j_y^3(x, y, z) / j_{y0}^3; \quad (20)$$

$$A_z(x, y, z) = j_z^3(x, y, z) / j_{z0}^3$$

и комплексные множители системы излучателей по каждой из ортогональных компонент поля в излучающем объеме

$$f_{cx}(\theta, \varphi) = \int_V A_x(x, y, z) e^{ik\vec{r}_V \cdot \vec{R}^0} dV;$$

$$f_{cy}(\theta, \varphi) = \int_V A_y(x, y, z) e^{ik\vec{r}_V \cdot \vec{R}^0} dV; \quad (21)$$

$$f_{cz}(\theta, \varphi) = \int_V A_z(x, y, z) e^{ik\vec{r}_V \cdot \vec{R}^0} dV.$$

Полученные выражения позволяют рассчитать амплитудные и фазовые ДН антенны по ортогональным компонентам и полному полю. Пространственные поляризационные характеристики — коэффициент эллиптичности и угол ориентации поляризационного эллипса, а также направление вращения векторов поля определяются соотношениями (14)—(15).

Поляризационное отношение в рассматриваемом случае равно

$$\rho(\theta, \varphi) = - \left[f_{cx}(\theta, \varphi) \sin \varphi - (j_{y0}^3 / j_{x0}^3) f_{cy}(\theta, \varphi) \cos \varphi \right] \left[f_{cx}(\theta, \varphi) \cos \theta \cos \varphi + \right. \\ \left. + (j_{y0}^3 / j_{x0}^3) f_{cy}(\theta, \varphi) \cos \theta \sin \varphi - (j_{z0}^3 / j_{x0}^3) f_{cz}(\theta, \varphi) \sin \theta \right]^{-1}. \quad (22)$$

Если токи распределены на плоскости и $j_z^3 = 0$, то (22) упрощается

$$\dot{\rho}(\theta, \varphi) = -\frac{1}{\cos \theta} \frac{j_{cx}(\theta, \varphi) \sin \varphi - \dot{\rho}_0 j_{cy}(\theta, \varphi) \cos \varphi}{j_{cx}(\theta, \varphi) \cos \varphi + \dot{\rho}_0 j_{cy}(\theta, \varphi) \sin \varphi}, \quad (23)$$

где $\dot{\rho}_0 = j_{y0}^3 / j_{x0}^3$ — поляризационное отношение в начале координат (обычно в середине раскрыва антенны), определяющее поляризационные характеристики поля в этой точке.

Таким образом, в случае плоских антенн, возбуждаемых электрическими токами, ПДН определяется произведением двух функций, первая из которых

$$\dot{\rho}_d(\theta) = \frac{1}{\cos \theta} \quad (24)$$

представляет собой ПДН элементарного излучателя в виде двух ортогональных диполей Герца, возбуждаемых в квадратуре, а вторая —

$$\dot{\rho}_c(\theta, \varphi) = -\frac{j_{cx}(\theta, \varphi) \sin \varphi - \dot{\rho}_0 j_{cy}(\theta, \varphi) \cos \varphi}{j_{cx}(\theta, \varphi) \cos \varphi - \dot{\rho}_0 j_{cy}(\theta, \varphi) \sin \varphi}, \quad (25)$$

зависящая от направленных свойств антенны по каждой из ортогональных линейнополяризованных компонент поля и поляризации волны в начале координат, имеет физический смысл комплексного поляризационного множителя системы однородных излучателей с произвольной эллиптической поляризацией. Полученный вывод представляет собой правило перемножения поляризационных диаграмм направленности системы излучателей с произвольной поляризацией, аналогичное правилу перемножения диаграмм направленности [6]. Такой же результат получается в случае, когда антенна возбуждается только магнитными токами (например для щелевых антенн).

Для апертурных антенн волноводного, рупорного, зеркального, линзового и т. п. типов с плоским излучающим раскрывом поляризационное отношение равно

$$\dot{\rho}(\theta, \varphi) = -\frac{\frac{W_0}{W_s} + \cos \theta}{\frac{W_0}{W_s} \cos \theta + 1} \frac{j_{cx}(\theta, \varphi) \sin \varphi - \dot{\rho}_0 j_{cy}(\theta, \varphi) \cos \varphi}{j_{cx}(\theta, \varphi) \cos \varphi + \dot{\rho}_0 j_{cy}(\theta, \varphi) \sin \varphi}, \quad (26)$$

где $\dot{\rho}_0 = E_{y0} / E_{x0}$ — поляризационное отношение поля в середине

излучающего раскрыва; W_s — волновое сопротивление раскрыва; $f_{cx}(\theta, \varphi)$, $f_{cy}(\theta, \varphi)$ — комплексные множители системы излучателей, определенные по ортогональным компонентам электрического вектора поля в раскрыве.

Первый сомножитель в (26) представляет собой ПДН кругополяризованного элементарного апертурного излучателя (излучателя Гюйгенса), второй — комплексный поляризационный множитель системы излучателей с произвольной эллиптической поляризацией. Отметим, что ПДН элементарных кругополяризованных излучателей осесимметричны.

Из анализа (23) и (26) следует, что ПДН кругополяризованного излучателя Гюйгенса существенно шире ПДН кругополяризованного крестообразного диноля Герца (вibratorного или щелевого), и что ПДН волноводных, рупорных, зеркальных, линзовых антенн с плоским раскрывом, возбуждаемых одновременно и электрическим, и магнитным токами (полями), то есть набегающей на раскрыв электромагнитной волной, существенно шире ПДН кругополяризованных vibratorных или щелевых антенн, возбуждаемых либо только электрическими, либо только магнитными токами [6. 7]. Более того, в случае согласованного со свободным пространством излучателя Гюйгенса, что выполняется для антенн с достаточно большими электрическими размерами излучающего раскрыва, его ПДН изотропна, а при $|f_{cx}(\theta, \varphi)| = |f_{cy}(\theta, \varphi)|$, как легко видеть из (26), обеспечивается изотропная ПДН антенн апертурного типа.

Рассмотрим особенности ПДН апертурных антенн с различными АФР ортогональных компонент поля в раскрыве. На рис. 3 приведена зависимость коэффициента эллиптичности от обобщенной угловой координаты $\pi \frac{L}{\lambda} \sin \theta$ для излучения пирамидальной рупорной антенны. В расчетах фазовое распределение поля в раскрыве принято постоянным, амплитудное — постоянным по одной компоненте и спадающим до нуля по косинусоидальному закону — по второй. Знаками “+” и “—” отмечены направления вращения векторов поля в соответствующих областях наблюдения. Угол ориентации поляризационного эллипса изменяется скачком на 90° в точках перепада состояния поляризации через круговую. Из рис. 3 видно, что в разных направлениях и в разных точках пространства возможна любая поляризация излучения. Видно также, что незначительным изменением размеров антенны или амплитудных распределений компонент поля в раскрыве можно обеспечить практически любую поляризацию излучения в области боковых лепестков ДН.

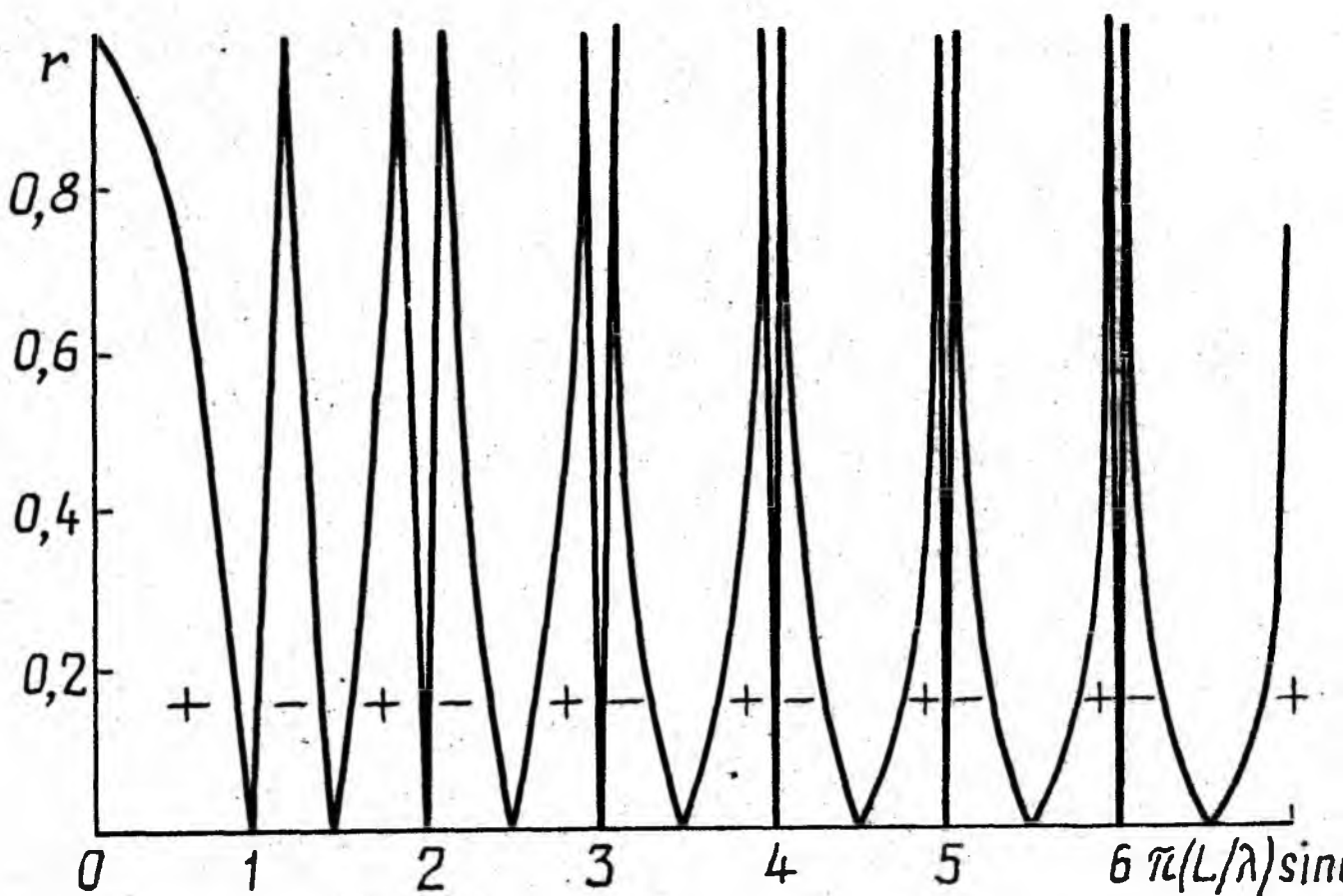


Рис. 3. Зависимость коэффициента эллиптичности от обобщенной угловой координаты $\pi \frac{L}{\lambda} \sin \theta$ для излучения пирамидальной рупорной антенны

Боковые лепестки ПДН антенны существенно уже главного лепестка ПДН и ДН и боковых лепестков ДН, поэтому можно незначительным изменением ориентации приемной антенны существенно изменить ее поляризационные характеристики в заданном направлении и таким путем обеспечить поляризационную развязку приемной и передающей антенн.

Анализ показывает [7], что ПДН антенн с линейным фазовым распределением качественно такие же, как и синфазных антенн, однако величина коэффициента эллиптичности в главном максимуме ДН изменяется пропорционально косинусу угла его поворота. Квадратичные фазовые распределения приводят к расширению ПДН, причем характерно вращение поляризационного эллипса в зависимости от угловых координат точек наблюдения.

Поляризационные характеристики излучения антенны существенно зависят от частоты, что позволяет решать проблемы ЭМС РЭС не только методами пространственной, но и частотно-поляризационной селекции.

При работе в некотором секторе углов КСП зависит от градиента поляризационных характеристик и приемной, и передающей РЭС в этом секторе углов. Это замечание справедливо и для оценки ЭМС РЭС, работающих в широкой полосе частот.

В случае решения проблем внутриобъектовой ЭМС, как было отмечено выше, антенны обычно расположены на конечном расстоянии в ближней или промежуточной зоне друг друга. Это существенно усложняет практическое решение задач ЭМС РЭС, так как измерения амплитудных, фазовых и поляризационных характеристик в ближней зоне антенн очень сложны, трудоемки и не отличаются высокой точностью. Кроме того, необходимо дополнительно определять продольную компоненту поля. Существенно затрудняются также расчеты характеристик ЭМП при решении задач ЭМС РЭС на этапе проектирования. В частности, расчет поляризационных характеристик антенн сводится к расчету весьма громоздких выражений для трех ортогональных компонент ЭВМ путем численного интегрирования на ЭВМ [8], причем подынтегральные выражения представляют собой сильно осциллирующие функции. Однако современная вычислительная техника и применение эффективных численных методов вычисления интегралов от сильно осциллирующих функций позволяют выполнять расчеты с высокой точностью для антенн больших электрических размеров с любым АФР.

Анализ результатов расчетов в некоторых частных случаях показал [8], что и коэффициент эллиптичности, и угол ориентации поляризационного эллипса в ближней и промежуточной зонах изменяются по осциллирующим закономерностям в зависимости от расстояния, и от угловых координат точек наблюдения.

В заключение отметим, что поляризационные эффекты при дифракции электромагнитных волн могут быть использованы для решения задач ЭМС РЭС с помощью защитных экранов в виде наклонной полуплоскости [9] и волосы [10].

Таким образом, пространственно- и частотно-поляризационная селекция волн и сигналов позволяет решать задачи ЭМС РЭС даже в весьма сложных условиях, когда другие методы неприменимы.

Л и т е р а т у р а: 1. Ямпольский В. Г., Фролов О. П. Антенны и ЭМС.— М., 1983, 272 с. 2. Уайт Д. Р. Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Пер. с англ. // Измерение электромагнитных помех и измерительная аппаратура.— М., 1979.— Вып. 3.— 464 с. 3. Рамзей В. Г. Передача между антеннами эллиптической поляризации // Антенны эллиптической поляризации.— М., 1961, с. 15—29. 4. Шубарин Ю. В. Антенны сверхвысоких частот.— Х., 1960, 284 с.

5. Шубарин Ю. В., Горобец Н. Н. Зависимость поляризационной диаграммы от амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве антенн сверхвысоких частот // Известия вузов: Радиотехника.— 1965.— Т. 8.— № 5.— С. 561—573.
6. Горобец Н. Н. Энергетические и поляризационные диаграммы слабонаправленных кругополяризованных антенн // Вести. Харьк. ун-та.— 1976.— № 138: Радиофизика и электрон. Вып. 5. С. 36—44.
7. Горобец Н. Н. Основы теории антенн эллиптической поляризации.— К., 1980.— 24 с.
8. Горобец Н. Н. Амплитудные, фазовые и поляризационные диаграммы апертурных антенн в ближней, промежуточной и дальней зонах // Вести. Харьк. ун-та. 1980. № 203: Радиофизика и электрон. Вып. 9. С. 26—34.
9. Горобец Н. Н., Елисеева Н. П. Поляризационные эффекты при дифракции электромагнитных волн на идеально проводящей полуплоскости // Вести. Харьк. ун-та. 1986. № 285: Радиофизика и электрон. С. 39—46.
10. Горобец Н. Н., Елисеева Н. П. Поляризационные эффекты при дифракции электромагнитных волн на идеально проводящей наклонной полосе // Радиотехника.—1989.— Вып. 90.— С. 86—92.