

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ПРОИЗВОЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ АНТЕНН ВБЛИЗИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

*И. Б. Нагибин*

Харьков

Экспериментально направленные свойства антенны с произвольной поляризацией при наличии подстилающей поверхности земли определяются через ее функции направленности в ортогональных плоскостях (горизонтальной и вертикальной) (рис. 1.). При этом возникают трудности в методике измерений из-за большой разности и нестабильности вертикальной и горизонтальной составляющей коэффициента отражения

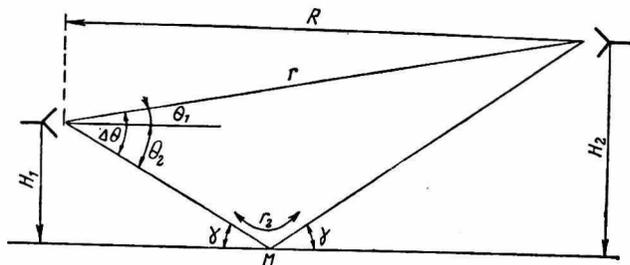


Рис. 1. К формированию поля в точке приема при наличии отражающей поверхности земли.

( $\Gamma_v$  и  $\Gamma_r$ ) [1—4]. Разность и нестабильность  $\Gamma_v$  и  $\Gamma_r$  зависят от состояния почвы, ее структуры, покрова, «гладкости», от метеусловий и др. Все это усложняет процесс исследований и приводит к увеличению погрешностей в измерениях. Поэтому возникает необходимость в исследованиях с целью нахождения методов исключения влияния земли на измерения параметров антенн, а также упрощения методики измерений.

Исследование выражения [4]

$$\Omega_m = \frac{\delta_m}{\sigma_m}, \quad (1)$$

где  $\delta_m$  — эффективная отражающая поверхность;

$\sigma_m$  — перпендикулярная линии визирования площадь, через которую проходит вся энергия отраженного сигнала;

$m$  — индекс, определяющий выбранную ортогональную систему координат,

описывающего отражающие свойства поверхностей от вида поляризации облучающей волны, показывает, что такие предпосылки существуют, если измерения производить в ортонормированном базисе, в котором отражающие свойства поверхностей для ортогональных компонент остаются равными. Такой системой, например, может служить ортонормированная система координат в базисе с круговой поляризацией.

Рассмотрим схему, показанную на рис. 2. Пусть передатчик  $\Pi_1$  питает напряжением  $U_1$  передающую антенну  $A_1$ , имеющую комплексную

действующую длину  $\dot{h}_t$ . Антенна  $A_t$ , имея соответствующую функцию направленности, излучает в направлении приемной антенны  $A_s$  прямую волну, описываемую комплексным вектором

$$\bar{\epsilon}_{t_1} = \bar{\eta}_{x_1} \dot{E}_{tx_1} + \bar{\eta}_{y_1} \dot{E}_{ty_1}, \tag{2}$$

и в точку зеркального переотражения — волну, описываемую комплексным вектором

$$\bar{\epsilon}_{t_2} = \bar{\eta}_{x_2} \dot{E}_{tx_2} + \bar{\eta}_{y_2} \dot{E}_{ty_2}, \tag{3}$$

где

$\bar{\eta}_{x_1}$ ,  $\bar{\eta}_{y_1}$ ,  $\bar{\eta}_{x_2}$ ,  $\bar{\eta}_{y_2}$  и  $\dot{E}_{tx_1}$ ,  $\dot{E}_{ty_1}$ ,  $\dot{E}_{tx_2}$ ,  $\dot{E}_{ty_2}$  — орты и комплексные амплитуды векторов  $\bar{\epsilon}_{t_1}$  и  $\bar{\epsilon}_{t_2}$  в произвольной ортогональной системе координат соответственно.

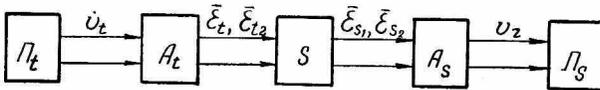


Рис. 2. К преобразованию параметров электромагнитной волны в канале связи.

Суммарная волна, падающая на приемную антенну  $A_s$ , опишется комплексным вектором  $\bar{\epsilon}_{s\Sigma}$ , поляризация, амплитуда и фаза которого будет зависеть от различных факторов, в том числе и от отражающих свойств земли. Напряжение  $\dot{U}_s$  на входе приемника определится произведением

$$\dot{U}_{s\Sigma} = \dot{h}_s \bar{\epsilon}_{s\Sigma}, \tag{4}$$

где  $\dot{h}_s$  — действующая длина приемной антенны.

На основании линейности уравнений Максвелла и их решений можно полагать, что любые ортогонально поляризованные компоненты волн на выходах восьмиполосников  $A_t$ ,  $\dot{F}_0$  и  $\dot{F}$  связаны линейной зависимостью с соответствующими компонентами на входах этих восьмиполосников.

Если выбрать вполне определенные поляризованные базисы  $[\bar{\eta}_{\pi_1}, \bar{\eta}_{\lambda_1}]$  и  $[\bar{\eta}_{\pi_2}, \bar{\eta}_{\lambda_2}]$ , где орты  $\bar{\eta}_{\pi_i} = \bar{\eta}_{x_i} - j\bar{\eta}_{y_i}$  и  $\bar{\eta}_{\lambda_i} = \bar{\eta}_{x_i} + j\bar{\eta}_{y_i}$  определяют единичные векторы, поляризованные по кругу с правой и левой поляризацией, а  $\bar{\eta}_{x_i}$  и  $\bar{\eta}_{y_i}$  — орты линейной поляризации, направленные вдоль полуосей соответствующих им эллипсов, описываемых векторами  $\bar{\epsilon}_{t_1}$  и  $\bar{\epsilon}_{t_2}$ , то преобразование параметров электромагнитной волны может быть рассмотрено следующим образом [5].

Вектор

$$\bar{\epsilon}_{t_2} = \frac{1}{2} \bar{\eta}_{\pi_2} (\dot{E}_{x_2} + j\dot{E}_{y_2}) e^{-j\beta} + \frac{1}{2} \bar{\eta}_{\lambda_2} (\dot{E}_{x_2} - j\dot{E}_{y_2}) e^{j\beta} = \bar{\eta}_{\pi_2} \dot{E}_{t\pi_2} + \bar{\eta}_{\lambda_2} \dot{E}_{t\lambda_2}, \tag{5}$$

(где  $\beta$  — угол поляризации эллипса), выраженный через комплексные координаты в базисе  $[\bar{\eta}_{\pi_2}, \bar{\eta}_{\lambda_2}]$ , преобразуется восьмиполосником  $\dot{F}$  в компоненты волн  $\dot{E}_{s\pi_2}$  и  $\dot{E}_{s\lambda_2}$ , переотраженных в направлении на приемную антенну  $A_s$ . Результирующие амплитуды и фазы каждой из ортогональных компонент  $\dot{E}_{s\pi_2}$  и  $\dot{E}_{s\lambda_2}$  на выходе восьмиполосника  $\dot{E}$  оп-

ределяются суперпозицией двух волн, поляризованных параллельно ортам  $\vec{\eta}'_{11} = \vec{\eta}'_x - j\vec{\eta}'_y$  и  $\vec{\eta}'_{12} = \vec{\eta}'_x + j\vec{\eta}'_y$ , которые соответствуют осям эллипса, описываемого вектором  $\vec{\epsilon}_{s_2}$ , отраженной волны. Такое линейное преобразование может быть записано в матричном виде следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_{ns_2} \\ E_{ns_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{\eta}'_{11} \dot{Z}_{11} & \vec{\eta}'_{12} \dot{Z}_{12} \\ \vec{\eta}'_{12} \dot{Z}_{21} & \vec{\eta}'_{11} \dot{Z}_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \vec{\eta}'_{11} \dot{Z}_1 e^{j(\beta_2 - \beta_s - \psi_1)} & \vec{\eta}'_{12} \dot{Z}_2 e^{-j(\beta_2 - \beta_s + \psi_1)} \\ \vec{\eta}'_{12} \dot{Z}_2 e^{j(\beta_2 + \beta_s - \psi_2)} & \vec{\eta}'_{11} \dot{Z}_1 e^{-j(\beta_2 - \beta_s + \psi_1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{E}_{t_{n_2}} \\ \dot{E}_{t_{n_2}} \end{pmatrix} \quad (6)$$

Здесь

$$\dot{Z}_1 e^{-j\psi_1} = \Gamma_{\Gamma} e^{-jQ_{\Gamma}} + \Gamma_{\text{В}} e^{-jQ_{\text{В}}}; \quad \dot{Z}_2 e^{-j\psi_2} = \Gamma_{\Gamma} e^{-jQ_{\Gamma}} - \Gamma_{\text{В}} e^{-jQ_{\text{В}}},$$

$\Gamma_{\text{В}}$ ,  $\Gamma_{\Gamma}$  и  $Q_{\text{В}}$ ,  $Q_{\Gamma}$  — модули и фазы коэффициентов отражения поверхности земли для горизонтальной и вертикальной поляризации соответственно;

$\beta_2$  и  $\beta_3$  — углы ориентаций эллипсов, описываемых соответственно векторами  $\vec{\epsilon}_{t_2}$  и  $\vec{\epsilon}_{s_2}$ .

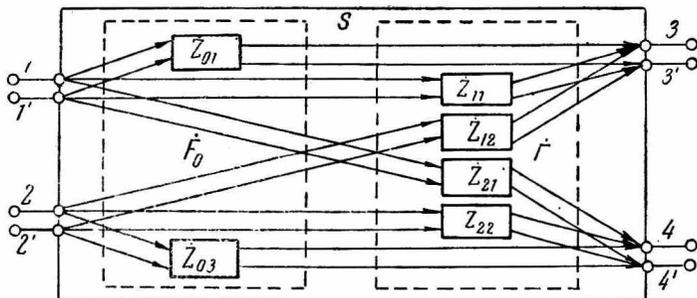


Рис. 3. Восьмиполюсники  $\dot{F}_0$  и  $\dot{F}$ .

Комплексные множители  $\dot{Z}_{11}$  и  $\dot{Z}_{12}$  представляют собой коэффициенты передачи с зажимов 11' и 22' на зажимы 33' соответственно. Аналогично  $\dot{Z}_{22}$  и  $\dot{Z}_{21}$  — коэффициенты с зажимов 11' и 22' на 44'.

В общем случае, как указывалось выше, элементы матрицы преобразования  $\dot{F}$  зависят от поляризации  $\vec{\epsilon}_t$ , направления облучения и приема  $\gamma$ , проводимости почвы  $\delta$ , а также ее диэлектрической  $\epsilon$  и магнитной  $\mu$  проницаемости.

Математически зависимость элементов матрицы от указанных выше величин запишется в следующем виде:

$$F(\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) = \begin{pmatrix} \dot{Z}_{11}(\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) & \dot{Z}_{12}(\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) \\ \dot{Z}_{21}(\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) & \dot{Z}_{22}(\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) \end{pmatrix} \quad (7)$$

Поскольку изменение функции распространения имеет место в равной мере для всех элементов, множитель распространения  $k = \frac{e^{-jmR}}{R}$  может быть вынесен за знак матрицы

$$F_{(k)} = k \begin{pmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} \end{pmatrix} \quad (8)$$

Аналогично могут быть вынесены за знак матрицы также множители значений функций направленности передающей  $\dot{\Phi}_{A_t}$  и приемной  $\dot{\Phi}_{A_s}$  антенны в направлении на точку переотражения

$$\dot{F} (\dot{\Phi}_{A_{t_2}} \dot{\Phi}_{A_{s_2}}) = \dot{\Phi}_{A_{t_2}} \dot{\Phi}_{A_{s_2}} \begin{vmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Следовательно, учитывая выражения (7), (8), (9), матрицу  $\dot{F}$  запишем в следующем виде:

$$\dot{F} = \dot{k} \dot{\Phi}_{A_{t_2}} \dot{\Phi}_{A_{s_2}} \begin{vmatrix} \dot{Z}_{11} (\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta); & \dot{Z}_{12} (\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) \\ \dot{Z}_{12} (\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta); & \dot{Z}_{22} (\gamma, \delta, \epsilon, \mu, \beta) \end{vmatrix}. \quad (10)$$

Элементы общей матрицы  $\dot{S}$  определим путем сложения матрицы  $\dot{F}_0$  с матрицей  $\dot{F}$

$$\dot{S} = \dot{F}_0 + \dot{F},$$

где

$$\dot{F}_0 = \frac{1}{2} \dot{k}_0 \dot{\Phi}_{A_{t_1}} \dot{\Phi}_{A_{s_1}} \begin{vmatrix} \bar{\eta}_{n_1}, 0 \\ 0 \bar{\eta}_{l_1} \end{vmatrix}, \quad (11)$$

$\dot{k}_0 = \frac{e^{-jmr_0}}{r_0}$  — множитель распространения для прямой волны;

$\dot{\Phi}_{A_{t_1}}$  и  $\dot{\Phi}_{A_{s_1}}$  — значения функций направленности передающей  $A_t$  и приемной  $A_s$  антенн в направлении их взаимного видения;

$\bar{\eta}_{n_1}$  и  $\bar{\eta}_{l_1}$  — круговые орты базиса волны вектора  $\bar{\epsilon}_t$ .

Саму матрицу  $\dot{S}$  запишем в следующем виде:

$$\dot{S} = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} [\bar{\eta}_{n_1} \dot{k}_0 + \bar{\eta}_{n_1} \dot{k} Z_1 e^{j(\beta_2 - \beta_3 - \psi_1)}] \bar{\eta}_{n_1} \dot{k} Z_2 e^{-j(\beta_2 - \beta_3 + \psi_2)} \\ \bar{\eta}_{l_1} \dot{k} Z_2 e^{j(\beta_2 + \beta_3 - \psi_2)} [\bar{\eta}_{l_1} \dot{k}_0 + \bar{\eta}_{l_1} \dot{k} Z_1 e^{-j(\beta_2 + \beta_3 + \psi_1)}] \end{vmatrix} \quad (12)$$

Из выражения (12) легко заметить, что если приемная система имеет попарно ортогональные поляризованные по кругу каналы, то, во-первых, можно осуществить полный прием сигнала, а во-вторых, появляется возможность определения всех компонент, полностью характеризующих излучающую систему.

Так, после приема и трансформации сигнала ортогонально-поляризованными антеннами в фидерных трактах последних суммарные напряжения равны

$$\dot{U}_{\Pi\Sigma} = \frac{1}{2} \dot{h}_1 \{ \dot{k}_0 \dot{\Phi}_{A_{t_1}} \dot{\Phi}_{A_{s_1}} U_{\Pi} e^{-j\alpha_{\Pi\Pi}} + \dot{k} \dot{\Phi}_{A_{t_2}} \dot{\Phi}_{A_{s_2}} [Z_1 U_{\Pi} e^{-j\alpha_{1\Pi}} + Z_2 U_{\Pi} e^{-j\alpha_{2\Pi}}] \}, \quad (13)$$

где

$$\alpha_{\Pi 0} = (\varphi_{\Pi} + \varphi_{k_0}); \quad \alpha_{1\Pi} = (\beta_2 - \beta_3 - \psi_1 + \varphi_{k_2} + \varphi_{\Pi}); \\ \alpha_{2\Pi} = (\beta_2 - \beta_3 + \psi_2 + \varphi_k + \varphi_{\Pi})$$

для правой поляризации;

$$\dot{U}_{\Lambda\Sigma} = \frac{1}{2} \dot{h}_2 \{ \dot{k}_0 \dot{\Phi}_{A_{t_2}} \dot{\Phi}_{A_{s_2}} U_{\Lambda} e^{-j\alpha_{0\Lambda}} + \dot{k} \dot{\Phi}_{A_{t_1}} \dot{\Phi}_{A_{s_1}} [Z_1 U_{\Lambda} e^{-j\alpha_{1\Lambda}} + Z_2 U_{\Lambda} e^{-j\alpha_{2\Lambda}}] \}, \quad (14)$$

где

$$\alpha_{0\Lambda} = (\varphi_{\Lambda} + \varphi_{k_0}); \quad \alpha_{1\Lambda} = (\beta_2 + \beta_3 + \psi_1 + \varphi_3 + \varphi_{\Lambda});$$

$$\alpha_{2л} = (\beta_2 + \beta_3 - \psi_2 + \varphi_k + \varphi_l)$$

для левой поляризации.

Слагаемые

$$\dot{U}_{\text{ппз}} = \dot{k}\dot{\Phi}_{A_i} \dot{\Phi}_{A_{s_2}} [Z_1 U_{\text{п}} e^{-i\alpha_{1\text{п}}} + Z_2 U_{\text{л}} e^{-i\alpha_{2\text{л}}}] \quad (15)$$

и

$$\dot{U}_{\text{плз}} = \dot{k}\dot{\Phi}_{A_i} \dot{\Phi}_{A_{s_2}} [Z_1 U_{\text{п}} e^{-i\alpha_{1\text{п}}} + Z_2 U_{\text{л}} e^{-i\alpha_{2\text{л}}}] \quad (16)$$

в выражениях (13) и (14) определяют сигналы, переотраженные от земной поверхности и протекающие в фидерных трактах антенн с правой и левой поляризацией соответственно. Здесь очень важно, что амплитуды сумм выражений в первом приближении равны

$$|Z_1 U_{\text{п}} e^{-i\alpha_{1\text{п}}} + Z_2 U_{\text{л}} e^{-i\alpha_{2\text{л}}}| \approx |Z_1 U_{\text{п}} e^{-i\alpha_{1\text{п}}} + Z_2 U_{\text{л}} e^{-i\alpha_{2\text{л}}}|, \quad (17)$$

а их аргументы находятся в соотношении

$$\arg \{Z_1 U_{\text{п}} e^{-i\alpha_{1\text{п}}} + Z_2 U_{\text{л}} e^{-i\alpha_{2\text{л}}}\} = \pi + \arg \{Z_1 U_{\text{п}} e^{-i\alpha_{1\text{п}}} + Z_2 U_{\text{л}} e^{-i\alpha_{2\text{л}}}\}, \quad (18)$$

независимо от того, чем вызваны изменения  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$ : диэлектрической  $\epsilon$  (магнитной  $\mu$ ) проницаемостью почвы, ее диффузионными свойствами за счет неровностей подстилающей поверхности земли или за счет ее покрова (растительного, снежного и др.).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Я. Л. Альперт. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. Связьиздат, 1953.
2. Я. П. Фенберг. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. Изд. АН СССР, 1961.
3. М. П. Долуханов. Распространение радиоволн. Связьиздат, 1965.
4. Д. Б. Конарейкин, Н. Ф. Павлов, В. А. Потехин. Поляризация радиолокационных сигналов. Изд-во «Советское радио», 1966.
5. Ю. В. Шубарин. Антенны сверхвысоких частот. Изд-во ХГУ, Харьков, 1960.