

$$R_{\text{BX}} = \begin{cases} \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2 kl}, & \frac{l}{\lambda} \leq 0,3 \\ \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2 kl + \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \cos^2 kl}, & \frac{l}{\lambda} > 0,3 \end{cases}$$

$$X_{\text{BX}} = \begin{cases} -\rho \operatorname{ctg}(kl), & \frac{l}{\lambda} \leq 0,3; \\ \rho \left(1 - \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \right) \operatorname{ctg}(kl) \\ - \frac{1 + \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \operatorname{ctg}^2(kl)}{1 + \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \operatorname{ctg}^2(kl)}, & \frac{l}{\lambda} > 0,3 \end{cases}$$

или для безразмерных переменных:

$$R_{\text{BX}} = \begin{cases} \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2(2\pi L)}, & L \leq 0,3 \\ \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2(2\pi L) + \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \cos^2(2\pi L)}, & L > 0,3 \end{cases} \quad (6.12)$$

$$X_{\text{BX}} = \begin{cases} -\rho \operatorname{ctg}(2\pi L), & L \leq 0,3; \\ \rho \left(1 - \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \right) \operatorname{ctg}(2\pi L) \\ - \frac{1 + \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \operatorname{ctg}^2(2\pi L)}{1 + \frac{R_{\Sigma\Pi}^2}{\rho^2} \operatorname{ctg}^2(2\pi L)}, & L > 0,3. \end{cases} \quad (6.13)$$

В последнем пункте задания необходимо определить параметры заданного симметричного вибратора с учётом влияния на его излучение поверхности Земли. Учёт влияния земной поверхности на характеристики излучения и параметры антенн осуществляется на основе метода зеркальных изображений. В соответствии с указанным методом, в верхней полуплоскости, система, состоящая из симметричного вибратора и идеально проводящей поверхности

Земли, может быть представлена в виде системы, состоящей из двух идентичных друг другу симметричных вибраторов, один из которых является зеркальным изображением другого относительно поверхности Земли. Расстояние между вибратором и его изображением при этом будет равно удвоенному значению высоты подвеса, амплитуды токов в вибраторе и его изображении будут одинаковы, а сдвиг фаз между ними будет равен нулю в случае, если вибратор вертикальный, и 180° , если вибратор горизонтальный.

В соответствии с теоремой перемножения ДН, амплитудная характеристика направленности симметричного вибратора с учётом влияния земной поверхности будет определяться произведением нормированной характеристики направленности антенны в свободном пространстве на множитель системы:

$$f(\alpha) = F(\alpha)f_{\text{сист}}(\alpha), \quad (6.14)$$

где α – угол между поверхностью Земли и направлением на точку наблюдения, отсчитываемый от земной поверхности ($0 \leq \alpha \leq \pi$);

$F(\alpha)$ – нормированная характеристика направленности вибратора в свободном пространстве, вид которой определяется выражением (6.5);

$f_{\text{сист}}(\alpha)$ – множитель системы.

Если вибратор вертикальный и необходимо рассчитать и построить его ДН в меридиональной плоскости, то важно понять, что в этом случае меридиональная плоскость проходит через ось вибратора и перпендикулярна поверхности Земли. Тогда углы α в (6.14) и θ в (6.5) будут связаны соотношением:

$\theta = \frac{\pi}{2} - \alpha$. В этом случае: $\cos \theta = \sin \alpha$, а $\sin \theta = \cos \alpha$. Таким образом, выражение (6.5) можно переписать в виде:

$$F(\alpha) = \left| \frac{\cos(kl \sin \alpha) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \alpha} \right| = \left| \frac{\cos(2\pi L \sin \alpha) - \cos(2\pi L)}{[1 - \cos(2\pi L)] \cos \alpha} \right|. \quad (6.15)$$

Множитель системы вертикального вибратора определяется выражением [1; 2; 5; 6; 7; 8; 14; 15]:

$$f_{\text{сист}}(\alpha) = 2|\cos(kh \sin \alpha)| = 2|\cos(2\pi H \sin \alpha)|, \quad (6.16)$$

где $H = \frac{h}{\lambda}$ – безразмерная переменная, значение которой задано по условию задачи и определяется номером варианта. Таким образом, выражение (6.14) с учётом (6.15) и (6.16) примет вид:

$$f(\alpha) = 2 \left| \cos(2\pi H \sin \alpha) \frac{\cos(2\pi L \sin \alpha) - \cos(2\pi L)}{[1 - \cos(2\pi L)] \cos \alpha} \right|. \quad (6.17)$$

Если вибратор горизонтальный и при этом требуется рассчитать и построить его ДН в экваториальной плоскости, то в этом случае необходимо понять, что экваториальная плоскость перпендикулярна и к оси вибратора, и к поверхности Земли. В этом случае в (6.5) следует положить $\theta = \frac{\pi}{2}$, тогда

$F(\theta) = 1$. Множитель системы горизонтального вибратора определяется выражением [1; 2; 5; 6; 7; 8; 14; 15]:

$$f_{\text{сист}}(\alpha) = 2 \left| \sin(kh \sin \alpha) \right| = 2 \left| \sin(2\pi H \sin \alpha) \right|.$$

Таким образом, в соответствии с теоремой перемножения ДН (6.14) для горизонтального вибратора будем иметь:

$$f(\alpha) = 2 \left| \sin(2\pi H \sin \alpha) \right|. \quad (6.18)$$

Как отмечено выше, симметричный вибратор вблизи земной поверхности эквивалентен системе, состоящей из двух идентичных друг другу антенн, находящихся в свободном пространстве и удалённых друг от друга на расстояние, равное удвоенной высоте подвеса. Входное сопротивление такой системы определяется суммой собственного комплексного входного сопротивления \dot{Z}_{11} и наведённого комплексного сопротивления \dot{Z}_{12} :

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{Z}_{11} + \dot{Z}_{12}. \quad (6.19)$$

Значение \dot{Z}_{11} было определено ранее (6.11 – 6.13). Значение \dot{Z}_{12} имеет смысл сопротивления, которое «наводится» в вибраторе его зеркальным относительно земной поверхности изображением, и в общем случае определяется выражением (см. [1; 2; 5; 6; 7; 8; 15]):

$$\dot{Z}_{12} = q \dot{Z}_{\text{вз}} e^{i\varphi}, \quad (6.20)$$

где q – отношение амплитуд колебаний токов в вибраторе и его изображении (в нашем случае $q = 1$);

φ – разность фаз между токами в вибраторе и его зеркальном относительно земной поверхности изображении (для вертикального вибратора $\varphi = 0$, а для горизонтального $\varphi = 180^\circ$);

$\dot{Z}_{вз}$ – взаимное сопротивление вибратора и его зеркального относительно земной поверхности изображения.

Как известно (см. [1; 2; 5; 6; 7; 8; 15]), взаимное сопротивление имеет смысл сопротивления, которое «наводится» в вибраторе его зеркальным изображением при условии, что токи в вибраторе и изображении одинаковы и синфазны. Расчёт взаимного сопротивления осуществляется на основе метода наведённых ЭДС. Указанный метод достаточно подробно описан в [7]. Если вибратор вертикальный, то определение значения его входного сопротивления, как правило, не вызывает затруднений. В этом случае оказывается, что оси самого вибратора и его зеркального изображения находятся на одной прямой, проходящей через их фазовые центры. При этом $\dot{Z}_{12} = \dot{Z}_{11}$ (см. [7]) и значение входного сопротивления вертикального симметричного вибратора оказывается равным удвоенному значению его входного сопротивления в свободном пространстве.

Более сложным оказывается расчёт входного сопротивления горизонтального вибратора. В этом случае оказывается, что сам вибратор и его зеркальное, относительно земной поверхности, изображение параллельны друг другу, а их оси перпендикулярны прямой, проходящей через их фазовые центры.

В [7] приводится общее выражение для расчёта комплексного значения взаимного сопротивления, отнесённого к току в пучности, двух параллельных друг другу симметричных вибраторов. Это выражение применительно к случаю, когда вибраторы идентичны, при пересчёте к точкам питания достаточно легко приводится к виду:

$$\dot{Z}_{вз} = j \frac{60}{\sin^2(kl)} \int_0^l \left[\frac{e^{-jkr_1}}{r_1} - 2 \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \cos(kl) + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \right] i(z) dz, \quad (6.21)$$

где z – переменная интегрирования, отсчитываемая от фазового центра вибратора вдоль его оси;

$i(z) = \sin[k(l - |z|)]$ – нормированная к току в пучности функция распределения тока в вибраторе;

$$r_1 = \sqrt{(l - z)^2 + 4h^2};$$

$$r_2 = \sqrt{(l + z)^2 + 4h^2};$$

$$r_0 = \sqrt{z^2 + 4h^2}; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

Смысл, принятых в (6.21) обозначений понятен из рис. 2.

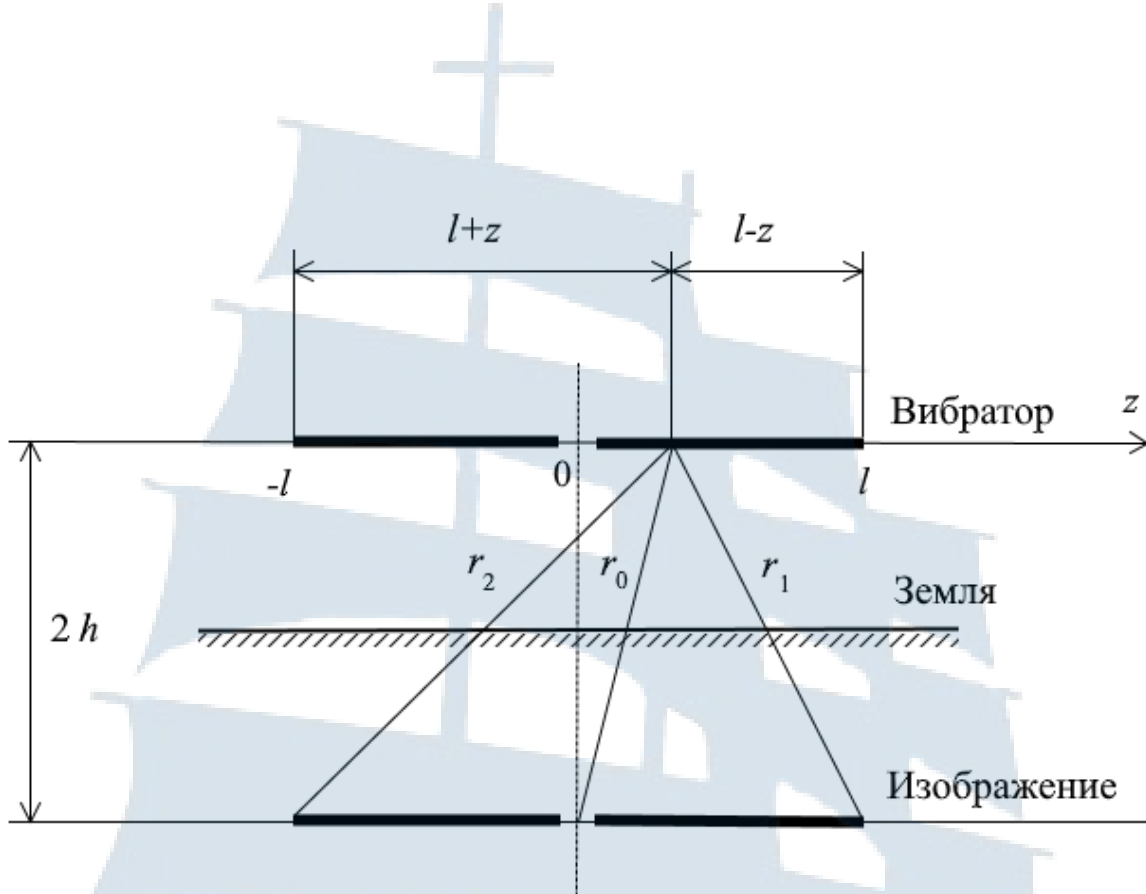


Рис. 2

Для того, чтобы определить активную и реактивную составляющие взаимного сопротивления, в (6.21) необходимо выделить действительную и мнимую части. Для этого нужно воспользоваться известными из теории комплексных переменных соотношениями:

$$e^{-kr_1} = \cos kr_1 - j \sin kr_1; \quad e^{-jkr_2} = \cos kr_2 - j \sin kr_2; \\ e^{-jkr_0} = \cos kr_0 - j \sin kr_0; \quad j^2 = -1.$$

Таким образом, с учётом последних соотношений, а также с учётом того, что для горизонтального вибратора в (6.20) $q = 1$, а $\varphi = 180^\circ$ (буквально это означает, что активная составляющая вносимого сопротивления равна активной составляющей взаимного сопротивления, а реактивная составляющая вносимого сопротивления будет равна реактивной составляющей взаимного сопротивления с обратным знаком), получим:

$$R_{12} = \frac{60}{\sin^2 kl} \int_0^l \left[\frac{\sin kr_1}{r_1} - 2 \frac{\sin kr_0 \cos kl}{r_0} + \frac{\sin kr_2}{r_2} \right] i(z) dz; \\ X_{12} = -\frac{60}{\sin^2 kl} \int_0^l \left[\frac{\cos kr_1}{r_1} - 2 \frac{\cos kr_0 \cos kl}{r_0} + \frac{\cos kr_2}{r_2} \right] i(z) dz. \quad (6.22)$$

Для того, чтобы выражениями (6.22) можно было воспользоваться в *Math Cad*, необходимо ввести безразмерные переменные:

$$\begin{aligned} R_1(Z) &= \frac{r_1}{\lambda} = \frac{\sqrt{(l-z)^2 + 4h^2}}{\lambda} = \sqrt{(L-Z)^2 + 4H^2}; \\ R_2(Z) &= \frac{r_2}{\lambda} = \frac{\sqrt{(l+z)^2 + 4h^2}}{\lambda} = \sqrt{(L+Z)^2 + 4H^2}; \\ R_0(Z) &= \frac{r_0}{\lambda} = \frac{\sqrt{z^2 + 4h^2}}{\lambda} = \sqrt{Z^2 + 4H^2}. \end{aligned} \quad (6.23)$$

Для новых переменных выражения (6.22) переписутся в виде:

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{60}{\sin^2(2\pi L)} \int_0^L [S_1(Z) - 2S_0(Z) \cos(2\pi L) + S_2(Z)] i(Z) dZ; \\ X_{12} &= -\frac{60}{\sin^2(2\pi L)} \int_0^L [C_1(Z) - 2C_0(Z) \cos(2\pi L) + C_2(Z)] i(Z) dZ, \end{aligned} \quad (6.24)$$

где:

$$\begin{aligned} S_0(Z) &= \frac{\sin[2\pi R_0(Z)]}{R_0(Z)}; & C_0(Z) &= \frac{\cos[2\pi R_0(Z)]}{R_0(Z)}; \\ S_1(Z) &= \frac{\sin[2\pi R_1(Z)]}{R_1(Z)}; & C_1(Z) &= \frac{\cos[2\pi R_1(Z)]}{R_1(Z)}; \\ S_2(Z) &= \frac{\sin[2\pi R_2(Z)]}{R_2(Z)}; & C_2(Z) &= \frac{\cos[2\pi R_2(Z)]}{R_2(Z)}; \\ i(Z) &= \sin[2\pi(L - |Z|)]. \end{aligned} \quad (6.25)$$

Исходя из всего изложенного, для решения задачи в *Mathcad* необходимо выполнить следующее.

1. В соответствии с номером варианта определяем значения безразмерных параметров:

$$L = \frac{l}{\lambda}; \quad A = \frac{D}{2\lambda}; \quad H = \frac{h}{\lambda}.$$

2. С помощью выражения (6.2) задаём вид нормированной функции распределения тока вдоль вибратора и строим её график с учётом того, что $-1 \leq i(Z) \leq 1$, а $-L \leq Z \leq L$.

3. С помощью выражения (6.4) задаём вид нормированной функции распределения напряжения вдоль вибратора с учётом того, что он определяется разными выражениями при $-L \leq Z < 0$ и при $0 \leq Z \leq L$, и с учётом того, что $-1 \leq u(Z) \leq 1$, строим соответствующий график.

4. Используя выражение (6.5), задаём вид функции, определяющей вид нормированной характеристики направленности, и в полярных координатах строим её график с учётом того, что $0 \leq \theta \leq 2\pi$, а $0 \leq F(\theta) \leq 1$.

5. По формулам (6.6) рассчитываем значения амплитуд колебаний электрического и магнитного полей излучения заданного вибратора в направлении главного максимума в соответствии с исходными данными своего варианта.

6. Учитывая то, что вид нормированной характеристики направленности задан выражением (6.5), а также то, что в *Math Cad* имеется возможность вычисления значений определённых интегралов от заданных функций, с помощью (6.7) вычисляем значение КНД в направлении главного максимума излучения.

7. По формулам (6.8), (6.9) и (6.10) вычисляем значения отношения действующей длины, отнесённой к пучности тока, к рабочей длине волны; сопротивления излучения, отнесённого к пучности тока, и мощности излучения.

8. По формулам (6.11), (6.12) и (6.13) рассчитываем значение полного входного сопротивления вибратора в свободном пространстве.

9. Для построения ДН вибратора с учётом влияния Земли задаём вид функции, определяющей амплитудную характеристику направленности, с помощью выражения (6.17) для вертикального вибратора или с помощью выражения (6.18) – для горизонтального. После чего в полярных координатах строим соответствующий график, при условии, что $0 \leq \alpha \leq \pi$, а $0 \leq f(\alpha) \leq 2$.

10. Определяем полное входное сопротивление вибратора, расположенного вблизи поверхности Земли.

Для горизонтального вибратора с помощью выражений (6.23) и (6.25) задаём вид всех вспомогательных функций и с учётом того, что в *Math Cad* имеется возможность вычисления значений определённых интегралов от функций заданного вида, по формулам (6.24) вычисляем значения активной и реактивной составляющих вносимого сопротивления, а затем по формуле (6.19) определяем полное входное сопротивление.

Полное входное сопротивление вертикального вибратора равно удвоенному значению его собственного входного сопротивления, т. е. сопротивления в свободном пространстве, которое было определено в п. 8.

В задаче 2 требуется по рассчитанной и построенной ДН определить основные характеристики и параметры излучения эквидистантной линейной антенной решётки, состоящей из заданного количества изотропных излучателей,

с заданным амплитудно-фазовым распределением токов в её элементах. Теория таких излучающих систем достаточно полно и подробно изложена в учебной литературе (см. [1; 2; 5; 6; 7; 8; 15]). В соответствии с этой теорией выражение для нормированной характеристики направленности таких излучающих систем имеет вид [1; 2; 5; 6; 7; 8; 15]:

$$F(\theta) = \frac{\left| \sin \left[\frac{N}{2} (kd \cos \theta - \varphi) \right] \right|}{\left| N \sin \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta - \varphi) \right] \right|}, \quad (6.26)$$

где θ – угол между осью решётки и направлением на точку наблюдения.

Режим излучения решётки определяется значением фазового сдвига между токами в её соседних элементах φ .

По аналогии с тем, как это было сделано в предыдущей задаче, для выполнения необходимых расчётов и построений в *Math Cad* необходимо ввести безразмерные переменные:

$$D = \frac{d}{\lambda}; \quad \Phi = \frac{\varphi}{2\pi}. \quad (6.27)$$

Нетрудно видеть, что для этих переменных (6.26) с учётом (6.27) переписывается в виде:

$$F(\theta) = \frac{\left| \sin [N\pi(D \cos \theta - \Phi)] \right|}{\left| N \sin [\pi(D \cos \theta - \Phi)] \right|}. \quad (6.28)$$

В рекомендованной литературе утверждается, что КНД в направлении главного максимума излучения практически равен N . Строго говоря, данное утверждение справедливо только для оптимальных решёток, длина которых значительно больше длины волны. Для решёток, заданных в задаче, это условие выполняется не всегда. По этой причине расчёт КНД в направлении главного максимума излучения следует выполнять с помощью выражения (6.7) с учётом (6.28).

При определении параметров излучения решётки, перечисленных в последнем пункте задания, необходимо чётко знать их определения и представлять себе их смысл.

Таким образом, для решения задачи в *Math Cad* необходимо выполнить следующее.

1. В соответствии с номером варианта с помощью выражений (6.27) определяем значения безразмерных параметров D и Φ .

2. С помощью выражения (6.28) задаём вид функции $F(\theta)$.
3. С помощью выражения (6.7) рассчитываем значение КНД в направлении главного максимума.
4. С помощью выражения (6.28) строим график функции $F(\theta)$ в полярном представлении на интервале значений $0 \leq \theta \leq 2\pi$. Для построения диаграммы направленности в декартовом представлении в выражении (6.28) угол θ необходимо пересчитать в градусы и построить соответствующий график на интервале $0 \leq \theta \leq 360^\circ$.
5. По построенным графикам, используя функцию трассировки, которая имеется в *Mathcad*, определяем параметры, перечисленные в последнем пункте задания. Для активации этой функции необходимо открыть приложение *Mathcad*, левой кнопкой мыши, выбрать соответствующий график, затем с помощью правой кнопки открыть меню со списком функций и выбрать в этом списке функцию «трассировка». После активации, перемещая указатель мыши по графику, определяем значения углов и функции $F(\theta)$, необходимые для определения требуемых параметров.

В задаче 3 необходимо выполнить расчёт параметров приёмной многовитковой рамочной антенны, в состав которой входит ферритовый сердечник цилиндрической формы. Теория и методика инженерного расчёта подобных антенн подробно изложены в [2; 5; 8; 14]. При выполнении данного задания необходимо учесть, что значения относительной магнитной проницаемости феррита μ_r , из которого изготовлен сердечник, соответствуют паспортным данным. В паспорте феррита всегда указываются значения μ_r , соответствующие случаю, когда его длина бесконечна. Такую магнитную проницаемость имеют ферриты, форма которых имеет вид замкнутых колец, например – тороидальные. У ферритов с конечной длиной значение магнитной проницаемости имеет различную величину в разных точках. По этой причине значения μ_r , указанные в табл. 3, нельзя использовать для расчётов параметров антенны. Для того, чтобы корректно рассчитать характеристики, указанные в задании, необходимо предварительно определить относительное значение эффективной магнитной проницаемости $\mu_{эф}$. Смысл этого понятия, а также методика его расчёта подробно рассмотрены в [14].

Если сердечник антенны имеет цилиндрическую форму, то в соответствии с [14] относительная магнитная проницаемость в его центре будет определяться значением μ_r и размерами l и d (см. рис. 1) с помощью выражения:

$$\mu_{ц} = \frac{\mu_r}{1 + 0,765 \frac{d^2}{l^2} \left[\ln \frac{l}{d} - 1 \right] (\mu_r - 1)} .$$

Тогда средняя относительная магнитная проницаемость сердечника на участке l_N (на участке, где намотана катушка) будет определяться значением $\mu_{\text{ц}}$ и размерами l и l_N с помощью выражения:

$$\mu_{\text{ср}} = \mu_{\text{ц}} \left[1 - 0,255 \left(\frac{l_N}{l} \right)^2 \right],$$

где $l_N = 2Nr / n$ – длина катушки.

После того, как определено значение $\mu_{\text{ср}}$, относительная эффективная магнитная проницаемость феррита рассчитывается с помощью выражения [14]:

$$\mu_{\text{эф}} = \mu_{\text{ср}} k_D k_l.$$

В этом выражении k_D и k_l – безразмерные коэффициенты, значения которых определяются следующим образом:

$$k_D = \frac{2}{\frac{D}{d} + \sqrt{\frac{D}{d}}}; \quad k_l \approx \begin{cases} 0,1 + 1,6(l_N / l), & \text{при } l_N < 0,1l \\ 0,25 + 0,625(l_N / l), & \text{при } l_N \geq 0,1l, \end{cases}$$

где $D = d + 2T = d + 4nr$ (см. рис. 1).

Если значение относительной эффективной магнитной проницаемости ферритового сердечника рамочной антенны известно, то действующая длина такой антенны в соответствии с [14] будет определяться выражением:

$$l_{\text{д}} = k \mu_{\text{эф}} N \left[\frac{(S_c - S_{\phi})}{\mu_{\text{эф}}} + S_{\phi} \right], \quad (6.29)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$ – волновое число;

c – скорость света в вакууме;

$S_c = \pi \frac{D_c^2}{4}$ – средняя площадь витков катушки;

$D_c = d + T$ – средний диаметр катушки;

$T = 2nr$ – толщина обмотки;

$$S_{\phi} = \pi \frac{d^2}{4} - \text{площадь поперечного сечения сердечника.}$$

Из определения действующей длины следует, что её значение является коэффициентом пропорциональности, связывающим напряжённость электрического поля радиоволны в точке приёма и максимальную ЭДС, наводимую в антенне. Поэтому вычисление последней, по известным значениям действующей длины и напряжённости электрического поля радиоволны в точке приёма, – не составляет труда.

Значение сопротивления излучения, отнесённого к току в катушке, рассчитывается с помощью известного (см. [2; 5; 8; 14]) выражения:

$$R_{\Sigma} = 20k^2 l_{\text{д}}^2 = \frac{80\pi^2 f^2}{c^2} l_{\text{д}}^2.$$

Из принципа взаимности следует вывод о том, что параметры и характеристики антенн не зависят от режима работы. По этой причине внутреннее сопротивление приёмной антенны оказывается равным её входному сопротивлению в режиме передачи, т. е.:

$$\dot{Z}_i = \dot{Z}_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_L.$$

Таким образом, значение активной составляющей внутреннего сопротивления антенны оказывается равным значению её сопротивления излучения, а значение реактивной составляющей внутреннего сопротивления будет определяться индуктивностью катушки L :

$$X_L = 2\pi fL.$$

В соответствии с [14] индуктивность катушки многовитковой магнитной рамочной антенны определяется выражением:

$$L = \mu_{\text{эф}} N^2 F(d, x, y),$$

где $F(d, x, y) = k_{xy} d$;

$$k_{xy} = \mu_0 \frac{0,25\pi(1+y)^2}{x^2 + 1,45y + 0,45 + \frac{2}{3} \frac{(1+x+y)xy}{(2+x+2y)(1+y)}};$$

$$x = \frac{l_N}{d} = \frac{2Nr}{nd}; \quad y = \frac{T}{d} = \frac{2nr}{d};$$

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

В последнем пункте задания необходимо определить число m , значение которого определяет, во сколько раз необходимо увеличить средний диаметр обмотки при условии, что действующая длина антенны не изменится, если из неё удалить сердечник. По сути, **необходимо получить выражение**, определяющее отношение:

$$m = \frac{D_{c0}}{D_c} = \sqrt{\frac{S_{c0}}{S_c}},$$

где D_{c0} – средний диаметр обмотки антенны без сердечника;

$S_{c0} = \pi \frac{D_{c0}^2}{4}$ – средняя площадь обмотки антенны без сердечника.

Сделать это достаточно просто, руководствуясь следующими соображениями. При наличии сердечника действующая длина антенны определяется выражением (6.29). Если сердечник удалить, то значение $\mu_{эф}$ станет равным 1 и из (6.29) будем иметь:

$$l_d = kNS_{c0}.$$

Таким образом, приравнивая правые части последнего выражения и выражения (6.29), получаем уравнение, из которого достаточно просто выражается отношение S_{c0} / S_c , определяющее значение m .

В задаче 4 требуется рассчитать основные параметры и характеристики зеркальной антенны, состоящей из зеркала в форме параболоида вращения и облучателя заданного вида, расположенного в фокусе зеркала. Описанию таких антенн посвящена довольно обширная литература (см., например, [2; 5; 6; 8; 14]). Следует отметить, что в строгой электродинамической постановке анализ подобных антенн представляет собой довольно сложную задачу. По этой причине в инженерной практике обычно применяют упрощённые приближённые методы расчёта зеркальных антенн параболоидного

типа. Один из таких методов подробно описан в [2]. Его суть сводится к следующему.

1. По заданному ослаблению поля на краях зеркала A , выраженному в относительных единицах, определяют угол апертуры зеркала.

Относительное ослабление на краях зеркала при этом определяется выражением:

$$A_{\text{отн}} = 10^{-A/20}$$

Если известен тип облучателя, то угол апертуры можно найти из уравнения [2]:

$$A_{\text{отн}} = \frac{1 + \cos \psi_0}{2} F(\psi_0), \quad (6.30)$$

где ψ_0 – угол апертуры зеркала;

$F(\psi_0)$ – значение нормированной характеристики направленности облучателя на краях зеркала.

В [2] имеются выражения для функций $F(\psi)$ облучателей различных типов, заданных в условии задачи. Полагая в этих выражениях $\psi = \psi_0$ и подставляя их в (6.30), получаем уравнение относительно ψ_0 . Данное уравнение является трансцендентным, что не позволяет найти его аналитическое решение. По этой причине решение этого уравнения необходимо искать с использованием приложения *Mathcad* на интервале значений $0 \leq \psi_0 \leq \pi$. Для этого удобно (6.30) переписать в виде:

$$\frac{1 + \cos \psi_0}{2} F(\psi_0) - A_{\text{отн}} = 0$$

и воспользоваться функцией «*root*», имеющейся в указанном приложении.

2. После того, как найдено значение величины угла апертуры зеркала, находят отношение радиуса апертуры зеркала R_0 к удвоенному фокусному расстоянию $p = 2f$. Это отношение характеризует глубину зеркала и определяется выражением [2]:

$$\frac{R_0}{p} = \text{tg} \frac{\psi_0}{2}. \quad (6.31)$$

3. С помощью приближённых соотношений, приведённых в таблице П. 1. Приложения, которые устанавливают связь между R_0 , $\Delta\theta_{0,5}^E$ или $\Delta\theta_{0,5}^H$, в зависимости от номера варианта, и λ , по известному значению отношения R_0/p и заданной ширине главного лепестка ДН по уровню половинной мощности определяют радиус апертуры зеркала. При этом следует обратить внимание на то, что в таблице П.1. приводятся соотношения, соответствующие ряду фиксированных значений величины отношения R_0/p . Значение этого отношения, рассчитанное с помощью (6.31), будет отличаться по величине от значений, приведённых в таблице П.1. Поэтому для расчётов следует воспользоваться выражениями, которые соответствуют наиболее близким по величине расчётным значениям отношения R_0/p .

4. После того, как найдено значение R_0 , с помощью выражения [2]:

$$f = \frac{R_0}{2\text{tg}\left(\frac{\Psi_0}{2}\right)}, \quad (6.32)$$

определяют фокусное расстояние зеркала f .

5. Профиль параболоида рассчитывается в сферической системе координат, центр которой совпадает с фокусом зеркала, с помощью выражения [2]:

$$\rho(\psi) = \frac{2f}{1 + \cos \psi}, \quad (6.33)$$

где Ψ – угол между осью вращения параболоида и направлением на заданную точку поверхности зеркала ($-\Psi_0 \leq \Psi \leq \Psi_0$);

$\rho(\Psi)$ – расстояние между фокусом и заданной точкой поверхности зеркала (соответствует направлению, определяемому значением угла ψ).

Расчёт и построение профиля параболоида следует выполнить с использованием приложения *Mathcad*. При этом нужно чётко себе представлять, что при построении полярных графиков функций в указанном приложении их аргумент «пробегают» ряд значений в пределах от 0 до 2π , а функция $\rho(\psi)$ в выражении (6.33) определена в ограниченной области, определяемой неравенством $-\Psi_0 \leq \psi \leq \Psi_0$. Сказанное означает, что при выполнении построений в *Mathcad* функция $\rho(\Psi)$ должна быть определена таким образом, чтобы её значения рассчитывались с помощью выражения (6.33) только при $0 \leq \psi \leq \Psi_0$ или при $(2\pi - \Psi_0) \leq \psi \leq 2\pi$.

6. После того как найдены геометрические параметры зеркала и определён его профиль, на основе апертурного метода рассчитывают основные характеристики и параметры излучения зеркальной антенны. Указанный метод

расчёта достаточно подробно изложен в [2]. В соответствии с ним решение такой задачи осуществляется в два этапа. На первом этапе определяется функция распределения поля, создаваемого облучателем, на поверхности апертуры зеркала. На втором – уже по известному виду этой функции определяются характеристики и параметры излучения антенны. Ниже приводится краткое пошаговое описание обоих этапов решения задачи расчёта основных характеристик и параметров излучения зеркальных антенн параболоидного типа.

Пусть для определённости профиль зеркальной антенны имеет вид, показанный на рис. XVI.14 в [2]. Для удобства расчётов обычно используют нормированную координату точки апертуры R' , определяемую отношением координаты точки апертуры к радиусу апертуры R_0 :

$$R' = \frac{R}{R_0}.$$

Нетрудно понять, что $0 \leq R' \leq 1$. При этом распределение поля, создаваемого облучателем на поверхности апертуры, описывается нормированной функцией $P(R')$, которая в общем случае определяется выражением вида (см. [2]):

$$P(R') = \frac{|\dot{E}(R')|}{|\dot{E}_0|},$$

где $\dot{E}(R')$ – комплексная амплитуда напряжённости электрического поля, создаваемого облучателем в точке апертуры с нормированной координатой R' ;

\dot{E}_0 – комплексная амплитуда напряжённости электрического поля, создаваемого облучателем, в центре апертуры.

Вид функции $P(R')$ определяется в основном направленными свойствами облучателя. Если облучатель задан, т. е. если известна его нормированная характеристика направленности $F(\psi)$, то на поверхности апертуры выполняется равенство (см. [2]):

$$P(R') = \frac{1 + \cos \psi}{2} F(\psi). \quad (6.34)$$

В последнем выражении вид функции $F(\psi)$ определяется в зависимости от того, в какой из двух плоскостей, плоскости вектора \vec{E} или плоскости

вектора \vec{H} , необходимо выполнить расчёт характеристик и параметров излучения антенны. Аналитический вид функции $P(R')$ не может быть определён с помощью выражения (6.34), поскольку в нём правая и левая части представляют собой функции разных аргументов. Поэтому для практических расчётов используется аппроксимация функции $P(R')$ интерполяционным полиномом степени m вида [2]:

$$Q(R') = \sum_{n=0}^m a_n (1 - R'^2)^n. \quad (6.35)$$

Если на интервале $0 \leq \psi \leq \psi_0$ выбрать ряд значений $\psi = 0, \psi_1, \psi_2, \dots, \psi_0$, то из геометрических соображений достаточно легко можно определить ряд значений $R' = 0, R'_1, R'_2, \dots, 1$, соответствующих выбранным значениям угла ψ , которые будем называть узлами интерполяции. Таким образом, значения $P(R')$ в узлах интерполяции будут определяться выражением (6.34). Если значения функций $P(R')$ и $Q(R')$ в узлах интерполяции совпадают, а количество узлов интерполяции выбрано равным $m+1$, то в соответствии с (6.35) коэффициенты интерполяционного полинома определяются системой уравнений:

$$\begin{cases} a_0 + a_1 + a_2 + \dots + a_m = 1; \\ a_0 + a_1(1 - R_1'^2) + a_2(1 - R_1'^2)^2 + \dots + a_m(1 - R_1'^2)^m = P(R_1'); \\ a_0 + a_1(1 - R_2'^2) + a_2(1 - R_2'^2)^2 + \dots + a_m(1 - R_2'^2)^m = P(R_2'); \\ \dots \\ a_0 = P(1) \end{cases} \quad (6.36)$$

Таким образом, определение распределения поля в апертуре зеркала сводится к нахождению значений функции $P(R')$ с помощью выражения (6.34) в узлах интерполяции и вычислению коэффициентов интерполяционного полинома на основе решения системы уравнений (6.36).

Если коэффициенты интерполяционного полинома (6.35) известны, то нормированная характеристика направленности антенны определяется выражением (см. [2]):

$$F_A(\theta) = \frac{\sum_{n=0}^m \frac{a_n}{n+1} \Lambda_{n+1}(U)}{\sum_{n=0}^m \frac{a_n}{n+1}}, \quad (6.37)$$

где $\Lambda_k(U) = \frac{2^k k!}{U^k} J_k(U)$ – лямбда-функция порядка k ;

$J_k(U)$ – функция Бесселя 1-го рода порядка k ;

$U = \frac{2\pi R_0}{\lambda} \sin \theta$ – аргумент функции Бесселя;

θ – угол между осью параболоида и направлением на точку наблюдения.

Из сказанного выше понятно, что чем большее количество узлов интерполяции мы зададим, т. е. чем большее значение будет иметь число m в выражении (6.35), тем с большей точностью будут совпадать функции $P(R')$ и $Q(R')$. При выполнении инженерных расчётов, достаточной точности удаётся достичь уже при значении $m = 2$. В качестве узлов интерполяции в этом случае выбираются три точки. Одна из них располагается в центре апертуры ($\psi = 0; R' = 0$), другая – на краю зеркала ($\psi = \psi_0; R' = 1$) и третья – приблизительно посередине между этими крайними точками ($\psi = 0,5\psi_0; R' \approx 0,5$). Таким образом, интерполяционный полином в соответствии с (6.35) будет определяться выражением:

$$Q(R') = a_0 + a_1(1 - R'^2) + a_2(1 - R'^2)^2. \quad (6.38)$$

Система уравнений относительно коэффициентов интерполяции с учётом (6.38), (6.34) и (6.30) примет вид:

$$\begin{cases} a_0 + a_1 + a_2 = 1; \\ a_0 + 0,75a_1 + 0,5625a_2 = \frac{1 + \cos \frac{\psi_0}{2}}{2} F\left(\frac{\psi_0}{2}\right); \\ a_0 = A_{\text{отн}} \end{cases} \quad (6.39)$$

Нетрудно видеть, что система уравнений (6.39) может быть представлена в матричной форме в виде выражения:

$$M \vec{x} = \vec{v},$$

где $M = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0,75 & 0,5625 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ – матрица, элементами которой являются коэф-

фициенты при неизвестных в (6.39);

$\vec{x} = (a_0, a_1, a_2)$ – вектор, компонентами которого являются неизвестные коэффициенты интерполяционного полинома в (6.39);

$\vec{v} = \left(1, \frac{1 + \cos \frac{\Psi_0}{2}}{2} F\left(\frac{\Psi_0}{2}\right), A_{\text{отн}} \right)$ – вектор, компонентами которого

являются значения правых частей уравнений системы (6.39).

Для решения систем уравнений, заданных в матричном виде, в *Mathcad* имеется встроенная функция «*lsolve(M,v)*», которой необходимо воспользоваться для решения системы уравнений (6.39).

Выражение (6.37), при $m = 2$ приводится к виду:

$$F_A(\theta) = \frac{6a_0\Lambda_1(U) + 3a_1\Lambda_2(U) + 2a_2\Lambda_3(U)}{6a_0 + 3a_1 + 2a_2}. \quad (6.40)$$

Таким образом, для расчёта и построения ДН антенны необходимо:

– используя выражение для нормированной характеристики направленности облучателя заданного вида в плоскости вектора \vec{E} или вектора \vec{H} , в зависимости от условия задачи, найти значение правой части второго уравнения системы (6.39);

– выражая значение ослабления на краях зеркала в относительных единицах, найти решение системы уравнений (6.39) относительно коэффициентов интерполяционного полинома;

– с помощью выражения (6.40) рассчитать и построить ДН антенны.

Расчёт и построение ДН выполняется с использованием приложения *Mathcad*, в котором имеются все необходимые для этого встроенные функции.

7. Расчёт КНД антенны в направлении главного максимума её излучения выполняется с помощью приближённого выражения (см., например, [7]):

$$D_{\text{max}} \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta_{0,5}^E \cdot \Delta\theta_{0,5}^H}, \quad (6.41)$$

где $\Delta\theta_{0,5}^E$ – значение ширины диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности в плоскости вектора \vec{E} , выраженное в рад.;

$\Delta\theta_{0,5}^H$ – значение ширины ДН антенны по уровню половинной мощности в плоскости вектора \vec{H} , выраженное в рад.

Одна из этих величин задана по условию задачи, а другая, соответствующая первой, определяется из табл. П.1. по определённому в п. 3 значению отношения R_0/p .

8. Значение эффективной площади антенны находят из общего выражения, устанавливающего связь между этой величиной и значением её КНД в направлении главного максимума излучения (см., например, [2]). После того, как определена эффективная площадь антенны, находят коэффициент использования зеркала.

9. С помощью приближённого выражения, которое приводится в [2], вычисляют значение КПД антенны и её коэффициент усиления.

10. С помощью неравенств, приведённых в [2], определяют значения величины максимального выноса фазового центра облучателя из фокуса зеркала.

В задаче № 5 необходимо рассчитать основные параметры фидерного тракта РЛС, основные элементы которого (линия передачи и антенный переключатель) образованы отрезками одинаковых волноводов прямоугольного поперечного сечения. Вопросы, связанные с расчётами основных параметров линий передачи указанного типа, а также ряда устройств (в том числе волноводно-щелевых мостов), образованных отрезками этих линий, достаточно подробно рассмотрены в учебной литературе (см. [1; 9; 10; 11; 12]). Так, например, в [1] приводится подробное описание работы антенного переключателя и его составных частей, а также приведены все основные расчётные соотношения, необходимые для решения задачи.

При определении рабочего диапазона частот и рабочей частоты фидерного тракта следует иметь в виду, что указанные параметры для его элементов (линии передачи и антенного переключателя) будут отличаться друг от друга. В частности, рабочий диапазон частот антенного переключателя значительно меньше рабочего диапазона частот волноводной линии передачи. При этом нижние граничные частоты указанных диапазонов совпадают, а верхняя граничная частота рабочего диапазона частот антенного переключателя будет меньше верхней граничной частоты рабочего диапазона частот волноводной линии передачи. Объясняется это тем, что в волноводно-щелевых мостах, входящих в состав антенного переключателя, в пределах рабочего диапазона частот волноводной линии передачи возникает волна типа H_{30} , что приводит к нарушению работы устройства. По этой причине верхняя граница рабочего диапазона частот фидерного тракта будет определяться значением критической частоты, соответствующей волнам указанного типа, возникающим в пространстве волноводно-щелевых мостов.

Для определения продольного размера окон связи в волноводно-щелевых мостах необходимо чётко себе представлять, что волноводно-щелевой мост является разновидностью волноводного ответвителя, работа которого

осуществляется за счёт того, что в его пространстве всегда распространяются волны двух типов. В случае, соответствующем условию задачи, это будут волны типов H_{10} и H_{20} . В силу дисперсии волны указанных типов будут распространяться в пространстве ответвителя с различными фазовыми скоростями, за счёт чего на выходах ответвителя между этими волнами будет иметь место фазовый сдвиг, величина которого определяется соотношением:

$$\psi = (\beta_{10} - \beta_{20}) \cdot l, \quad (6.42)$$

где β_{10} и β_{20} – коэффициенты фазы для волн типов H_{10} и H_{20} соответственно, распространяющихся в пространстве ответвителя;

l – продольный размер окна связи в ответвителе.

Волноводный ответвитель становится волноводно-щелевым мостом при выполнении условия (см. [1]):

$$(\beta_{10} - \beta_{20}) \cdot l = \frac{\pi}{2}. \quad (6.43)$$

В рекомендованной литературе (см., например, [1]) приводятся выражения для определения величин β_{10} и β_{20} . Остаётся только решить уравнение (6.42) относительно l .

При выполнении последнего пункта задания, в котором требуется определить потери в тракте, необходимо обратить внимание на следующее.

Потери в тракте будут складываться из потерь в антенном переключателе, относительная величина которых задана в условии задачи, и потерь в фидерной линии, относительную величину которых необходимо определить. При этом следует иметь в виду, что величина этих потерь чаще всего выражается в относительных единицах, т. е. – в процентах, а не в децибелах.

Как известно (см. [1; 9; 10; 11; 12]), мощность на выходе линии передачи определяется выражением:

$$P = P_0 e^{-2\alpha L}, \quad (6.44)$$

где P_0 – мощность на входе линии;

α – коэффициент затухания в линии, выраженный в Неп/м;

L – длина линии передачи.

Из (6.44) будем иметь:

$$\alpha = \frac{1}{2L} \ln \left(\frac{P_0}{P} \right), \quad [\text{Неп/м}]. \quad (6.45)$$

В инженерной практике принято использовать десятичные логарифмы вместо натуральных. По этой причине в большинстве источников приводятся расчётные формулы для коэффициента затухания, в которых его величина выражена в дБ/м. С учётом соотношений, связывающих натуральные и десятичные логарифмы, а также децибелы и Неперы, коэффициент затухания, выраженный в дБ/м, в соответствии с (6.45) будет определяться выражением:

$$\alpha = \frac{1}{2L} 10 \lg \left(\frac{P_0}{P} \right), \quad [\text{дБ/м}].$$

Откуда будем иметь:

$$P = P_0 10^{-2\alpha L/10}, \quad (6.46)$$

где коэффициент затухания α выражен в дБ/м.

Потери в линии будут определяться разностью между мощностью на её входе и мощностью на её выходе, а их относительная величина, выраженная в процентах, в соответствии с (6.46) будет определяться выражением:

$$A_{\text{лп}} = \frac{P_0 - P}{P_0} \times 100\% = (1 - 10^{-2\alpha L/10}) \times 100\%. \quad (6.47)$$

Для решения задачи с использованием *Mathcad* необходимо выполнить следующее.

1. Определить значения исходных данных в соответствии с номером варианта.
2. Используя [1; 9; 10; 11; 12], определить вид выражений для расчёта значений критической частоты волноводной линии передачи, нижней и верхней граничных частот рабочего диапазона частот фидерного тракта, его рабочей частоты и рабочей длины волны.
3. Рассчитать значения перечисленных величин.
4. Используя [1; 9; 10; 11; 12], определить вид выражений, определяющих значения длины волны типа H_{10} и длины волны типа H_{20} , распространяющихся в пространстве волноводно-щелевых мостов антенного переключателя, а также – вид выражений, определяющих значения соответствующих коэффициентов фазы.
5. Используя функцию «*lsolve*», найти решение уравнения (6.43) относительно l .
6. Используя [1; 9; 10; 11; 12], определить вид выражения для расчёта значения коэффициента затухания в линии, выраженного в дБ/м, и вычислить его.

7. С помощью (6.47) определить относительные потери в фидерной линии.

8. Определить потери в тракте.

Для решения задачи № 6 необходимо очень чётко понимать, что циркулятор – это согласованный многоплечий узел, функциональное назначение которого заключается в том, чтобы передавать электромагнитный поток в направлении из плеча с номером i в плечо с номером $(i+1)$ или из плеча с последним номером в плечо с номером 1. При этом во всех остальных направлениях передача электромагнитного потока невозможна.

Основными параметрами циркуляторов являются ослабление в направлении передачи и развязка. Обе эти величины выражаются в дБ и определяются при условии согласования во всех плечах циркулятора.

Если количество плеч в циркуляторе равно N , то ослабление в направлении передачи определяется соотношением:

$$A_{\text{пр}} = 10 \lg \left(\frac{P_{j+}}{P_{i-}} \right) \bigg|_{\substack{i=j+1; \\ j=N; i=1}} = 20 \lg \left(\frac{U_{j+}}{U_{i-}} \right) \bigg|_{\substack{i=j+1; \\ j=N; i=1}}, \quad (6.48)$$

где P_{j+} – мощность на входе циркулятора (мощность сигнала, подаваемого в плечо с соответствующим номером j);

U_{j+} – нормированная амплитуда волны, подаваемой на вход циркулятора с номером j ;

P_{i-} – мощность на выходе из плеча циркулятора с номером i ($i = j + 1$, или $i = 1$, если $j = N$);

U_{i-} – нормированная амплитуда волны на выходе циркулятора с номером i ($i = j + 1$, или $i = 1$, если $j = N$);

Развязка в циркуляторе определяется соотношением:

$$A_{\text{обр}} = 10 \lg \left(\frac{P_{j+}}{P_{i-}} \right) \bigg|_{\substack{i \neq j+1; \\ j=N; i \neq 1}} = 20 \lg \left(\frac{U_{j+}}{U_{i-}} \right) \bigg|_{\substack{i \neq j+1; \\ j=N; i \neq 1}}, \quad (6.49)$$

где величины P_{j+} , P_{i-} , U_{j+} и U_{i-} в (6.49) имеют тот же смысл, что и в (6.48). Разница заключается лишь в том, что номер выхода циркулятора в (6.49) определяется условиями $i \neq j + 1$ или $i \neq 1$ при $j = N$.

Степень согласования в плечах обычно характеризуется значением КСВ, величина которого определяет значение модуля коэффициента отражения и связана с последним соотношением (см. [2; 9; 10; 11; 12]):

$$p = \frac{КСВ-1}{КСВ+1}. \quad (6.50)$$

В практике СВЧ принято описывать работу многоплечих устройств с использованием матричного аппарата. В частности, в данной задаче необходимо составить матрицу рассеяния четырёхплечего циркулятора, работающего на основе эффекта Фарадея.

Вопросы, связанные с использованием матриц для описания работы различных устройств СВЧ, достаточно широко и полно изложены в рекомендованной литературе (см. например [9; 10; 11; 12]).

Для составления матрицы рассеяния циркулятора необходимо глубоко понимать, каким образом определяются её элементы и какой они имеют физический смысл.

В общем случае, если в составе устройства имеется N плеч, то его матрица рассеяния будет иметь вид [9; 10; 11; 12]:

$$[S] = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} & \dots & \dot{S}_{1N} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} & \dots & \dot{S}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{S}_{N1} & \dot{S}_{N2} & \dots & \dot{S}_{NN} \end{bmatrix}. \quad (6.51)$$

Элементы матрицы (6.51) являются комплексными величинами и при выполнении условий согласования в плечах определяются выражением вида [9; 10; 11; 12]:

$$\dot{S}_{ij} = \frac{\dot{U}_{i-}}{\dot{U}_{j+}}, \quad (6.52)$$

где \dot{U}_{i-} – комплексная нормированная амплитуда волны на выходе циркулятора с номером i ;

\dot{U}_{j+} – комплексная нормированная амплитуда волны на входе циркулятора с номером j .

При этом значение i соответствует номеру строки в (6.51), а j – номеру столбца.

Из (6.52) следует, что при $i = j$ значение S_{ij} соответствует диагональным элементам матрицы (6.51) и в общем случае определяется величиной комплексного коэффициента отражения в плече с номером i . При $i \neq j$ значение S_{ij} является комплексным коэффициентом передачи из плеча с номером j в плечо с номером i .

Если многоплечий узел является циркулятором, то все элементы матрицы рассеяния будут действительными. При этом её диагональные элементы будут определяться модулем коэффициента отражения в соответствующих плечах циркулятора, значение которого определяется с помощью (6.50). Значения остальных элементов определяются с помощью выражений (6.52) и (6.48) или (6.49) в зависимости от направления передачи, т. е. в зависимости от значений индексов i и j . Не трудно видеть, что под знаками десятичных логарифмов в выражениях (6.48) и (6.49) содержатся величины, которые имеют обратные значения по сравнению с величинами, определяемыми выражением (6.52).

Таким образом, будем иметь:

$$S_{ij} = \begin{cases} p, & i = j; \\ 10^{-A_{\text{пр}}/20}, & i = j + 1 \text{ или } j = N, i = 1; \\ 10^{-A_{\text{обр}}/20}, & i \neq j + 1 \text{ или } j = N, i \neq 1. \end{cases} \quad (6.53)$$

Потери в циркуляторе, в силу закона сохранения энергии, будут определяться разностью между единицей и суммой квадратов элементов одной строки или столбца матрицы рассеяния, выраженной в процентах:

$$T = (1 - S_{11}^2 - S_{12}^2 - \dots - S_{1N}^2) \times 100\% .$$

Как известно [9; 10; 11; 12], мощность радиоволны равна квадрату её нормированной амплитуды. Таким образом, не составляет труда по заданному значению нормированной комплексной амплитуды радиоволны на входе циркулятора определить входную мощность. После чего, по заданным значениям ослабления в направлении прямой передачи и развязки с помощью выражений (6.48) и (6.49) определить мощность на его выходах.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица П.1

Соотношения для расчёта ширины ДН зеркальной антенны по уровню половинной мощности для зеркал различной глубины

$\frac{R_0}{p}$	$\Delta\theta_{0,5}^H$	$\Delta\theta_{0,5}^E$
0,4	$61^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$	$63^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$
0,6	$63^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$	$71^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$
0,8	$70^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$	$83^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$
1,0	$79^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$	$96^\circ \frac{\lambda}{2R_0}$

Юшкевич Наталья Федоровна

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Учебно-методическое пособие
для самостоятельной работы с заданиями по РГР
для курсантов высших учебных заведений
по специальности 25.05.03
«Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»
очной формы обучения

Ведущий редактор Н.В. Желтухина

Лицензия № 021350 от 28.06.99.

Младший редактор Г.В. Деркач

Печать офсетная.

*Компьютерное редактирование
И.В. Леонова*

Формат 60x90/16.

*Подписано в печать 28.12.2021 г.
Усл. печ. л. 5,0. Уч.-изд. л. 6,2.*

Заказ № 1726. Тираж 60 экз.

Доступ к архиву публикации и условия доступа к нему:

<https://bgarf.ru/akademia/#biblioteka>

БГАРФ ФГБОУ ВО «КГТУ»

Издательство БГАРФ,

**член Издательско-полиграфической ассоциации высших учебных заведений
236029, Калининград, ул. Молодежная, 6.**

БГАРФ