



УДК 621.396.67

А. Д. Французов

 ООО «Научно-производственное предприятие  
 "Цифровые радиотехнические системы"» (Санкт-Петербург)

## Оптимизация антенной решетки с косекансной диаграммой направленности

Методом парциальных диаграмм направленности (ДН) синтезированы вертикальные всенаправленные в азимутальной плоскости антенные решетки (АР) с косекансной формой ДН в вертикальной плоскости. Определена оптимальная высота АР по критерию максимального коэффициента усиления. Показано, что оптимальная высота АР существенно зависит от потерь в СВЧ-кабеле и делителе сигнала.

### Синтез линейных антенных решеток, косекансная диаграмма направленности, оптимальная высота антенной решетки

Антенны с косекансной диаграммой направленности (ДН) широко распространены в системах радионавигации самолетов. Всенаправленная в азимутальной плоскости косекансная ДН (рис. 1) формируется антенной решеткой (АР) в виде колонны и описывается функцией

$$F_3(\theta) = \sin(90 - \theta_{\max}) \operatorname{cosec}(90 - \theta), \quad (1)$$

где  $\theta_{\max} = 85 \dots 87^\circ$  – максимальный угол ДН, причем максимум косекансной ДН соответствует  $\theta_{\max}$ .

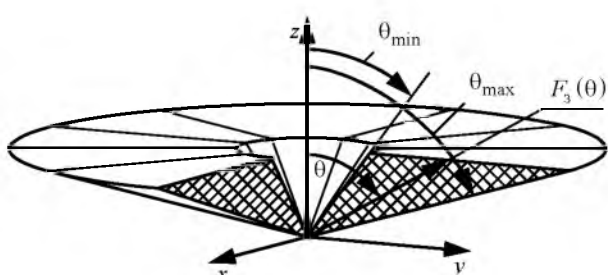


Рис. 1

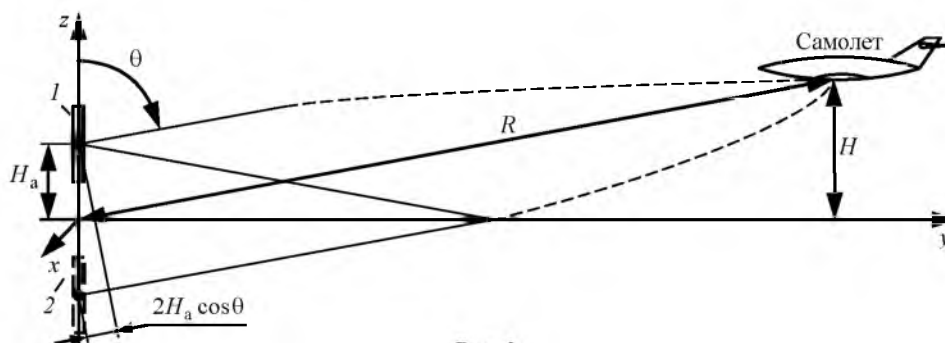


Рис. 2

На рис. 2 показана линия связи "антенна – самолет". Антенна с ДН (1) создает в точке нахождения самолета плотность потока мощности [1]

$$\Pi_r(\theta, R) = \frac{P_{\text{тр}} D(\theta) \eta}{4\pi R^2}, \quad (2)$$

где  $P_{\text{тр}}$  – мощность передатчика, подключенного к антенне;  $D(\theta) = D_{\max} F_3^2(\theta)$  – коэффициент направленного действия (КНД) антенны ( $D_{\max}$  – КНД антенны в направлении главного максимума  $\theta = \theta_{\max}$ );  $\eta$  – КПД антенны;  $R$  – наклонная дальность.

После подстановки (1) в (2) получим:

$$\Pi_r(H) = \frac{P_{\text{тр}} D_{\max} \sin^2(90 - \theta_{\max}) \eta}{4\pi H^2}, \quad (3)$$

где  $H$  – высота полета самолета при нахождении его в пределах углов от минимального до макси-

мального ( $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ ). Таким образом, если антенна имеет косекансную всенаправленную ДН, то плотность потока мощности (3) в точке нахождения самолета зависит только от высоты полета. Поскольку расстояние до самолета меняется на два порядка больше, чем высота полета, то применение антенны с косекансной ДН на два порядка уменьшает динамический диапазон сигналов, принимаемых антенной от самолетов, находящихся на разных дальностях.

Однако, для того чтобы ДН имела равный нулю радиус кривизны в главном максимуме, антенна должна обладать бесконечной высотой. Поэтому реальная ДН  $F_p(\theta)$  не может иметь форму, показанную на рис. 1. В случае реальной ДН формула (3) имеет вид

$$\Pi_r(\theta, H) = \frac{P_{tr} D_{\max} F_p^2(\theta) \eta}{4\pi R^2} = \frac{P_{tr} D_{\max} \sin^2(90 - \theta_{\max}) \eta \left[ \frac{F_p(\theta)}{F_3(\theta)} \right]^2}{4\pi H^2}, \quad (4)$$

причем  $F_p(\theta) \geq F_3(\theta)$ ,  $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ . Отклонение этого отношения от единицы определяется результатом синтеза АР и должно быть минимальным.

Например, заданная ДН  $F_3(\theta)$  при  $\theta_{\min} = 40^\circ$  и  $\theta_{\max} = 85.6^\circ$  показана на рис. 3, а. В точках  $40^\circ$  и  $85.6^\circ$  она имеет бесконечные первые производные, следовательно, антенна, формирующая такую ДН, нереализуема. Таким образом, необходимо задать такую форму ДН, которая будет реализуема при конечной высоте антенны и в минимальной степени будет отличаться от  $F_3(\theta)$ .

Заданная ДН показана на рис. 3, б. Ее главный максимум представляет собой главный максимум ДН равноамплитудной АР с таким же количеством излучателей, что и синтезируемая АР. Главный максимум заданной ДН отклонен вверх от поверхности земли

так, что на поверхности амплитуда на 3.5 дБ меньше, чем в направлении максимума.

Синтез линейной АР с косекансной ДН выполним методом неортогональных парциальных ДН [2]. В отличие от описанной в [2] методики используем в качестве первой парциальной ДН диаграмму равноамплитудной АР, так как это обеспечивает минимальную ширину главного лепестка. В качестве последующих парциальных ДН применим диаграммы АР с чебышевским распределением амплитуды [3], которые имеют уровень боковых лепестков (УБЛ)  $-30$  дБ. Такой комбинированный метод использования различных парциальных диаграмм обеспечивает уменьшенный УБЛ синтезированной ДН по сравнению с равноамплитудной АР.

Множитель линейной АР, размещенной симметрично относительно начала декартовой системы координат  $xz$  вдоль оси  $0z$  (рис. 1), имеет вид [4]

$$f_\Sigma(\theta) = \sum_{n=-N}^N I_{n\Sigma} \exp(i\psi_{n\Sigma}) \exp(ikd_n \cos\theta), \quad (5)$$

где  $N$  – число излучателей в половине АР;  $I_{n\Sigma}$ ,  $\psi_{n\Sigma}$  – амплитуда и фаза тока в  $n$ -м излучателе соответственно;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число ( $\lambda$  – длина волны);  $d_n = d(2n-1)/2$  – расстояние от центра  $n$ -го излучателя до начала координат ( $d$  – расстояние между соседними излучателями).

Будем полагать, что амплитудное распределение имеет четную симметрию:  $I_{n\Sigma} = I_{-n\Sigma}$ , а фазовое – нечетную:  $\psi_{n\Sigma} = -\psi_{-n\Sigma}$ . В этом случае для эквидистантной АР уравнение (5) примет вид

$$f_\Sigma(\theta) = \sum_1^N I_{n\Sigma} \cos \left[ (2n-1) \frac{kd}{2} \cos\theta + \psi_{n\Sigma} \right]. \quad (6)$$

ДН АР описывается произведением множителя решетки и ДН отдельного излучателя

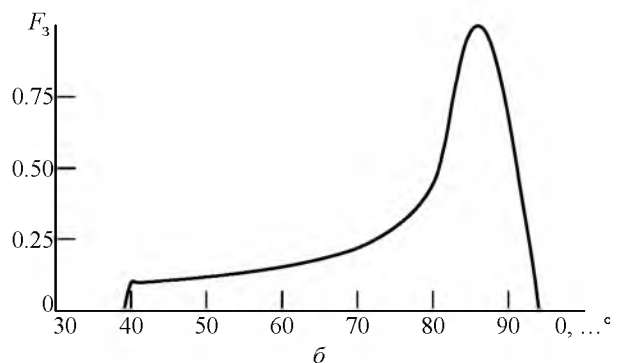
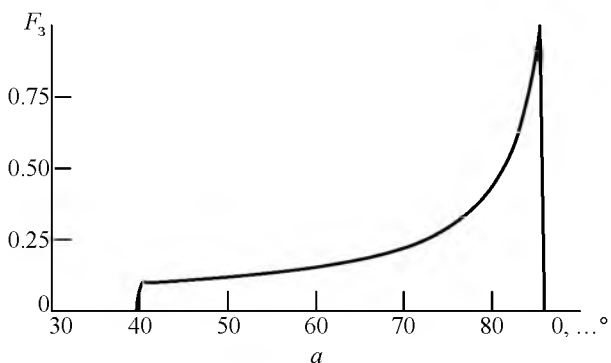


Рис. 3

$F_{\Sigma}(\theta) = f_{\Sigma}(\theta) f_{\Pi}(\theta)$ . Для АР с вертикальной поляризацией будем считать  $f_{\Pi}(\theta) = \sin \theta$ . Множитель решетки для  $p$ -й парциальной ДН имеет вид

$$f_p(\theta) = A_p \sum_1^N I_{n,p} \cos \left[ (2n-1) \left( \frac{kd}{2} \cos \theta + \psi_p \right) \right], \quad (7)$$

где  $A_p$  – амплитуда  $p$ -й парциальной ДН;  $I_{n,p}$  – амплитуда тока в  $n$ -м излучателе для  $p$ -й парциальной ДН;  $\psi_p$  – разность фаз токов в соседних излучателях для  $p$ -й парциальной ДН.

Задав число излучателей, а также ДН (рис. 3, а), действуя в соответствии с описанной в [2] методикой, получим оптимальные значения амплитуд  $A_p$  и фазовых сдвигов  $\psi_p$  для каждой парциальной ДН с заданным набором амплитудного возбуждения  $I_{n,p}$ . Несложно показать, что итоговое амплитудно-фазовое распределение для (6) определится из следующих равенств:

$$I_{n\Sigma} = \left( \left\{ \sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \cos \left[ (2n-1) \psi_p \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \sin \left[ (2n-1) \psi_p \right] \right\}^2 \right)^{0.5}; \quad (8)$$

$$\operatorname{tg} \psi_{n\Sigma} = \frac{\sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \sin \left[ (2n-1) \psi_p \right]}{\sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \cos \left[ (2n-1) \psi_p \right]}, \quad (9)$$

где  $M$  – количество парциальных ДН, использованных для синтеза ДН.

В табл. 1 приведены основные параметры синтезированных ДН.

КНД для заданной ДН рассчитывался по формуле

$$D_3 = \frac{2}{\pi \int_0^{\pi} [F_3(\theta)]^2 \sin \theta d\theta}, \quad (10)$$

причем заданная ДН определялась в секторе углов  $40 \dots 93^\circ$  (см. рис. 3, б). В других направлениях она полагалась равной нулю (боковые лепестки не учитывались). КНД синтезированных ДН в направлении максимума  $D_{\max}$  рассчитывались по (10) при подстановке  $F_{\Sigma}(\theta)$  вместо  $F_3(\theta)$  в секторе углов  $0 \dots 180^\circ$ .

Как видно из табл. 1, значения КНД синтезированных ДН незначительно отличаются от предельно достижимых. Если для 10-элементной АР длиной  $5\lambda$  КНД синтезированной ДН меньше предельно достижимого на 0.8 дБ, то для 26-элементной АР длиной  $13\lambda$  отличие составляет всего 0.2 дБ. Это свидетельствует о хорошем совпадении синтезированной и заданной ДН, а также о низком УБЛ в синтезированной ДН. Уровни первых трех боковых лепестков, примыкающих к главному лепестку  $q_{61}$ ,  $q_{62}$ ,  $q_{63}$ , на 2 дБ меньше, чем у равноамплитудной АР, что подтверждает последний вывод.

В табл. 2 приведены оптимальные синтезированные амплитудно-фазовые распределения для 9-элементной АР разной длины. Хотя ширина главного максимума синтезированной ДН по уровню половинной мощности  $2\theta_{0.5}$  практически обратно пропорциональна длине АР, КНД растет с увеличением длины АР существенно медленнее. Это объясняется тем, что значительная доля излученной мощности распределяется в косекансной части главного лепестка ДН и эта мощность не зависит от длины АР. Так, длина 26-элементной АР возрастает почти в 2 раза по сравнению с 14-элементной АР, а КНД синтезированной ДН увеличивается всего на 1.44 дБ или в 1.39 раза. Крутизна нижнего склона синтезированной ДН  $S = dF_{\Sigma}(\theta)/d\theta|_{\theta=90^\circ}$  также растет медленнее, чем увеличивается длина АР.

Таблица 1

Параметр	N								
	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$D_3$ , дБ	9.8	10.4	10.6	11.0	11.3	11.5	11.6	11.6	11.7
$D_{\max}$ , дБ	9.0	9.7	10.1	10.6	10.8	11.1	11.3	11.4	11.5
$2\theta_{0.5}$ , ...°	13.3	11.2	9.63	8.49	7.86	7.08	6.54	6.24	5.88
$S$ , дБ/°	1.31	1.59	1.92	2.25	2.51	2.88	3.3	3.56	3.92
$q_{61}$ , дБ	-16.1	-16.2	-15.0	-15.2	-15.7	-15.1	-14.8	-14.8	-15.0
$q_{62}$ , дБ	-21.3	-21.5	-19.9	-20.0	-20.6	-19.7	-19.3	-19.2	-19.4
$q_{63}$ , дБ	-24.8	-25.1	-23.1	-23.3	-24.1	-22.7	-22.3	-22.0	-22.2

Таблица 2

Параметр	N								
	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$I_{1\Sigma}$	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
$\Psi_{1\Sigma}, \dots^\circ$	24.5	20.3	25.5	22.3	23.9	23.2	22.2	23.4	23.1
$I_{2\Sigma}$	0.589	0.676	0.529	0.599	0.551	0.569	0.602	0.566	0.585
$\Psi_{2\Sigma}, \dots^\circ$	51.2	50.0	49.6	51.0	49.3	53.2	53.2	53.5	55.6
$I_{3\Sigma}$	0.552	0.505	0.544	0.487	0.507	0.45	0.429	0.449	0.412
$\Psi_{3\Sigma}, \dots^\circ$	57.0	52.5	47.6	44.0	44.0	42.0	45.0	43.3	45.3
$I_{4\Sigma}$	0.383	0.484	0.414	0.485	0.432	0.448	0.444	0.429	0.429
$\Psi_{4\Sigma}, \dots^\circ$	85.0	68.4	72.3	63.5	64.2	60.8	58.5	62.8	60.8
$I_{5\Sigma}$	0.249	0.302	0.351	0.334	0.347	0.315	0.318	0.294	0.288
$\Psi_{5\Sigma}, \dots^\circ$	56.4	82.3	65.0	70.2	62.9	63.6	66.2	62.5	69.2
$I_{6\Sigma}$	–	0.245	0.294	0.339	0.317	0.337	0.314	0.322	0.29
$\Psi_{6\Sigma}, \dots^\circ$	–	55.3	84.2	71.4	75.0	66.9	63.2	66.6	64.3
$I_{7\Sigma}$	–	–	0.209	0.249	0.245	0.255	0.281	0.234	0.25
$\Psi_{7\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	42.3	81.1	72.0	78.7	75.8	76.9	78.9
$I_{8\Sigma}$	–	–	–	0.203	0.225	0.234	0.22	0.234	0.196
$\Psi_{8\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	42.1	74.3	68.9	73.0	67.1	72.9
$I_{9\Sigma}$	–	–	–	–	0.143	0.209	0.226	0.208	0.201
$\Psi_{9\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	38.5	74.9	70.9	80.1	76.6
$I_{10\Sigma}$	–	–	–	–	–	0.153	0.19	0.171	0.155
$\Psi_{10\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	28.7	71.4	65.3	79.3
$I_{11\Sigma}$	–	–	–	–	–	–	0.16	0.195	0.148
$\Psi_{11\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	–	27.8	67.1	67.3
$I_{12\Sigma}$	–	–	–	–	–	–	–	0.119	0.146
$\Psi_{12\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	–	–	9.9	64.3
$I_{13\Sigma}$	–	–	–	–	–	–	–	–	0.115
$\Psi_{13\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	–	–	–	3.2

Важно отметить, что чем длиннее АР, тем сильнее спад амплитуды крайних излучателей и меньше коэффициент использования апертуры. Так, для 10-элементной АР крайние излучатели имеют спад амплитуды до 0.249 (–12 дБ), а в 26-элементной АР крайние излучатели имеют спад амплитуды до 0.115 (–18.78 дБ).

Иногда важно уменьшить УБЛ в ДН. Для синтеза антенны с меньшим, чем в табл. 1, УБЛ были использованы чебышевские парциальные ДН с УБЛ

–30 дБ. Результаты синтеза отображены в табл. 3 (параметры синтезированных ДН) и табл. 4 (синтезированные амплитудно-фазовые распределения).

Если в табл. 1 уровень первого бокового лепестка составляет около –15 дБ независимо от количества элементов в АР, то в отличие от этого в табл. 3 уровень первого бокового лепестка уже около –26 дБ и также не зависит от количества элементов. Этот существенный выигрыш в УБЛ произошел при почти ничтожной потере КНД: не более 0.25 дБ.

Таблица 3

Параметр	N								
	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$D_3$ , дБ	9.8	10.4	10.6	11.0	11.3	11.5	11.6	11.6	11.7
$D_{\max}$ , дБ	8.75	9.47	9.91	10.4	10.7	10.8	11.2	11.3	11.4
$2\theta_{0.5}, \dots^\circ$	14.2	11.79	10.44	9.06	8.31	7.83	6.96	6.69	6.51
$S$ , дБ/°	1.13	1.39	1.61	1.91	2.12	2.33	2.69	2.85	3.09
$q_{61}$ , дБ	–26.9	–27.0	–26.3	–26.1	–26.1	–26.1	–26.6	–27.1	–25.9
$q_{62}$ , дБ	–28.0	–28.1	–28.3	–27.9	–28.8	–29.2	–29.0	–31.1	–29.7
$q_{63}$ , дБ	–29.7	–29.6	–29.7	–29.2	–30.6	–31.3	–30.2	–33.5	–32.0

Таблица 4

Параметр	N								
	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$I_{1\Sigma}$	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
$\Psi_{1\Sigma}, \dots^\circ$	24.7	20.1	24.3	21.3	24	21.9	20.4	21.9	21.0
$I_{2\Sigma}$	0.549	0.632	0.53	0.591	0.525	0.573	0.622	0.578	0.609
$\Psi_{2\Sigma}, \dots^\circ$	45.4	46.9	42.6	46.9	45.7	48.8	48.9	49.0	49.7
$I_{3\Sigma}$	0.503	0.476	0.545	0.484	0.509	0.463	0.437	0.458	0.438
$\Psi_{3\Sigma}, \dots^\circ$	58.3	47.8	46.1	40.7	41.5	39.1	41.8	39.6	41.3
$I_{4\Sigma}$	0.25	0.4	0.345	0.432	0.374	0.431	0.443	0.425	0.439
$\Psi_{4\Sigma}, \dots^\circ$	88.3	69.8	69.4	61.2	61.9	58.1	53.8	57.3	55.2
$I_{5\Sigma}$	0.178	0.206	0.293	0.276	0.313	0.288	0.296	0.287	0.29
$\Psi_{5\Sigma}, \dots^\circ$	77.0	86.2	65.0	65.0	56.7.0	60.5	63.0	58.0	62.9
$I_{6\Sigma}$	–	0.176	0.188	0.268	0.249	0.285	0.28	0.29	0.286
$\Psi_{6\Sigma}, \dots^\circ$	–	78.7	98.3	72.8	76.7	66.6	57.2	61.6	57.4
$I_{7\Sigma}$	–	–	0.126	0.148	0.177	0.186	0.238	0.204	0.238
$\Psi_{7\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	68.3	94.5	70.1	81.1	75.0	71.9	74.9
$I_{8\Sigma}$	–	–	–	0.15	0.144	0.155	0.154	0.186	0.165
$\Psi_{8\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	70.7	92.7	72.7	68.9	65.2	67.6
$I_{9\Sigma}$	–	–	–	–	0.103	0.111	0.169	0.15	0.172
$\Psi_{9\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	67.7	96.5	73.6	80.8	74.5
$I_{10\Sigma}$	–	–	–	–	–	0.087	0.109	0.109	0.104
$\Psi_{10\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	56.4	100.5	72.9	83.7
$I_{11\Sigma}$	–	–	–	–	–	–	0.107	0.097	0.104
$\Psi_{11\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	–	60.0	90.1	66.1
$I_{12\Sigma}$	–	–	–	–	–	–	–	0.062	0.085
$\Psi_{12\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	–	–	68.9	94.2
$I_{13\Sigma}$	–	–	–	–	–	–	–	–	0.059
$\Psi_{13\Sigma}, \dots^\circ$	–	–	–	–	–	–	–	–	42.3

В то же время синтезированное амплитудное распределение в табл. 4 для всех AP спадает к крайним излучателям сильнее, чем в табл. 2. Этот факт существенно усложняет делитель сигнала между элементами AP, особенно при большом их количестве.

Для определения реального коэффициента усиления (КУ) AP необходимо разработать делитель сигнала и определить потери сигнала в нем. На рис. 4 показан делитель сигнала типа "дерево" для 10-элементной AP, а на рис. 5 – половина аналогичного делителя для 20-элементной AP.

Если для 10-элементной AP такой делитель можно разместить внутри трубы, на которой крепятся излучатели, при ее диаметре 60 мм, то для AP с большим числом элементов делитель необходимо размещать вне трубы. Это приводит к необходимости использования СВЧ-кабелей для подвода сигнала с выходов делителя к каждому излучателю. Для сохранения соотношения фаз сигналов в диапазоне частот работы AP все кабели должны иметь одну и ту же длину. В этом случае общая длина СВЧ-тракта делителя вместе с

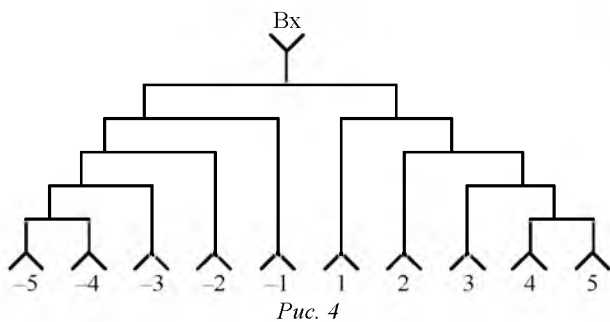


Рис. 4

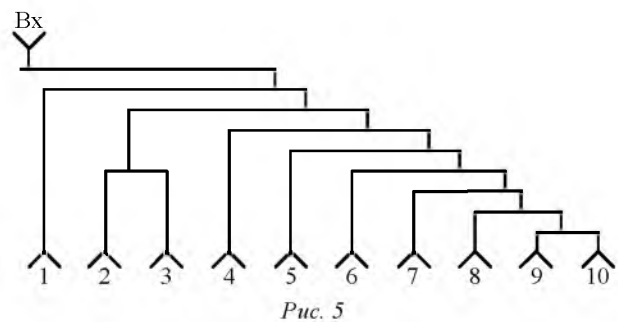


Рис. 5

Таблица 5

Параметр	N									
	5	6	7	8	9	10	11	12	13	
$\eta_k$ , дБ	-0.27	-0.5	-0.58	-0.66	-0.74	-0.83	-0.91	-0.99	-1.07	
$\eta_d$ , дБ	-0.2	-0.24	-0.28	-0.32	-0.36	-0.4	-0.44	-0.48	-0.52	
$\eta$ , дБ	-0.47	-0.74	-0.86	-0.98	-1.1	-1.23	-1.35	-1.47	-1.59	
G, дБ	$q_{61} = -15$ дБ	8.53	8.96	9.24	9.62	9.7	9.87	9.95	9.93	9.91
	$q_{61} = -26$ дБ	8.28	8.73	9.05	9.42	9.6	9.57	9.85	9.83	9.81

кабелями практически удваивается. Если в L-диапазоне волн положить потери в СВЧ-кабеле РК 50-7-11 0.3 дБ/м [5], а потери в делителе сигнала 0.02 дБ/λ [6], то можно ориентировочно определить суммарные потери сигнала в делителях для АР с разным количеством излучателей. В табл. 5 приведены КПД кабелей  $\eta_k$ , делителей  $\eta_d$ , антенны ( $\eta = \eta_k + \eta_d$ ) и коэффициенты усиления АР с уровнем первого бокового лепестка -15 и -26 дБ.

Для обоих случаев АР из 22 элементов высотой  $11\lambda$  имеет максимальный КУ, не превышающий 9.95 дБ. Следует отметить, что АР из 12 элементов высотой  $6\lambda$  имеет КУ всего лишь на 0.99 дБ меньше, чем АР с максимальным КУ. При этом дальность радиосвязи уменьшится всего на 11 %.

В табл. 5 даны оптимистические прогнозы потерь сигнала. Так, потери для кабеля типа РК 50-3-11 составляют уже 0.5 дБ/м. При этом оптимальная высота АР существенно уменьшится. Потери в делителе сигнала также, как правило, выше потерь, приведенных в табл. 5.

Одним из способов уменьшения потерь в делителе является выполнение его на симметричной полосковой линии с воздушным заполнением. Расчетное значение потерь в такой линии с волновым сопротивлением 50 Ом равно 0.07 дБ/м [6]. Однако экспериментальное значение составляет 0.2 дБ/м и очень сильно зависит от типа покрытия центрального проводника и технологии изготовления линии.

Из проведенного анализа можно сделать вывод, что максимально достижимый КУ АР с косекансной ДН в вертикальной плоскости составляет не более 9 дБ. При этом оптимальной АР следует считать состоящую из 10–12 элементов и высотой  $(5...6)\lambda$ .

Реальная ДН формируется в результате интерференции прямого сигнала (антенна 1) и сигнала, отраженного от поверхности земли (зеркальная антенна 2) (см. рис. 2):

$$F_p(\theta) = F_\Sigma(\theta) + \Gamma(\theta) \times F_\Sigma(180 - \theta) \exp(ik2H_a \cos\theta), \quad (11)$$

где  $F_\Sigma(\theta)$  – ДН антенны без влияния земли;  $\Gamma(\theta)$  – коэффициент отражения от земли для параллельной поляризации поля;  $F_\Sigma(180 - \theta)$  – ДН зеркальной антенны;  $H_a$  – высота фазового центра антенны над поверхностью земли. Коэффициент отражения от земли для вертикальной поляризации поля определяется уравнением [7]

$$\Gamma(\theta) = \frac{\sqrt{\epsilon_{гр} - \sin^2 \theta} - \epsilon_{гр} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_{гр} - \sin^2 \theta} + \epsilon_{гр} \cos \theta}, \quad (12)$$

где  $\epsilon_{гр}$  – диэлектрическая проницаемость грунта.

Диэлектрическая проницаемость грунтов зависит как от их минерального состава, так и от влажности, температуры, плотности и других факторов [8]. Значение диэлектрической проницаемости грунтов колеблется между значениями от 3 до 80. Графики коэффициента отражения для характерных значений<sup>1</sup>  $\epsilon_{гр}$  показаны на рис. 6.

При угле падения, равном углу Брюстера ( $\theta_B$ ) ( $\text{tg } \theta_B = \sqrt{\epsilon_{гр}}$ ), коэффициент отражения равен нулю. Для реальных сред с потерями угол Брюстера отсутствует, но на близких к нему углах наблюдается минимум коэффициента отражения, который тем меньше, чем меньше потери в среде [7].

По (11), (12) рассчитаны реальные ДН с уче-

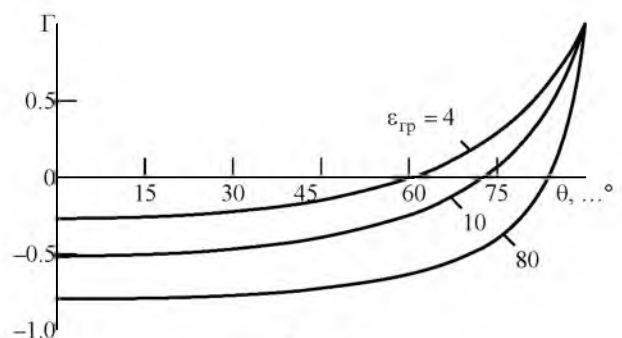


Рис. 6

<sup>1</sup> Значение  $\epsilon_{гр}$ , равное 4, соответствует сухой песчаной почве, 10 – глинистой увлажненной почве, 80 – воде и сильно увлажненной почве.

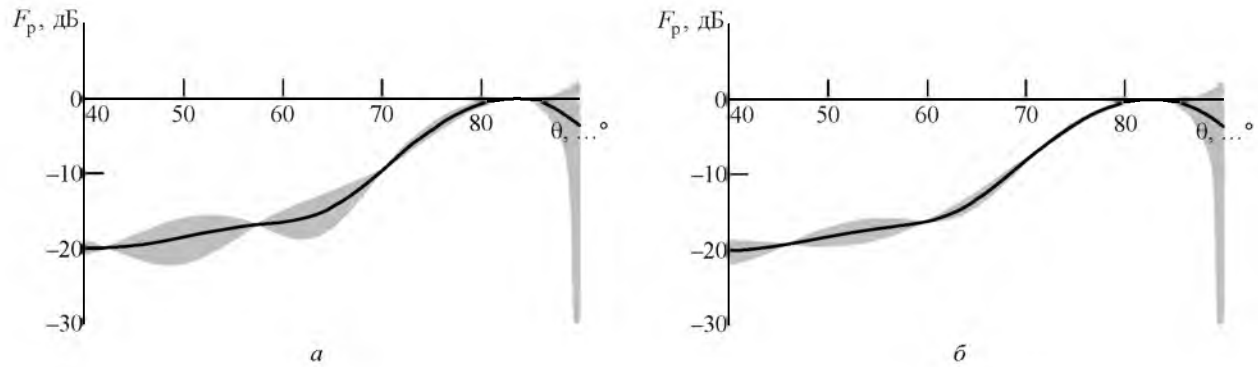


Рис. 7

том отражения от земли. На рис. 7, а показана реальная ДН 10-элементной АР с УБЛ  $-16$  дБ. Сплошная линия изображает синтезированную ДН, заливкой показаны огибающие минимумов и максимумов интерференционных лепестков реальной ДН. Как следует из рис. 7, а, в результате интерференции отражений от земли реальная ДН может иметь провалы до 3 дБ по сравнению с синтезированной ДН в районе угла  $\theta = 50^\circ$ . ДН рассчитана для  $\epsilon_{гр} = 80$ , характерной для сильно увлажненного грунта. При уменьшении диэлектрической проницаемости грунта, а также вследствие наличия шероховатости поверхности земли размах интерференционных лепестков будет уменьшаться.

На рис. 7, б показана реальная ДН 10-элементной АР с УБЛ  $-26$  дБ. Размах интерференционных лепестков при тех же условиях составляет всего 1.5 дБ.

Интересно отметить, что вдоль поверхности земли (при  $\theta = 90^\circ$ ) всегда формируется максимум, на 2.5...3 дБ превышающий главный максимум синтезированной ДН. Поэтому, хотя при измерениях КУ в условиях полигона иногда фиксируются значения 12...13 дБ, максимальный КУ всенаправленной антенны в азимутальной плоскости с косекансной ДН в вертикальной плоскости не превышает 10 дБ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кочержевский Г. Н. Антенно-фидерные устройства: учеб. для вузов. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1981. 280 с.
2. Французов А. Д. Метод неортогональных частичных диаграмм синтеза линейных антенных решеток // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 5. С. 3-9.
3. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов / под ред. проф. Д. И. Воскресенского. М.: Сов. радио, 1972. 320 с.
4. Французов А. Д. Основы расчета и конструирования излучающих устройств. Челябинск: Изд-во ЧПИ, 1981. 63 с.

5. Справочник конструктора РЭА: Компоненты, механизмы, надежность / Н. А. Барканов, Б. Е. Бердичевский, П. Д. Верхопятницкий и др.; под ред. Р. Г. Варламова. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
6. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1967. 651 с.
7. Французов А. Д. Электродинамические основы расчета и проектирования экранов и СВЧ-устройств. Челябинск: Изд-во ЧПИ, 1979. 98 с.
8. Финкельштейн М. И., Кутев В. А., Золотарев В. П. Применение подповерхностного зондирования в инженерной геологии / под ред. М. И. Финкельштейна. М.: Недра, 1986. 128 с.

A. D. Frantsuzov

LLC «RPE "Digital Radio Equipment Systems"» (Saint Petersburg)

### Optimization of the Antenna Array with Cosequences Pattern

*The method of partial directional diagrams (PDD) synthesized vertical omnidirectional in azimuth plane antenna arrays (AR) with cosequences PDD form in the vertical plane. The AR optimum height on the criterion of maximum gain is determined. It is shown that the optimum height of AR depends significantly on the losses in the microwave cables and in the signal divider.*

Linear antenna array Synthesis, cosequences pattern, the optimum height of the antenna array

Статья поступила в редакцию 23 декабря 2015 г.