

Микрополосковые антенные решетки с диэлектрическим покрытием

Д. Г. Селезнев, И. И. Резник, А. Д. Селезнев

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: sad@ira.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 11 августа 2004 г.

Разработана методика исследований и выполнен расчет характеристик излучения микрополосковых антенных решеток из прямоугольных излучателей с диэлектрическим покрытием. Выяснены вопросы влияния диэлектрического покрытия на характеристики антенны. Обнаружен эффект существенного сужения диаграммы направленности в E -плоскости и ее расширения в H -плоскости для случая линейных решеток. Показана возможность конструктивного синтеза микрополосковых антенных решеток с диэлектрическим покрытием, обладающих заданными характеристиками.

Введение

Современные радиосистемы различного назначения должны проектироваться с учетом влияния внешних воздействий, что в значительной степени определяет качество их работы. Основным устройством, воспринимающим эти воздействия, является антенна.

Для защиты антенн от воздействия окружающей среды используются защитные оболочки, которые должны вносить минимальные искажения в излучаемое электромагнитное поле. Во многих случаях защитными оболочками могут служить диэлектрические покрытия, помещаемые в область раскрытия антенны.

Диэлектрик существенно влияет на характеристики излучения антенны, в этом случае имеют место сложное электродинамическое взаимодействие поля антенны с диэлектриком, появление многократных переотражений и поверхностных волн значительной интенсивности. Таким образом, при проектировании антенн с диэлектрическим покрытием необходимо учитывать влияние последнего на характеристики излучения и, следовательно, на работу радиосистемы в целом.

Одним из широко распространенных в последнее время типов антенн, которые отличаются технологичностью, низкопрофильностью и дешевизной, являются микрополосковые антенны (МПА). МПА с диэлектрическим покрытием исследовались рядом авторов. Так, характеристики одиночной дисковой полосковой антенны с диэлектрическим покрытием проанализированы в [1]. Численный анализ характеристик микрополоскового вибратора, расположенного в слоистой среде, выполнен в [2]. В работе [3] предложена модель расчета микрополосковой антенной решетки (МПАР) из прямоугольных излучателей, содержащей диэлектрическую подложку и обтекатель. Рассчитаны и экспериментально измерены характеристики решетки из 16 элементов (4×4). Каждый излучатель антенны моделировался двумя магнитными диполями. При этом учитывалось взаимное влияние элементов решетки. Однако методика, представленная в работе [3] не позволяет осуществлять согласование элементов МПАР с линиями питания.

В работах [4-7] разработана методика расчета МПАР из прямоугольных элементов с

учетом взаимного влияния излучателей в решетке и согласования их с линиями питания.

Цель настоящей работы состоит в распространении этой методики на случай МПАР из прямоугольных излучателей с диэлектрическим покрытием, исследовании влияния покрытия на электродинамические характеристики таких решеток, а также в осуществлении их конструктивного синтеза, позволяющего согласовывать элементы антенны с линиями питания.

Методика исследований и постановка задачи

Методика исследований основывается на применении спектрального метода и задании распределения поверхностного тока на излучателях решетки, которое является достаточно хорошим приближением и удобно для использования в последующем анализе.

Суть спектрального метода заключается в представлении функции Грина, поля излучения и плотности тока в виде разложения в интеграл Фурье. Такое представление соответствует физическому содержанию краевых задач с плоскими границами и удобно при анализе характеристик излучения антенн. Применительно к теории антенных решеток этот метод развит в работах А. Ф. Чаплина [8], а для МПАР он широко использован в работах Д. Позара [9-11].

Следует отметить, что в наших исследованиях учитывалось наличие поверхностной волны в диэлектрических слоях и взаимное влияние излучателей, а также осуществлялось согласование излучателей с линиями питания.

Введем систему координат так, чтобы ось Oz была перпендикулярна границам диэлектрических слоев толщины h_2 и Δh ($\Delta h = h_1 - h_2$) соответственно, а начало координат находилось в плоскости идеально проводящего экрана (рис. 1, а). Оси Ox и Oy , составляющие с осью Oz декартову систему координат, расположены в плоскости экрана. Постоянные распространения волны в направлении оси Oz для каждой среды определяются по формуле: $\gamma_i = \sqrt{k^2 \epsilon_i - k_r^2}$,

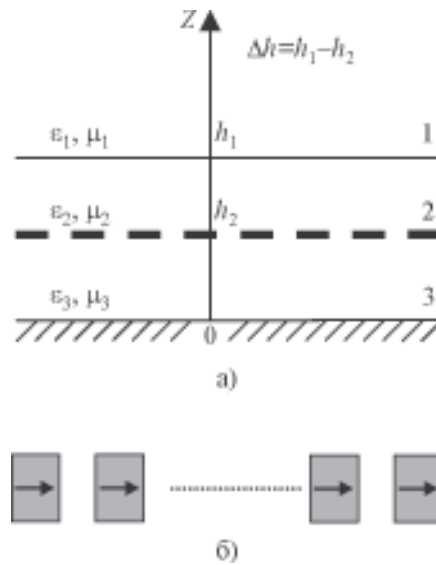


Рис. 1. МПАР с диэлектрическим покрытием: а) вертикальный разрез, б) схема расположения излучателей

$\text{Im } \gamma_i \leq 0, i = 1, 2, 3$. Здесь $k_r^2 = k_x^2 + k_y^2$, k_r – проекция вектора \vec{k} на плоскость xOy , а k_x и k_y – составляющие вектора \vec{k}_r . Излучатели МПАР расположены в плоскости $z = h_2$ и представляют собой идеально проводящие бесконечно тонкие участки на поверхности диэлектрика, по которым может течь ток. Элементы решетки расположены на расстоянии d друг от друга, согласованы с линиями питания, имеющими характеристическое сопротивление z_n^c (n – номер излучателя), и настроены на частоту f .

В каждой из областей пространства с постоянными значениями диэлектрической проницаемости поле электромагнитной волны представляется в виде TE и TM волн. Выражения для полей аналогичны представленным в [4, 5]. Используя граничные условия для полей, можно по спектральной амплитуде плотности поверхностного тока на элементах МПАР находить спектральные амплитуды поля излучения (область 1), а также полей в диэлектрических слоях 2 и 3.

Пусть антенна состоит из N излучателей. По поверхности излучателя с номером m ($m = 1, \dots, N$) благодаря приложенной сторонней ЭДС и взаимному влиянию излучателей течет ток \tilde{J}_m , который создает поле со спектральной амплитудой $\tilde{\tilde{E}}_m$. Тогда поле всей антенны и комплексная мощность излучения имеют вид: $\tilde{\tilde{E}}_i = \sum_{m=1}^N \tilde{\tilde{E}}_m$,

$$P = \sum_{m,n=1}^N P_{mn}, \text{ где } P_{mn} = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\tilde{E}}_m \tilde{\tilde{J}}_n^* dk_x dk_y.$$

Если воспользоваться формулами для спектральных амплитуд поля и тока из [4, 5], то выражение для комплексной мощности можно записать следующим образом:

$$P_{mn} = -\frac{z_0}{8\pi^2 k_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} k_0^2 (\tilde{J}_m^\perp \tilde{J}_n^{\perp*}) \left[\cos \gamma_2 \Delta h + i \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \sin \gamma_2 \Delta h \right] \times \\ \times \left[\cos \gamma_2 \Delta h (i\gamma_3 \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \gamma_1) + \right. \\ \left. + i \sin \gamma_2 \Delta h \left(i \frac{\gamma_3 \gamma_1}{\gamma_2} \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \gamma_2 \right) \right]^{-1} + \\ + \gamma_2 \gamma_3 (\tilde{J}_m^\parallel \tilde{J}_n^{\parallel*}) \left[\frac{\gamma_1}{\gamma_2} \cos \gamma_2 \Delta h + i \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \sin \gamma_2 \Delta h \right] \times \\ \times \left[\cos \gamma_2 \Delta h (i\varepsilon_3 \gamma_1 \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \varepsilon_1 \gamma_3) + \right. \\ \left. + i \sin \gamma_2 \Delta h \left(i\gamma_2 \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_3}{\varepsilon_2} \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \varepsilon_2 \frac{\gamma_1 \gamma_3}{\gamma_2} \right) \right]^{-1} \Big\} dk_x dk_y, \quad (1)$$

где $z_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства, $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число. Выражения для функций \tilde{J}_m^\perp и \tilde{J}_m^\parallel приведены в [4, 5].

Действительную часть входной мощности антенны в отсутствие омических потерь составляют мощность излучения в свободное пространство, которая получается при интегрировании выражения (1) по видимой

области (область 1) волновых векторов \vec{k} , и мощность поверхностных волн в диэлектрических слоях. Как видно из формулы (1), выражение для комплексной мощности представляет собой два слагаемых, знаменатель каждого из которых может обращаться в нуль при некоторых значениях постоянной распространения k_r . Эти полюсы подынтегральной функции соответствуют значениям постоянных распространения собственных волн диэлектрических слоев. Собственные волны имеют действительные постоянные распространения, которые расположены только в кольце $k \leq k_r \leq k\sqrt{\varepsilon_i}$, где i – номер диэлектрического слоя. Как уже отмечалось, в подложке могут существовать только два типа собственных волн, TE - и TM -волны, которые описываются следующими дисперсионными уравнениями:

$$\cos \gamma_2 \Delta h (i\gamma_3 \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \gamma_1) + i \sin \gamma_2 \Delta h \times \\ \times \left(i \frac{\gamma_3 \gamma_1}{\gamma_2} \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \gamma_2 \right) = 0, \quad TE\text{-волна, } (2)$$

$$\cos \gamma_2 \Delta h (i\varepsilon_3 \gamma_1 \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \varepsilon_1 \gamma_3) + i \sin \gamma_2 \Delta h \times \\ \times \left(i\gamma_2 \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_3}{\varepsilon_2} \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \varepsilon_2 \frac{\gamma_1 \gamma_3}{\gamma_2} \right) = 0, \quad TM\text{-волна. } (3)$$

Низшим типом волны, не имеющим частоты отсечки, является первая TM -волна. Дисперсионное уравнение для нее в безразмерных координатах имеет вид:

$$\cos(k_0 \Delta h \sqrt{\varepsilon_2 - x_p^2}) \times \\ \times \left[\varepsilon_3 \sqrt{x_p^2 - \varepsilon_1} \operatorname{ctg}(k_0 h_2 \sqrt{\varepsilon_3 - x_p^2}) - \varepsilon_1 \sqrt{\varepsilon_3 - x_p^2} \right] - \\ \sin(k_0 \Delta h \sqrt{\varepsilon_2 - x_p^2}) \left[\frac{\varepsilon_1 \varepsilon_3}{\varepsilon_2} \sqrt{\varepsilon_2 - x_p^2} \operatorname{ctg}(k_0 h_2 \sqrt{\varepsilon_3 - x_p^2}) + \right. \\ \left. + \varepsilon_2 \frac{\sqrt{x_p^2 - \varepsilon_1} \sqrt{\varepsilon_3 - x_p^2}}{\sqrt{\varepsilon_2 - x_p^2}} \right] = 0, \quad (4)$$

где x_p – корень дисперсионного уравнения. Уравнение (4) имеет по крайней мере одно решение, которое легко находится численно с помощью ПК. Для того чтобы уменьшить потери на возбуждение поверхностных волн в МПА, используются подложки, имеющие малую электрическую толщину. В этом случае в подложке распространяется только одна основная *TM*-волна и ее постоянная распространения определяется первым корнем уравнения (4).

Наличие поверхностных волн обуславливает взаимное влияние излучателей, что в свою очередь приводит к рассогласованию каждого отдельного элемента решетки с линиями питания. В связи с этим для улучшения характеристик антенной решетки в работе применена методика, позволяющая согласовывать элементы решетки с линиями питания [6, 7]. Процедура согласования (конструктивный синтез) заключается в нахождении таких размеров излучателей антенной решетки, при которых входные сопротивления становятся чисто активными и равными характеристическому сопротивлению линий питания z_n^c .

Обсуждение результатов

С помощью приведенной выше методики построен алгоритм расчета характеристик МПАР с диэлектрическим покрытием. Исследованы такие характеристики МПАР, как диаграмма направленности (ДН), КСВ, коэффициент усиления (КУ). Показано, что изменение параметров диэлектрического покрытия существенно влияет на характеристики МПАР. Выполнен конструктивный синтез МПАР различной конфигурации, что позволяет создавать решетки с заданными характеристиками.

Так, при увеличении значений диэлектрической проницаемости и толщины покрытия (ϵ_2 и Δh) происходит увеличение мощности, переносимой поверхностной волной, что приводит к уменьшению КУ решетки. Этот факт подтверждается численными результатами, приведенными в табл. 1 для случая квадратной решетки из четырех (2×2) элементов со следующими параметрами: $\epsilon_1 = 1$, $h_2 = 1.6$ мм, $d/\lambda = 0.8$, $z^c = 200$ Ом, $f = 10$ ГГц. Из таблицы видно, при каких значениях параметров диэлектрического покрытия начинается появление первой

Таблица 1. Зависимость КУ от Δh

$\epsilon_3 = 2.2$				$\epsilon_3 = 9.8$			
Δh , мм	$\epsilon_2 = 2.2$	$\epsilon_2 = 4.0$	$\epsilon_2 = 9.8$	Δh , мм	$\epsilon_2 = 2.2$	$\epsilon_2 = 4.0$	$\epsilon_2 = 9.8$
0	13.55			0			9.1
0.25	13.3	13.26	13.275	0.25	8.6	8.3	7.8
0.5	13.1	13.0	13.0	0.5	8.15	7.5	6.8
0.75	12.9	12.7	12.75	0.75	7.725	6.95	6.45
1.0	12.7	12.4	12.5	1.0	7.3	6.4	<i>TE</i> -волна
1.25	12.45	12.26	<i>TE</i> -волна	1.25	7.05	6.2	
1.5	12.31	12.135		1.5	6.8	6.2	
1.75	12.15	12.0		1.75	6.7	6.2	
2.0	12.0	11.9		2.0	6.7	6.2	
2.25	11.96	11.65		2.25	6.7	6.2	
2.5	11.92	11.42		2.5	6.7	<i>TE</i> -волна	
2.75	11.81	11.0		2.75	6.75		
3.0	11.7	<i>TE</i> -волна		3.0	6.8		
3.25	11.66			3.25	6.85		
3.5	11.6			3.5	6.9		
3.75	11.5		3.75	7.0			
4.0	11.45		4.0	7.5			

поверхностной TE -волны. Кроме этого, при изменении параметров покрытия изменяется КСВ, что приводит к необходимости дополнительного согласования элементов решетки с линиями питания. Такое согласование было проведено для всех значений параметров, приведенных в табл. 1.

В качестве примера в табл. 2 приведены значения размеров излучателей (L – длина излучателя, W – его ширина, см. рис. 1) для квадратной решетки из 2×2 согласованных элементов с теми же параметрами, что и в табл. 1 ($\Delta h = 0.9$ мм). Из табл. 2 видно, что наличие покрытия существенно сказывается на размерах излучателей в решетке, причем чем выше значение диэлектрической проницаемости покрытия, тем сильнее отличаются размеры излучателей. При выбранных параметрах изменения размеров могут достигать 40 %.

Зависимость таких характеристик МПАР, как КУ и ширина главного лепестка ДН, от диэлектрической проницаемости покрытия приведены в табл. 3 ($\epsilon_1 = 1$, $\epsilon_3 = 2.2$, $h_2 = 1.6$ мм, $d/\lambda = 0.8$, $z^c = 200$ Ом, $f = 10$ ГГц). В таблице представлены данные для двух типов решеток: квадратной решетки из 16 элементов (4×4) и линейной решетки из 16 элементов (1×16), причем элементы решеток расположены в E -плоскости (плоскость, в которой лежит вектор \vec{E}). Видно, что при увеличении значения диэлектрической проницаемости покрытия КУ уменьшается для всех типов решеток. Что касается ДН, то в случае квадратной решетки ширина ее главного лепестка незначительно увеличивается с ростом ϵ_2 (ДН представлена на рис. 2, квадраты). Это связано с тем, что в данном случае определяющим для диаграммы направленности является множитель решетки.

Однако этот факт имеет место только для случая квадратной решетки. В случае линейной решетки диаграмма направленности в E -плоскости практически не изменяется при увеличении значения диэлектрической проницаемости покрытия, а вот в H -плоскости (плоскость, перпендикулярная вектору \vec{E}) она существенно расширяется. Так, если при $\epsilon_2 = 2.2$ полуширина главного лепестка ДН по уровню 3 дБ составляет 41° (см. рис. 2, ромбы), то при $\epsilon_2 = 9.8$ она составляет 54° (см. рис. 2, треугольники). Этот эффект связан с тем, что с ростом значения диэлектрической проницаемости покрытия согласованные размеры излучателей становятся меньше, что и приводит к увеличению ширины главного лепестка диаграммы направленности в H -плоскости.

Интересный эффект наблюдается в случае, когда элементы линейной решетки расположены в H -плоскости, т. е. векторы \vec{E} на всех элементах параллельны (все элементы на рис. 1, а повернуты на 90°). При этом в E -плоскости наблюдается существенное сужение ДН от 46 до 36° (см. табл. 4). Данные приведены для решетки из четырех эле-

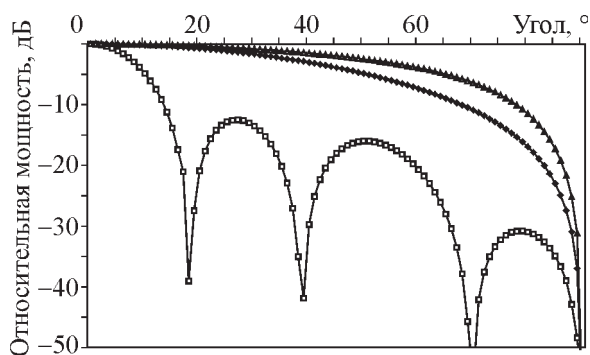


Рис. 2. Диаграммы направленности МПАР

Таблица 2. Размеры излучателей в квадратной МПАР из 4 элементов

	$\epsilon_3 = 2.2$				$\epsilon_3 = 9.8$			
	Без покрытия	$\epsilon_2 = 2.2$	$\epsilon_2 = 4.0$	$\epsilon_2 = 9.8$	Без покрытия	$\epsilon_2 = 2.2$	$\epsilon_2 = 4.0$	$\epsilon_2 = 9.8$
L , мм	8.902	8.447	8.069	5.785	3.856	4.021	4.106	3.500
W , мм	11.669	9.922	8.454	7.097	4.461	2.563	1.487	1.008

Таблица 3. Характеристики излучения МПАР

Тип решетки	ϵ_2	Δh , мм	КУ, дБ	Полуширина главного лепестка ДН, градусы	
				<i>E</i> -плоскость	<i>H</i> -плоскость
4×4	2.2	1.6	17.4	7.5	7.5
	4.0	1.6	13.9	7.8	7.8
	9.8	1.6	10.2	8.5	8.5
1×16	2.2	1.6	18.4	4	41
	4.0	1.6	15.7	4	45
	9.8	1.6	10.2	4	54

Таблица 4. Характеристики линейной решетки из 4 элементов

	<i>W</i> , мм	<i>L</i> , мм	ДН в		КУ, дБ
			<i>E</i> -плоскости, градусы	<i>H</i> -плоскости, градусы	
<i>E</i> -плоскость	12.90	8.88	8.1	37	14.5
	14.08	8.76			
<i>H</i> -плоскость	10.74	9.01	46	8	13.2
	11.02	9.05			
<i>E</i> -плоскость	6.67	5.40	7.9	63.5	11.9
	6.15	5.34			
<i>H</i> -плоскость	7.17	5.57	36	8.3	13.42
	8.31	5.61			

ментов (1×4) со следующими параметрами: $\epsilon_1 = 1$, $\epsilon_2 = 9.8$, $\epsilon_3 = 2.2$, $h_2 = 1.6$ мм, $d/\lambda = 0.8$, $z^c = 200$ Ом, $f = 10$ ГГц. Этот эффект связан с тем, что при увеличении ϵ_2 растет мощность поверхностной волны, направление распространения которой преимущественно совпадает с направлением вектора \vec{E} , что приводит к увеличению излучающей апертуры антенны и, как следствие, к сужению диаграммы направленности.

В табл. 5 представлена зависимость КУ (дБ) от частоты для линейной решетки из 4 элементов, расположенных в *H*-плоскости

($\epsilon_1 = 1$, $\epsilon_2 = 9.8$, $\epsilon_3 = 2.2$, $h_2 = 1.6$ мм, $d/\lambda = 0.8$, $z^c = 200$ Ом, $f = 10$ ГГц). Для каждого значения толщины покрытия элементы решетки согласовывались с линиями питания на центральной частоте $f = 10$ ГГц. Следует отметить, что увеличение КУ в зависимости от толщины покрытия связано с осуществлением конструктивного синтеза решетки для каждого значения параметра Δh , что приводит к изменению размеров решетки, а соответственно и КУ. Если не проводить такого синтеза, то КУ с увеличением толщины покрытия будет уменьшаться.

Таблица 5. Зависимость КУ МПАР от частоты

<i>f</i> , ГГц	9.00	9.25	9.5	9.75	10.0	10.25	10.5	10.75	11.0
$\Delta h = 0.0$ мм	9.0	10.6	12.0	12.9	13.2	13.0	12.4	11.8	11.1
$\Delta h = 0.5$ мм	10.3	11.4	12.9	13.0	13.3	13.1	12.3	12.8	13.0
$\Delta h = 1.0$ мм	10.8	13.2	13.1	13.3	13.4	13.3	13.2	11.6	12.9

Заключение

Таким образом, в данной работе разработана методика исследования и выполнены расчеты характеристик излучения МПАР из прямоугольных излучателей с диэлектрическим покрытием. Исследования проведены с учетом взаимного влияния излучателей в решетке и их согласования с линиями питания. Выяснены вопросы влияния диэлектрического покрытия на характеристики антенны. Рассмотрены случаи как квадратной, так и линейной решеток с различным числом элементов. Обнаружен эффект существенного сужения диаграммы направленности в E -плоскости и ее расширения в H -плоскости для случая линейных решеток. Показана возможность конструктивного синтеза микрополосковых антенных решеток с диэлектрическим покрытием, обладающих заданными характеристиками.

Литература

1. Lu K. M., Tam W. V., Yip C. L. Analysis of the disk microstrip antenna with dielectric coating // IEE Proc. H. – 1989. – Vol. 136, No. 3. – P. 261-262.
2. Чебышев В. В., Филатов Н. Ю. Частотные свойства микрополосковых вибраторов в слоистой среде // Радиотехника. – 2002. – №11.
3. Reuven S. Dielectric cover effect on rectangular microstrip antenna array // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1994. – Vol. 42, No. 8. – P. 1180-1184.
4. Просвирнин С. Л., Нечаев Ю. Б., Селезнев Д. Г., Резник И. И., Янсон О. И. Расчет прямоугольных микрополосковых антенн в приближении заданного распределения поверхностного тока: Препр. / РИ НАН Украины; №60. – Харьков: 1992. – 58 с.
5. Просвирнин С. Л., Резник И. И., Селезнев Д. Г. Согласование с линиями питания и учет взаимного влияния в микрополосковых антенных решетках // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, №10. – С. 1-4.
6. Просвирнин С. Л., Нечаев Ю. Б. Расчет микрополосковых антенн в приближении заданного распределения поверхностного тока. – Воронеж: Изд-во Воронежского ун-та, 1992. – С. 112.
7. Селезнев Д. Г., Резник И. И., Селезнев А. Д. Микрополосковые антенные решетки из прямоугольных излучателей // Радиофизика и радиоастрономия. – 2003. – Т. 8, №1. – С.52-58.

8. Чаплин А. Ф. Анализ и синтез антенных решеток. – Львов: Вища школа, 1987. – 180 с.
9. Pozar D. M. Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1982. – Vol. 30, No. 6. – P. 1191-1196.
10. Pozar D. M. Consideration for millimeter wave printed antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1983. – Vol. 31, No. 5. – P. 740-747.
11. Pozar D. M. Finite phased arrays of rectangular microstrip patches // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1986. – Vol. 34, No. 5. – P. 658-665.

Мікροстрічкові антенні ґратки з діелектричним покриттям

Д. Г. Селезньов, І. І. Резнік,
А. Д. Селезньов

Розроблено методику дослідження та виконано розрахунки характеристик випромінювання мікροстрічкових антенних ґраток з прямокутних випромінювачів з діелектричним покриттям. Досліджено питання впливу діелектричного покриття на властивості антени. Виявлено ефект суттєвого звуження діаграми спрямованості у E -площині та її розширення в H -площині у випадку лінійних ґраток. Показано можливість конструктивного синтезу мікροстрічкових антенних ґраток з діелектричним покриттям, що мають задані характеристики.

Microstrip Antenna Arrays with Dielectric Covering

D. G. Seleznyov, I. I. Reznik,
and A. D. Seleznyov

The technique of investigations is developed and calculations of radiation characteristics are performed for the antenna arrays of rectangular radiators with dielectric covering. The influence of dielectric covering on the antenna characteristics is studied. For the linear grating the effect of significant narrowing of antenna pattern in the E -plane and its widening in the H -plane is detected. The possibility of constructive synthesis of microstrip antenna arrays with dielectric cover is shown.