

## Конструктивный синтез линейных микрополосковых фазированных антенных решеток

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 19 ноября 2004 г.*

Осуществлен конструктивный синтез линейных микрополосковых фазированных антенных решеток из излучателей прямоугольной формы с учетом взаимного влияния между их элементами. Исследованы характеристики решеток с оптимальными параметрами, в первую очередь по форме диаграммы направленности и диапазону углов сканирования. Выявлены вопросы влияния диэлектрического покрытия на характеристики таких антенн.

### Введение

Микрополосковые антенные решетки (МΠΑР), в том числе фазированные (МПФАР), находят широкое применение в современной технике. Их разработке посвящены многочисленные статьи, в которых обсуждаются различные аспекты физического анализа процессов в таких антеннах, а также их конструктивные особенности [1-11].

Следует отметить, что для нормального функционирования любого типа МΠΑР нужно учитывать взаимное влияние излучателей, составляющих решетку, а также взаимодействие с другими элементами антенны, в том числе с линиями питания. Вопрос о взаимодействии элементов МΠΑР наиболее полно изучен в работах [1-3]. Проблема согласования элементов решетки с линиями питания без учета их взаимного влияния рассмотрена в [8]. Кроме того, рядом авторов рассматривался вопрос о расчете антенн с диэлектрическим покрытием [9, 10]. В частности, в работе [10] рассчитаны и экспериментально измерены характеристики решетки из  $4 \times 4$  элементов. Однако использованная методика не позволяет учесть согласование эле-

ментов МΠΑР с линиями питания. В работе [11] исследована МПФАР с учетом влияния коаксиальных питающих линий, но также без согласования.

Авторами настоящей статьи разработана методика исследования, позволяющая учитывать как взаимное влияние излучателей в МΠΑР, так и осуществлять конструктивный синтез их элементов, т. е. находить такие размеры излучателей, при которых они согласованы с линиями питания. С помощью данной методики рассмотрены решетки различной конфигурации, состоящие из произвольного числа элементов, а также решетки с диэлектрическим покрытием [12-15].

Однако в рамках этой методики остается ряд вопросов, требующих своего решения. Один из них связан с конструктивным синтезом и расчетом МПФАР. Эта задача весьма актуальна, т. к. для ряда технических приложений необходимы МПФАР, имеющие диаграмму направленности (ДН) различной ширины в ортогональных плоскостях. Такую ДН можно сформировать с помощью линейной МПФАР, но не известно, каких размеров должны быть ее элементы, как они должны быть расположены, из какого числа эле-

ментов должна состоять решетка, чтобы ее характеристики существенно не изменялись при различных углах сканирования.

Цель настоящей статьи состоит в разработке алгоритма конструктивного синтеза линейной МПФАР, обладающей заданными параметрами по сектору сканирования, форме ДН и уровню боковых лепестков, а также в исследовании характеристик такой решетки.

### Постановка задачи и методика исследования

Рассмотрим МПАР из  $N$  прямоугольных излучателей, расположенных вдоль одной линии, со следующими размерами:  $W_n$  – ширина излучателя,  $L_n$  – его длина, где  $n=1, \dots, N$  – номер излучателя. Введем систему координат так, чтобы ось  $OZ$  была перпендикулярна границам диэлектрических слоев (области 2 и 3), а начало координат находилось в плоскости  $z=0$ , в которой расположен идеально проводящий экран (см. рис. 1). Оси  $OX$  и  $OY$ , составляющие с осью  $OZ$  декартову систему координат, расположены в плоскости экрана. Металлическая решетка находится на слое экранированного диэлектрика (область 3) с толщиной  $h_2$  и относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_3$ . Она может иметь диэлектрическое покрытие (область 2) толщиной  $\Delta h = h_1 - h_2$  с относительной диэ-

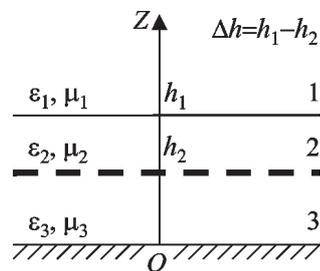


Рис. 1. МПАР с диэлектрическим покрытием: 1 – свободное пространство, 2 – диэлектрическое покрытие, 3 – диэлектрическая подложка

лектрической проницаемостью  $\epsilon_2$ . Область 1 представляет собой свободное пространство. Элементы решетки расположены на расстоянии  $d$  друг от друга, согласованы с линиями питания, имеющими характеристические сопротивления  $Z_n^c$ , и настроены на частоту  $f_0$ . Элементы решетки могут располагаться как в  $E$ -плоскости ( $E$ -плоскостная решетка), когда все излучатели расположены вдоль линии, совпадающей с направлением вектора электромагнитного поля  $\vec{E}$  (рис. 2, а), так и в  $H$ -плоскости ( $H$ -плоскостная решетка), когда излучатели расположены вдоль линии, перпендикулярной направлению вектора  $\vec{E}$  (рис. 2, б). Постоянные распространения волны в направлении оси  $OZ$  для каждой среды определяются по формуле  $\gamma_i = \sqrt{k^2 \epsilon_i - k_r^2}$ ,  $\text{Im } \gamma_i \leq 0$ ,  $i=1, 2, 3$ . Здесь  $k_r^2 = k_x^2 + k_y^2$ ,  $k_r$  – проекция вектора  $\vec{k}$  на плоскость  $xOy$ , а  $k_x$  и  $k_y$  –  $x$ - и  $y$ -составляющая вектора  $\vec{k}_r$ .

Методика исследования таких МПАР основана на применении спектрального метода, суть которого заключается в представлении функции Грина, поля излучения и плотности тока на излучателях в виде разложений в интеграл Фурье. Такое представление соответствует физическому содержанию краевых задач для структур с плоскими границами и удобно при анализе характеристик излучения антенн. При этом используется также приближение заданного распределения поверхностного

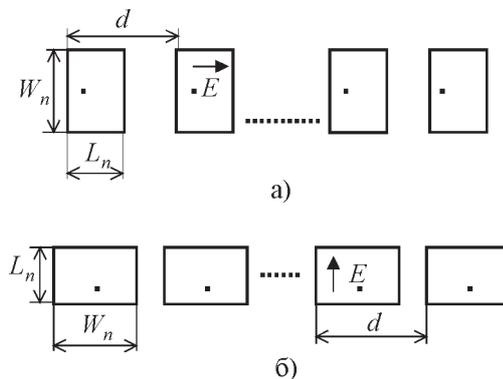


Рис. 2. Линейная МПФАР: а) –  $E$ -плоскостная решетка, б) –  $H$ -плоскостная решетка

тока на излучателях. В рамках этого приближения распределение тока считается известным и задается некоторой функцией, с одной стороны, достаточно хорошо описывающей истинное распределение тока, а с другой стороны, удобной для использования в последующем анализе. Данное приближение существенно упрощает теоретическое рассмотрение таких сложных электродинамических систем, как МПАР, и дает возможность получать достаточно точные результаты при их исследовании. Обоснование этого приближения следует из сравнения результатов его использования с результатами, полученными с помощью строгих методов, и известными экспериментальными данными [12, 13].

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 [12, 13]. Используя граничные условия для полей, можно получить соотношения, которые дают возможность по спектральной амплитуде плотности поверхностного тока на элементах МПАР находить спектральную амплитуду поля излучения в области 1, а также полей в диэлектрических слоях 2 и 3.

Полная входная мощность антенной решетки определяется суммой  $P = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N P_{mn}$ . Здесь  $P_{mn}$  – комплексная входная мощность, передаваемая излучателем  $m$  излучателю  $n$ :

$$P_{mn} = \frac{z_0}{8\pi^2 k_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{k_0^2 (\tilde{J}_m^\perp \tilde{J}_n^{\perp*}) \left[ \cos \gamma_2 \Delta h + i \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \sin \gamma_2 \Delta h \right]}{\cos \gamma_2 \Delta h [i \gamma_3 \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \gamma_1] + i \sin \gamma_2 \Delta h \left[ i \frac{\gamma_3 \gamma_1}{\gamma_2} \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \gamma_2 \right]} + \frac{\gamma_2 \gamma_3 (\tilde{J}_m^\parallel \tilde{J}_n^{\parallel*}) \left[ \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \cos \gamma_2 \Delta h + i \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \sin \gamma_2 \Delta h \right]}{\cos \gamma_2 \Delta h [i \epsilon_3 \gamma_1 \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \epsilon_1 \gamma_3] + i \sin \gamma_2 \Delta h \left[ i \gamma_2 \frac{\epsilon_1 \epsilon_3}{\epsilon_2} \operatorname{ctg} \gamma_3 h_2 - \epsilon_2 \frac{\gamma_1 \gamma_3}{\gamma_2} \right]} \right\} dk_x dk_y,$$

где  $z_0 = 120\pi$  – волновое сопротивление свободного пространства;  $k_0 = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве. Функции  $\tilde{J}_{m,n}^\perp$  и  $\tilde{J}_{m,n}^\parallel$  по сути являются спектральными амплитудами плотности поверхностного тока на излучателе с номером  $m, n$ . Выражения для них приведены в [12, 13].

В процессе теоретического исследования учитывалось наличие поверхностной волны, распространяющейся в диэлектрическом слое. Учитывалось также взаимодействие элементов решетки, приводящее к изменению амплитудно-фазового распределения токов на излучателях, с соответствующим искажением диаграммы направ-

ленности, что в свою очередь ведет к расогласованию входов излучателей в решетке с линиями питания. Используемая нами методика позволяет скорректировать ситуацию и провести дополнительное согласование элементов решетки с линиями питания, т. е. осуществить конструктивный синтез, который заключается в нахождении таких размеров излучателей, составляющих МПАР, при которых входное сопротивление каждого из них становится чисто активным и равным характеристическому сопротивлению линии питания. Для этого необходимо решить систему  $2N$  трансцендентных уравнений относительно размеров излучателей:

$$\begin{cases} \operatorname{Re} Z_n^{in} = Z_n^c, \\ \operatorname{Im} Z_n^{in} = 0 \end{cases}, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

где  $Z_n^{in}$  – входное сопротивление  $n$ -го излучателя, которое определяется через токи на входах элементов решетки путем решения системы  $N$  нелинейных уравнений [15].

Данная методика реализована в виде эффективного алгоритма, позволяющего не только учитывать взаимодействие между элементами решетки, но и согласовывать их с линиями питания, и подробно описана в работах [14, 15].

### Обсуждение результатов

С помощью разработанного алгоритма был выполнен ряд исследований, направленных на осуществление конструктивного синтеза линейной МПФАР, согласованной в вертикальном секторе сканирования  $0 \div 40^\circ$ . Ширина основного лепестка ДН в одной из плоскостей составляет  $3^\circ$  и более  $90^\circ$  в другой, ортогональной ей. Уровень боковых лепестков не превышает  $-20$  дБ.

На первом этапе реализован процесс конструктивного синтеза одиночного микрополоскового излучателя прямоугольной формы при  $\Delta h = 0$ ,  $f_0 = 33.2$  ГГц,  $\epsilon_3 = 2.2$ . Размеры излучателя при различных толщине подложки  $h_2$  и характеристическом сопротивлении линии питания  $Z_n^c$  приведены в табл. 1. Для дальнейших исследований, в качестве примера, выберем значения параметров  $Z_n^c = 200$  Ом,  $h_2 = 0.78$  мм.

**Таблица 1.** Результаты конструктивного синтеза одиночного излучателя

$Z_n^c$ , Ом	$h_2$ , мм	$W_n$ , мм	$L_n$ , мм
100	0.51	5.52	2.63
100	0.78	4.95	2.48
200	0.51	3.20	2.68
200	0.78	2.69	2.56

На втором этапе выполнен конструктивный синтез и расчет характеристик антенной решетки с выбранными параметрами, состоящей из 16 элементов, расположенных в  $E$  и  $H$ -плоскостях (рис. 2, а и 2, б). Расстояние между элементами решетки  $d$  выбрано из расчета  $d = 0.5\lambda$ , что позволяет сохранять однолепестковую ДН в заданном секторе сканирования.

Для обеспечения необходимого уровня боковых лепестков использовалось распределение амплитуды тока на излучателях, спадающее по закону:

$$I_n = \cos \left[ \left( \frac{N+1}{2} - n \right) \alpha \right],$$

где  $n$  – порядковый номер элемента решетки, начиная с края;  $N$  – общее количество элементов в МПАР;  $\alpha$  – эмпирический параметр, измеряемый в градусах, который задает спадание амплитуды токов на элементах решетки от ее центра к периферии, (в данном случае  $\alpha = 10^\circ$ ). Размеры элементов, полученные в результате синтеза  $E$ -плоскостной решетки, представлены в табл. 2, а и для  $H$ -плоскостной решетки соответственно в табл. 2, б. ДН  $E$ -плоскостной решетки представлена на рис. 3 (кривая 1). Ширина главного лепестка ДН в  $E$ -плоскости составляет  $8^\circ$  по уровню 3 дБ, что превышает требуемое значение  $3^\circ$ , а в  $H$ -плоскости – порядка  $86^\circ$ . Уровень боковых лепестков не превышает  $-20$  дБ. Коэффициент стоячей волны (КСВ) для всех элементов решетки минимален, а коэффициент усиления (КУ) равен 16.8.

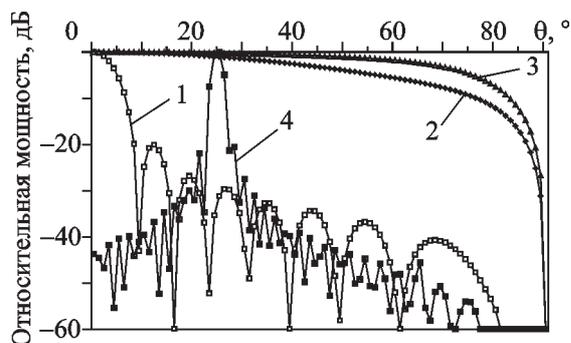
Был также выполнен расчет характеристик для решеток, фазированных в нескольких направлениях заданного сектора сканирования:  $\psi = 10, 25, 42^\circ$ . Из анализа результатов следует, что для получения заданной ширины ДН в одной из плоскостей ( $3^\circ$ ) достаточно сформировать решетку из 32 элементов. Однако, как оказалось, при увеличении угла сканирования  $\psi$  для сохранения ширины главного лепестка ДН

**Таблица 2, а.** Результаты конструктивного синтеза линейной *E*-плоскостной МПФАР из 16 микрополосковых излучателей

$n$	$W_n$ , мм	$L_n$ , мм
1	2.29	2.69
2	2.29	2.67
3	2.27	2.64
4	2.34	2.63
5	2.32	2.62
6	2.37	2.61
7	2.36	2.61
8	2.36	2.61

**Таблица 2, б.** Результаты конструктивного синтеза линейной *H*-плоскостной МПФАР из 16 микрополосковых излучателей

$n$	$W_n$ , мм	$L_n$ , мм
1	2.16	2.61
2	1.84	2.68
3	1.91	2.68
4	1.87	2.70
5	1.87	2.70
6	1.85	2.71
7	1.86	2.71
8	1.85	2.71



**Рис. 3.** ДН линейных МПФАР (угол  $\theta$  измеряется от нормали к плоскости решетки): 1 – *E*-плоскостная решетка из 16 элементов, ДН в *E*-плоскости; 2 – *H*-плоскостная решетка из 64 элементов, ДН в *E*-плоскости; 3 – *H*-плоскостная решетка из 64 элементов с диэлектрическим покрытием, ДН в *E*-плоскости; 4 – *H*-плоскостная решетка из 64 элементов с диэлектрическим покрытием, фазированная на  $25^\circ$ , ДН в *H*-плоскости

необходимо увеличивать число элементов решетки, что привело к необходимости расчета МПАР из 64 элементов.

Такие исследования были выполнены для *H*-плоскостной решетки, размеры элементов которой совпадают с размерами центрального элемента в согласованной решетке из 16 элементов (параметр  $\alpha$  в данном случае равен  $2.5^\circ$ ). Для различных значений угла  $\psi$  в секторе сканирования необходимо осуществить дополнительное согласование элементов решетки. Полученные в результате синтеза размеры излучателей приведены в табл. 3. Расчет показал, что для сканирования лучом в секторе  $0 \div 35^\circ$  с уровнем КСВ не хуже 1.2 необходимые размеры излучателей:  $W_n = 2.22$  мм и  $L_n = 2.63$  мм. Эти размеры соответствуют элементам решетки, которая согласована на направление, определяемое углом  $\psi = 25^\circ$ . В данном случае сектор сканирования  $0 \div 35^\circ$  является оптимальным. При увеличении угла сканирования до  $42^\circ$  КСВ возрастает до уровня 1.45. В табл. 4 приведены значения КСВ такой решетки для разных частот. Ее диаграмма направленности в *E*-плоскости представлена на рис. 3 (кривая 2). Ее ширина в *E*-плос-

**Таблица 3.** Результаты конструктивного синтеза линейной МПФАР из 64 микрополосковых излучателей при различных углах сканирования

$Z_n^c$ , Ом	$\psi$ , °	$W_n$ , мм	$L_n$ , мм
200	0	1.85	2.72
200	10	1.90	2.70
200	25	2.22	2.63
200	42	3.30	2.50

**Таблица 4.** Зависимость КСВ от частоты в случае линейной МПФАР из 64 микрополосковых излучателей

$f$ , ГГц	КСВ	$f$ , ГГц	КСВ
32.6	1.24	33.4	1.02
32.8	1.17	33.6	1.07
33.0	1.10	33.8	1.13
33.2	1.05	34.0	1.19

кости,  $86^\circ$ , такая же, как и в случае 16-элементной решетки, а в  $H$ -плоскости она составляет порядка  $2^\circ$ . КУ такой решетки имеет значение 22.7.

Авторами разработана методика и алгоритм расчета МПАР с диэлектрическим покрытием, которые применены для расчета линейной МПФАР. Показана возможность расширения главного лепестка ДН в одной из плоскостей до величины более  $130^\circ$ . На рис. 3 (кривая 3) изображена диаграмма направленности в  $E$ -плоскости линейной  $H$ -плоскостной МПАР из 64 излучателей с диэлектрическим покрытием с параметрами:  $\epsilon_2 = 6.5$ ,  $\Delta h = 1$  мм. Ширина ДН в  $E$ -плоскости для такой решетки составляет  $136^\circ$ , а в  $H$ -плоскости остается такой же, как и для решетки из 64 элементов без покрытия ( $2^\circ$ ). Это связано с тем, что ДН в  $H$ -плоскости определяется в основном количеством элементов в решетке и мало зависит от параметров покрытия. В  $E$ -плоскости ДН существенно расширяется, что связано с уменьшением резонансного размера излучателей при наличии покрытия, причем уменьшение размеров и увеличение ширины ДН тем больше, чем выше значения диэлектрической проницаемости и толщины покрытия. Были также рассчитаны характеристики  $H$ -плоскостных решеток из 64 элементов с параметрами  $\epsilon_2 = 6.5$ ,  $\Delta h = 1$  мм, фазированных на  $10$ ,  $25$  и  $42^\circ$ . ДН решетки в  $H$ -плоскости, фазированной на  $25^\circ$ , представлена на рис. 3 (кривая 4). Ее КУ составляет 22.2.

### Заключение

Таким образом, в настоящей работе выполнен конструктивный синтез линейных МПФАР с различным числом прямоугольных излучателей. Синтез осуществлен с учетом взаимного влияния элементов решеток, рассчитаны их характеристики. Показано, что оптимальными параметрами, в первую очередь по форме ДН и диапазону углов сканирования, обладает решетка из 64 элементов. Выполнен конст-

руктивный синтез такой решетки с диэлектрическим покрытием. Показана возможность изменения ширины ДН решетки за счет такого покрытия.

### Литература

1. Pozar D. M. Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1982. – Vol. 30, No. 6. – P. 1191-1196.
2. Pozar D. M. Consideration for Millimeter Wave Printed Antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1983. – Vol. 31, No. 5. – P. 740-747.
3. Pozar D. M. Finite Phased Arrays of Rectangular Microstrip Patches // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1986. – Vol. 34, No. 5. – P. 658-665.
4. Stalrer H. J., Lubin J., Hessel A., Shmoys J. Microstrip Stacked Strip Element Phased Arrays // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1990. – Vol. 38, No. 5. – P. 770-773.
5. Wang C., Ling G., Jin J. A Fast Full-Wave Analysis of Scattering and Radiation from Large Finite Arrays of Microstrip Antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1998. – Vol. 46, No. 10. – P. 1467-1474.
6. Jang H. D., Kim R., Jackson D. R. Design Consideration for Models Integrated Circuit Substrates Using Planar Periodic Patches // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2000. – Vol. 48, No. 12. – P. 2233-2239.
7. Encinar J. Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2001. – Vol. 49, No. 10. – P. 1403-1410.
8. Levine E., Malamud G., Shtrikman S., Treves D. A Study of Microstrip Array Antennas With the Feed Network // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1989. – Vol. 33, No. 4. – P. 426-434.
9. Чебышев В. В., Филатов Н. Ю. Частотные свойства микрополосковых вибраторов в слоистой среде // Радиотехника. – 2002. – № 11. – С. 16-19.
10. Reuven S. Dielectric Cover Effect on Rectangular Microstrip Antenna Array // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1994. – Vol. 42, No. 8. – P. 1180-1184.
11. Abd El-Raouf H. E., Prakash V. S., Yeo J., Mitra R. FDTD Simulation of a Microstrip Phased Array With a Coaxial Feed // IEE Proc. Microwave Antennas Propag. – 2004. – Vol. 151, No. 3. – P. 251-257.

12. 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./Радиоастрономический институт НАН Украины; № 60. – Харьков: 1992. – 58с.
13. 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.
14. Просвирнин С. Л., Нечаев Ю. Б. Расчет микрополосковых антенн в приближении заданного распределения поверхностного тока. – Воронеж: изд-во Воронежского ун-та, 1992. – 112 с.
15. 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.

### **Конструктивний синтез лінійних мікстрічкових фазованих антенних решіток**

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

Здійснено конструктивний синтез лінійних мікстрічкових фазованих антенних решіток з випромінювачів прямокутної форми з урахуванням взаємного впливу між їх елементами. Досліджені характеристики решіток з оптимальними параметрами, у першу чергу за формою діаграми спрямованості та діапазоном кутів сканування. З'ясовані питання впливу діелектричного покриття на характеристики таких антен.

### **Structure Synthesis of Linear Microstrip Phased Antenna Arrays**

**D. G. Seleznev, I. I. Reznik,  
and A. D. Seleznev**

The structure synthesis of linear microstrip phased antenna arrays of rectangular emitters is made with the mutual coupling between their elements taken into account. The characteristics of the arrays with the optimal parameters, primarily concerning the direction pattern and the range of scanning angles, are investigated. The influence of the dielectric coverage on the characteristics of such antenna arrays is studied.