

## Синтез плоских печатных антенн на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур

Рассмотрены особенности трех вариантов решения задачи синтеза по заданному полю плоских печатных антенн, построенных на основе полосковой линии и работающих в режиме вытекающей волны. Синтез всех разработанных однослойных и двухслойных плоских печатных антенн основан на использовании двусторонних импедансных граничных условий на двумерно-периодической нагруженной структуре.

Корнюхин В.И.,  
МТУСИ

### Введение

Поиск новых путей построения широкополосных малогабаритных антенных устройств для современных систем радиосвязи привел к разработке методик синтеза антенн вытекающей волны на базе различных линий питания, в которых качестве математического аппарата для расчета были приняты граничные условия двух типов: односторонние импедансные граничные условия на ребристой структуре [1], а также двусторонние граничные условия импедансного типа на нагруженной полупрозрачной двумерно-периодической структуре [1]. Указанные граничные условия позволяют связать среднее ближнее поле около антенны с геометрией ребристой структуры, либо с величинами нагрузок, включаемых а полупрозрачную двумерно — периодическую структуру.

Использование при расчете антенн усредненных полей удовлетворяющих волновому уравнению, позволяет учесть взаимные связи между излучающими дискретными элементами, а прямая связь усредненных полей с глубинами канавок в ребристой структуре и с нагрузками в двумерно — периодической нагруженной структуре позволяет создать регулируемую связь излучающих элементов с открытой или закрытой линиями питания. Кроме того, при использовании данного метода синтеза усредненное электромагнитное поле около антенны известными методами (метод эквивалентных поверхностных токов) ставится в однозначное соответствие с полем в дальней зоне, что позволяет решать задачу синтеза антенн по заданной диаграмме направленности.

Для регулировки связи излучателей с линией питания параллельно щелям включаются реактивные нагрузочные сопротивления. Периоды структуры  $T$  и  $T_1$  выбираются из условия  $T \ll \lambda$  и  $T_1 \ll \lambda$ , а расстояние между нагруженной структурой и нижней пластиной выбирается из условия  $h \geq T_M/2\pi$  (где  $T_M$  — максимальный период из  $T$  и  $T_1$ ), что допускает использование в этом случае усредненного поля на граничных поверхностях [1].

Следует отметить при этом, что найденное методом синтеза распределение реактивных нагрузок в двумерно — периодической структуре согласно теореме единственности [1] однозначно реализует заданное поле.

В данной работе приведено сравнение результатов синтеза различных вариантов антенн вытекающей волны на базе полосковой линии.

### 1. Антенна вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру.

Схема синтезированной антенны приведена на рис. 1.

В полупространстве  $y < 0$  задана полосковая линия, ширина металлических пластин которой  $b$ , а высота  $h$ . Пространство между пластинами заполнено диэлектриком с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ .

В плоскости  $y = 0$  верхняя пластина полосковой линии переходит в двумерно — периодическую нагруженную структуру, характеризующуюся периодами  $T$ ,  $T_1$ , и нагрузками  $Z_H$ .

Предполагается, что поле между нагруженной структурой и металлической пластиной

(в области II ( $0 < z < h$ ), см. рис. 1), а также и поле излучения во внешнем пространстве (область I ( $z > h$ )) имеют двумерный характер, т.е.  $\partial/\partial x = 0$ . Для этого случая при структуре  $E$  волн в областях I ( $z > h$ ) и II ( $0 < z < h$ ) существует три составляющие электромагнитного поля:  $H_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ .

Магнитная составляющая поля  $H_x$  представляется в виде:

$$H_x = A e^{p z} e^{q y}; \quad (1)$$

где  $A$  — амплитудный коэффициент;

$$p = -n \cos \theta_1 - i m \sin \theta_1; \quad q = -i m \cos \theta_1 + n \sin \theta_1;$$

$$m = \text{коэффициент фазы волны излучения, } m = \sqrt{n^2 + k^2};$$

$$\epsilon = \text{диэлектрическая проницаемость среды в области I и II};$$

$$k = \text{постоянная распространения в среде I и II}.$$

Как видно из (1), поле излучения представляется волной, распространяющейся под углом  $\theta_1$  к плоскости антенны. Оно является решением однородного волнового уравнения и удовлетворяет условиям излучения.

В области II магнитная составляющая поля  $H_x$  задается в виде суммы двух волн — замедленной волны и регулярной волны полосковой линии:

$$H_x = B e^{p y} \operatorname{ch} p z + C e^{-k y}; \quad (2)$$

где  $B$  и  $C$  — амплитудные коэффициенты.

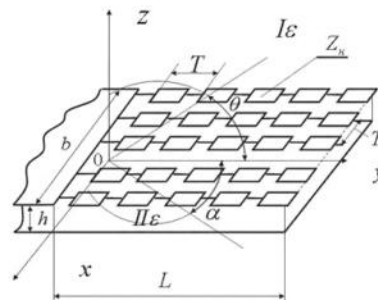


Рис. 1. Схема антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру

Второе слагаемое в (2) соответствует связанной волне полосковой линии и не обладает потоком активной энергии через поверхность  $z = h$ . Обмен энергией через поверхность  $z = h$  с областью I осуществляется за счет первого слагаемого, имеющего параметры  $p$  и  $q$  аналогичные параметрам волны излучения.

Как видно из (2), поле в области II удовлетворяет граничным условиям на поверхности металлической пластины.

Сумма же волн в (2) при соответствующем подборе коэффициентов может описывать волновой процесс, в котором поток вектора Пойнтинга в направлении оси  $y$  в области II убывает к концу антенны до нуля. Таким образом, заданные поля могут описывать физический процесс плавного перехода энергии из области II в области I. Приведенные соображения будут в дальнейшем учтены при составлении уравнения энергетического баланса.

Согласно [1] в плоскости расположения двумерно — периодической решетки при  $z = h$  должны выполняться граничные условия:

$$E_{y1z=h} = E_{y2z=h} \quad (3)$$

$$Z_H = \frac{E_{y2z=h}}{H_{x1=h} - H_{x2z=h}} \quad (4)$$

где  $T$  и  $T_1$  — периоды структуры ( $T \ll \lambda$ ;  $T_1 \ll \lambda$ ).

Решение задачи синтеза рассматриваемого типа антенн, приведенная в [2,3], сводится, таким образом, к отысканию закона распределения величин реактивных нагрузок по длине антенны и расчету геометрических размеров антенны по заданному полю.

Поскольку построение схемы антенны предполагает чисто реактивные сопротивления нагрузок и отсутствие потерь в металлических проводниках, то должно быть справедливо уравнение, связывающее активную мощность, поступающую в полупространство II, с активной мощностью, уходящей в полупространство I, т.е.

$$\operatorname{Re} \int_0^h E_{z2}^* H_{x2/y=0} dz = -\operatorname{Re} \int_0^L E_{y1}^* H_{x1/z=h} dy \quad (5)$$

Входное сопротивление антенны может быть вычислено по формуле

$$Z_{hx} = \frac{P_{hx}}{|I|^2};$$

$$\text{где } P_{hx} \approx b h E_{z2}^* H_{x2/y=0}; I = b H_{x2/z=0}. \quad (6)$$

Диаграмма направленности в плоскости  $E$ , без учета направленных свойств элемента Гюйенса определяется выражением:

$$|f(\theta)| \equiv \left| \int_0^L H_{x1} \cdot e^{iky \cos \theta} dy /_{z=h} \right| \quad (7)$$

Аналогично диаграмма направленности антенны в плоскости  $H$  без учета направленных свойств элемента Гюйенса определяется выражением:

$$|f(\alpha)| \equiv \left| \int_{-b/2}^{b/2} E_{y1} e^{ikx \sin \alpha} /_{z=h} dx \right| \quad (8)$$

Приведенная в [2,3] методика синтеза справедлива для антенн малой длины  $L < \lambda_0$  ( $\lambda_0$  — длина волны на расчетной частоте). Это связано с тем, что функция распределения чистореактивных нагрузок по длине антенны  $X_H(y)$  в [2] представлена разложением вида:

$$X_H(y) \approx X_H(0) + \frac{X_H'(0)}{1!} y, \quad (9)$$

при этом погрешность от использования конечного числа членов ряда, определяемая величиной отброшенных членов, будет тем меньше, чем короче антенна.

Ниже приведены результаты расчета макета антенны [4], выполненного в соответствии с методикой и расчетными соотношениями, полученными в [2,3].

$$\theta_1 = 60^\circ, L = 0,33\lambda_0, h = 0,045\lambda_0, b = 0,25\lambda_0, T = T_1 = 0,0235\lambda_0.$$

На рис. 2 приведен закон изменения величин реактивных (емкостных) нагрузок  $Z_H(y) = iX(y)$ , определяемых выражением (9).

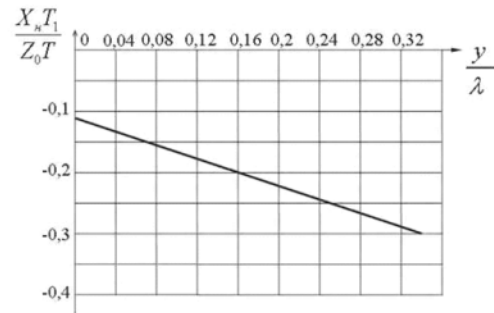


Рис. 2. Зависимость величин реактивных нагрузок  $X_H$  от  $y/\lambda$

Двумерно — периодическая нагруженная структура макета была реализована на базе фольгированного высокочастотного диэлектрика методами современной технологии изготовления печатных плат.

Запитка антенны была осуществлена с помощью коаксиально — полоскового перехода, представляющего собой полосковую линию, имеющую, за счет изменения по длине линии ее ширины и толщины, постоянное волновое сопротивление, равное волновому сопротивлению питающего кабеля.

На рис. 3 представлена диаграмма направленности по мощности в плоскости  $E$ .

## 2. Антенна вытекающей волны на основе полоской линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую структуру, а нижняя в рельефную импедансную подложку.

Общая схема рассматриваемой антенны изображена на рис.4.

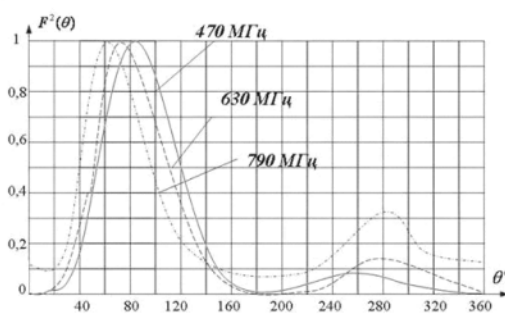


Рис. 3. Диаграмма направленности по мощности в плоскости  $E$  в рабочем диапазоне частот

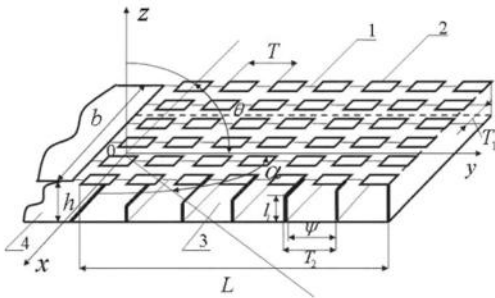


Рис. 4. Схема антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру, а нижняя — в рельефную импедансную подложку

Антенна представляет собой систему параллельных проводников 1 с расстоянием между соседними проводниками  $T_1$ , в которые включены с периодом  $T$  реактивные нагрузки 2 (система проводников с включенными в них реактивными нагрузками образует полупрозрачную структуру). Полупрозрачная структура размещена над рельефной импедансной поверхностью 3, рельеф которой характеризуется функцией  $Z_0(y)$ . При  $y=0$  высота подвеса полупрозрачной структуры над рельефной импедансной поверхностью равна  $h$ . Возбуждение антенны осуществляется полосковой линией.

Рассмотрим основные соотношения, связывающие геометрию системы, величины нагрузок в полупрозрачной структуре, величину поверхностного импеданса и рельефа с параметрами поля излучения. При анализе этой связи будем предполагать, что вариации поля, величин нагрузок и поверхностного импеданса по оси  $x$  отсутствуют (двумерная задача). Для этого случая при структуре  $E$  волн в областях I ( $z > h$ ) и II ( $0 < z < h$ ) (см. рис. 5) компоненты поля  $E_y, E_z$  могут быть выражены через составляющую магнитного поля  $H_x$  а именно

$$E_y = \frac{-i}{\omega \epsilon_v}; E_z = \frac{i}{\omega \epsilon_v} \frac{\partial H_x}{\partial y};$$

где  $\epsilon_v$  — диэлектрическая проницаемость сред соответственно в областях I и II

Задание поля в виде  $E$  волн позволяет наиболее просто реализовать поверхностный импеданс подложки 3 в виде ребристой металлической поверхности.

Рассмотрим систему граничных условий для поля анализируемой модели антенны.

При  $z = h$  (см. рис. 5) расположена полупрозрачная структура, на которой в соответствии с [1] должны выполняться граничные условия вида (3) и (4).

Закон изменения импеданса на поверхности 3, будем характеризовать функцией  $Z[y, z]$ , где  $y$  и  $Z_0(y)$  — координаты точек на рельефной поверхности, в которых рассматривается значение импеданса:

$$Z[y, z_0(y)] = \frac{E_z}{H_{x2}} = \frac{E_{y2} \cos \Delta + E_{x2} \sin \Delta}{H_{x2}}, \quad (10)$$

при  $z = z_0(y)$ .

Здесь  $E_t$  — тангенциальная к поверхности  $z = z_0(y)$  составляющая электрического поля;  $\Delta$  — угол наклона касательной к поверхности  $z = z_0(y)$ .

В соответствии с [1], при условии чистой реактивности функции импеданса  $Z[y, z_0(y)]$ , уравнение (10) распадается на два уравнения:

$$Z'_{0'}(y) = \frac{Jm \left( \frac{\partial H_{x2}}{\partial z} H_{x2}^* \right)}{Jm \left( \frac{\partial H_{x2}}{\partial y} H_{x2}^* \right)}; \quad (11)$$

$$[y, z_0(y)] = \frac{i}{\omega \epsilon_2} \frac{z'_0 \operatorname{Re} \left( \frac{\partial H_{x2}}{\partial y} H_{x2}^* \right) - \operatorname{Re} \left( \frac{\partial H_{x2}}{\partial z} H_{x2}^* \right)}{|H_{x2}|^2 \sqrt{1 + z'^0{}^2}}, \quad (12)$$

где  $H_{x2}^*$  — комплексно — сопряженная величина  $H_{x2}$ ;  $z'_0$  — касательная к поверхности  $z(y)$ .

Положим, что поле в области I (рис. 4) имеет вид плоской волны, распространяющейся под углом  $\theta_1$  к оси  $y$  [3, 4].

Составляющая поля  $H_x$  волны может быть записана в виде:

$$H_{x1} = A_1 e^{-i\alpha_1 z} e^{-i\beta_1 y};$$

где

$$\alpha_1 = k_1 \sin \theta_1; \beta_1 = k_1 \cos \theta_1; \alpha_1^2 + \beta_1^2 - k_1^2 = 0;$$

$\theta_1$  — направление распространения волны излучения в области I;

$k_1$  — постоянная распространения в области I;

$A_1$  — амплитудный коэффициент.

В области II поле зададим в виде суммы двух волн — волны излучения и волны питания; при этом магнитная составляющая поля волны имеет вид:

$$H_{x2} = A_2 e^{-i\alpha_2 z} e^{-i\beta_2 y} + B_2 \cos \alpha_2 (z - h) e^{-i\beta_2 y},$$

где  $\alpha_2^2 + \beta_2^2 - k_2^2 = 0; \alpha_2 = k_2 \sin \theta_2;$

$k_2$  — волновое число в среде II;  $A_2$  — амплитудные коэффициенты;  $\theta_2$  — направление распространения волны в области II.

Нижне приведены результаты расчетов и экспериментальных исследований конкретного макета антенны, рассчитанного по полученным в [3,4] соотношениям со следующими параметрами  $L = 0,32\lambda_0, h = 0,07\lambda_0, b = 0,34\lambda_0, T = T_1 = 0,03\lambda_0, R_{\text{вх}} = 50 \text{ Ом}, \theta_1 = 50^\circ$ .

Результаты расчетов законов изменения реактивных (емкостных) нагрузок  $Z_H(y)$ , рельефа  $z_0(y)$  и импеданса  $Z[y, z_0(y)]$  нижней подложки приведены на рис. 5.

Рельефная импедансная подложка была реализована на ребристой структуре, изготовленной из материала АМГ-6, с периодом

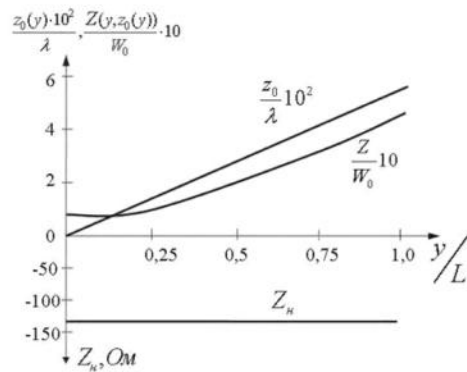


Рис. 5. Изменение величин реактивных нагрузок двумерно-периодической структуры  $Z_H$ , рельефа  $z_0$  и импеданса  $Z$  нижней подложки  $y/L$



$T_2 = 0,003\lambda_0$ , толщину ребер  $\psi = 0,024\lambda_0$ . Глубина канавок / ребристой структуры, реализующей закон изменения импеданса подложки  $Z(y, Z_0(y))$  вычислялась по формуле:

$$Z \approx i \frac{\psi}{T_2} Z_0 \operatorname{tg} kl,$$

$$\text{где } k = \frac{2\pi}{\lambda}, Z_0 = 377 \text{ Ом.}$$

Емкостные нагрузки были рассчитаны по формуле плоского конденсатора и реализованы на основе фольгированного с двух сторон высокочастотного диэлектрика. Запитка макета осуществлялась коаксиальным кабелем с  $W = \text{Ом}$  через коаксиально-полосковый переход.

На рисунке 6 приведены результаты экспериментальной проверки рассмотренного в [4] макета антенны — диаграмма направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  в рабочем диапазоне частот по мощности. Пунктирная линия соответствует теоретической диаграмме направленности.

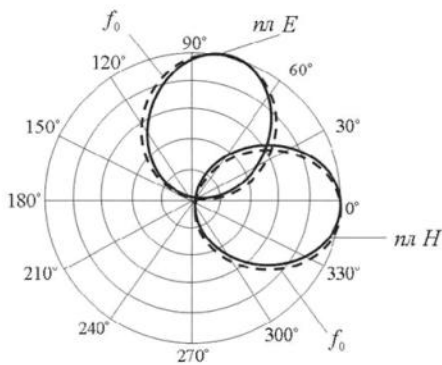


Рис. 6. Диаграмма направленности по мощности в плоскостях  $E$  и  $H$  на расчетной частоте

### 3. Плоская двухслойная печатная антенна на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур

Предлагаемая антенна, также как и антенны, рассмотренные в [2,3,4], построена по схеме антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в активную двумерно-периодическую нагруженную структуру, расположенную на высоте и характеризующуюся периодами  $T$  и  $T_1$ , нагрузками  $Z_{H1}$  и запитанную полосковой линией высотой  $h$  и шириной  $b$ .

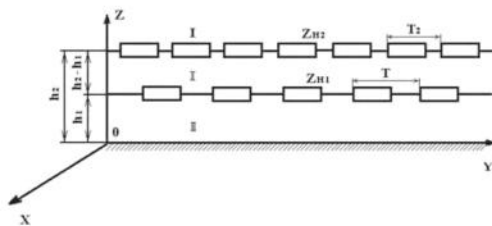


Рис. 7. Схема плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур

Отличие состоит в том, что параллельно активной излучающей структуре на высоте  $h_2$  от металлической подложки расположена вторая пассивная двумерно-периодическая нагруженная структура, характеризующаяся периодами  $T_2$ ,  $T_3$  и нагрузками  $Z_{H2}$  (рис. 1).

Полупрозрачные нагруженные структуры расположенные на высоте  $z = h_1$  и  $z = h_2$  осуществляют преобразование энергии волны поступающей по линии питания в область III в энергию волны излучения уходящей от антенны (область I).

При расчете антенны предполагается, как и ранее, что вариация поля и величин нагрузок по оси  $x$  отсутствует, т.е. выполняются условия вида  $\partial / \partial x = 0$ .

Для этого случая при структуре  $E$  волн в областях I ( $z > h_2$ ), II ( $h_1 < z < h_2$ ) и III ( $0 < z < h_1$ ) все компоненты поля могут быть выражены через составляющую магнитного поля  $H_x$ , а именно

$$E_y = \frac{-i}{\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial z}, E_z = \frac{i}{\omega \epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y}.$$

Поле излучения антенны в области I задается магнитной составляющей в виде

$$H_{x1} = A_1 e^{p z} e^{q y},$$

$$\text{где } p = -n \cos \theta - i m \sin \theta$$

$$q = -i m \cos \theta + n \sin \theta$$

Поле в области II задается в виде

$$H_{x2} = (A_2 e^{p z} + B_2 e^{-p z}) e^{q y}$$

Поле в области III задается в виде

$$H_{x3} = A_3 e^{q y} \operatorname{ch} p z$$

По полученным в [5] расчетным соотношениям для выбранных  $L = 2\lambda$ ,  $R_{\text{вх}} = 50 \text{ Ом}$ ,  $\theta_1 = 75^\circ$ ,  $h_1 = 0,12\lambda$ ,  $h_2 \approx 0,25\lambda$  были рассчитаны величины реактивных нагрузок  $x'_2$ ,  $x'_1$ , ширина антенны  $b$  и диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$ .

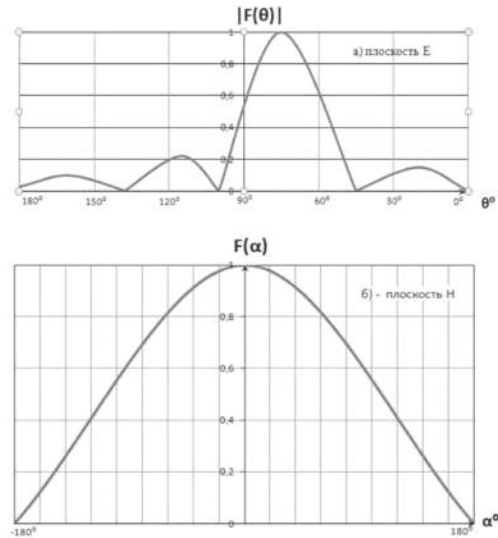


Рис. 8. Рассчитанные диаграммы направленности: а — в плоскости  $E$ ; б — в плоскости  $H$

$x'_2 = 0,09473$ ;  $x'_1 = 0,521$ ;  $b = 0,2\lambda$ , где  $Z_{H2} = ix'_2$ ;

$$x'_2 = \frac{x_2 \cdot T_1}{T_2 \cdot W_0}; \quad Z_{H1} \approx ix'_1; \quad x'_1 = \frac{x_1 \cdot T_1}{T \cdot W_0}.$$

Рассчитанные диаграммы направленности представлены на рис. 8.

#### Выводы

Как показали результаты расчетов и экспериментальной проверки, приведенная в [2,3] методика синтеза антенн вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру позволяет реализовать короткие антенны  $L < \lambda$ , ( $\lambda$  — длина волны на расчетной частоте) со сверхмалой высотой подвеса  $h \ll \lambda$ .

Приведенная в [3,4] методика синтеза антенн вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру, а нижняя пластина в рельефную импедансную подложку позволяет реализовать плоские печатные антенны большой длины, но наличие рельефной импедансной подложки усложняет конструкцию антенны и ограничивает возможности ее практического использования.

Введение в [5] дополнительной двумерно-периодической полупрозрачной нагруженной структуры позволило осуществить синтез

плоских печатных антенн большой длины  $L > \lambda$ , а реализация рассчитанных во всех трех вариантах двумерно-периодических структур с реактивными нагрузками на основе использования прогрессивной технологии изготовления печатных схем значительно упростила конструкцию антенны.

#### Литература

1. Терешин О.Н., Седов В.М., Чаплин А.Ф. Синтез антенн на замедляющих структурах. — М.: Связь, 1980. — 136 с.
2. Терешин О.Н., Корняков В.И. Расчет малодобротных антенн вытекающей волны на базе полосковой линии методом последовательных приближений. — Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1981. — т. XXIV, №1. — С.40-45.
3. Терешин О.Н., Корняков В.И. Расчет антенн, построенных на базе различных линий питания и работающих в режиме вытекающей волны. — М.: ВЗЭИС, 1985. — 74 с.
4. Корняков В.И., Седов В.М. Синтез антенн вытекающей волны на основе полосковых линий — Сборник "Антенны", №2 (129) 2008г. — С.3-10.
5. Корняков В.И. Синтез плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических структур. — М.: T-Comm. Телекоммуникации и транспорт. Спецвыпуск "Технологии информационного общества". Часть II. Июль, 2009. — С.6-17.