

Новый способ сканирования диаграммой направленности двухэлементной фазированной антенной решетки из прямоугольных волноводов

А. В. Грибовский

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

Статья поступила в редакцию 26 мая 2005 г.

Предложен и исследован простой и эффективный способ сканирования главным лучом двухэлементной периодической фазированной антенной решетки из отрезков прямоугольных волноводов, не требующий применения фазовращателей. Возбуждение колебаний и распределение энергии в волноводных каналах осуществляются поверхностной волной планарного диэлектрического волновода на металлической подложке. Показана возможность сканирования одновременно в двух плоскостях путем изменения направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе.

Фазированные антенные решетки (ФАР) из открытых концов волноводов [1] и другие варианты антенн с электрическим сканированием диаграммой направленности (ДН) широко используются в различных видах аппаратуры, в системах радионавигационного обеспечения аэропортов, спутникового вещания, связи с искусственными спутниками Земли и подвижными объектами и обеспечения безопасности движения автомобиля. В периодических изданиях имеется много работ, посвященных антеннам с электрическим сканированием ДН. Интерес к ним вызван непрерывным ростом объема информации, которую должны перерабатывать современные радиотехнические системы. В [2] представлены результаты, обобщающие теоретический и практический опыт изучения и разработки таких антенн. К настоящему времени основным конструктивным элементом антенны с управляемой диаграммой направленности стала ФАР.

Важную роль в работе волноводных ФАР с электрическим сканированием играют управляющие устройства – элементы СВЧ це-

пей, в которых происходит изменение амплитуды и фазы волны. Эти устройства регулируют величину потока электромагнитной энергии и ее параметры, в результате чего происходит изменение распределения амплитуд и фаз волн в волноводных каналах, по которым энергия подводится к излучающей системе. В простейшем случае это пассивные многополюсники-фазовращатели или коммутаторы, встроенные в систему волноводов. В общем случае система управляющих устройств может содержать в себе более сложные элементы (в том числе и активные), преобразователи частоты, усилители мощности и умножители.

ФАР современных радиолокаторов и систем подвижной связи состоят из большого количества излучателей, фазы возбуждения которых управляются цифровыми фазовращателями. В современных волноводных ФАР с электрическим сканированием в двух плоскостях (двумерное сканирование) число управляющих элементов может достигать десятков тысяч, что приводит к значительному усложнению и удорожа-

нию антенны. Поэтому актуальной является задача оптимизации антенной системы в целом, т. е. получение или предельно простой, или дешевой конструкции при выполнении всех предъявляемых к ней требований.

В работах [3, 4] предложен и исследован новый способ возбуждения ФАР из прямоугольных волноводов поверхностной волной планарного диэлектрического волновода, не требующий применения управляющих элементов для сканирования. В работе [5] представлены численные результаты исследований амплитудно-частотных характеристик двухэлементной ФАР из отрезков прямоугольных волноводов, базовый излучатель которой содержит два волновода различных поперечных сечений. Возбуждение антенны осуществляется поверхностной волной планарного диэлектрического волновода на металлической подложке. Показаны преимущества двухэлементной ФАР перед одноэлементной, у которой на периоде расположен один волновод.

Целью настоящей работы является исследование возможности эффективного сканирования главным лучом периодической двухэлементной ФАР из прямоугольных волноводов путем изменения направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе.

Двухэлементная ФАР состоит из двух объектов. Первый объект представляет собой двухэлементный идеально проводящий плоский экран конечной толщины с периодически расположенными в двух неортогональных направлениях волноводными каналами прямоугольного поперечного сечения. Базовая ячейка экрана изображена на рис. 1. Она содержит два произвольно расположенных прямоугольных волновода. Периоды структуры вдоль осей Ox и Oy равны d_1 и d_2 . Центры волноводных ячеек в общем случае размещены в узлах косоугольной сетки. Их положение определяется углом χ , который отсчитывается от оси Ox против часовой стрелки до оси, проходящей через начало системы координат и центры волноводных ячеек. Прямоугольной

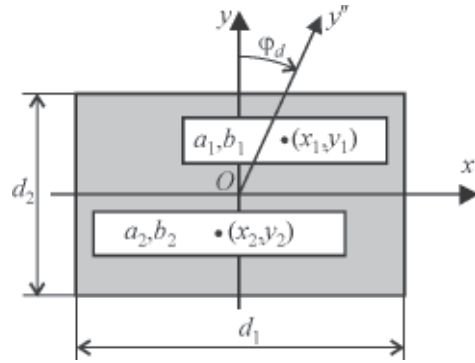


Рис. 1. Базовая ячейка двухэлементной ФАР

сетке соответствует значение угла χ , равное 90° . Площади поперечных сечений волноводов равны $a_n \times b_n$, $n=1, 2$, где a_n – размер волновода вдоль оси Ox , b_n – размер волновода вдоль оси Oy . Размеры волноводов выбраны таким образом, что в них может распространяться только основная TE_{10} -волна. Положение волноводов на базовой ячейке в плоскости $z=0$ определяется координатами центров волноводных каналов x_n, y_n .

Второй объект представляет собой диэлектрическую пластину толщиной a_d на металлической подложке, которая расположена в плоскости, параллельной плоскости апертуры ФАР, рис. 2. Нижний край пластины находится на расстоянии b_d от плоскости раскрыва решетки. Величина относительной диэлектрической проницаемости материала пластины равна ϵ , магнитная проницаемость $\mu=1$. В приближении заданного поля поверхностной волны, распрост-

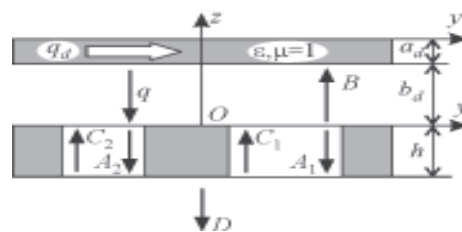


Рис. 2. Сечение ФАР с диэлектрическим волноводом плоскостью $x=0$

раняющейся в пластине, требуется найти амплитуду электромагнитного поля в свободном пространстве в области за экраном.

Приближение заданного поля означает, что электромагнитное поле, рассеянное апертурой решетки, не изменяет параметры поверхностной волны, распространяющейся в диэлектрической пластине.

Для возбуждения ФАР выберем волну E -типа, распространяющуюся в пластине вдоль оси Oy'' под углом φ_d к оси Oy , рис. 1. При этом учтем, что E -волна низшего типа в диэлектрической пластине толщиной a_d на металлической подложке, распространяется по тем же законам, что и E -волна низшего типа в диэлектрической пластине толщиной $2a_d$ без подложки. Вектор Герца поверхностной волны в диэлектрической пластине имеет только продольную составляющую, поэтому электромагнитное поле симметричной E -волны описывается единственной отличной от нуля поперечной компонентой магнитного поля.

Поперечную компоненту электрического поля поверхностной симметричной E -волны низшего типа в области между экраном и диэлектрическим волноводом представим в виде

$$\begin{aligned} \vec{E}_t(x, y, z) = & -B\epsilon g_d p_d \cos(g_d a_d) \exp\{p_d(z - b_d)\} \times \\ & \times \exp\{i\gamma_d(x \sin \varphi_d + y \cos \varphi_d)\} \times \\ & \times (\vec{e}_x \sin \varphi_d + \vec{e}_y \cos \varphi_d), \quad 0 < z < b_d \end{aligned} \quad (1)$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала диэлектрического волновода; $g_d = k\sqrt{\epsilon - u_d^2}$, $u_d = c/v_f$, c – скорость света в вакууме, v_f – фазовая скорость волны в диэлектрическом волноводе, $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны в свободном пространстве; $p_d = k\sqrt{u_d^2 - 1}$; $\gamma_d = \sqrt{k^2\epsilon - g_d^2}$. Зависимость от времени выбрана в виде $\exp(-i\omega t)$. Коэффициент B имеет размерность В·м.

Для решения задачи рассеяния поверхностной волны на апертуре двухэлементной ФАР из прямоугольных волноводов воспользуемся операторным методом решения задач дифракции [6]. Поперечную компоненту электрического поля в области за экраном представим в виде суперпозиции полной системы векторных пространственных TE - и TM -гармоник [5]:

$$\begin{aligned} \vec{E}_t(x, y, z) = & \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{s=-\infty}^{\infty} d_{qs}^{(1)} \vec{\psi}_{qs}^{(1)} e^{-i\Gamma_{qs} z} + \\ & + \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{s=-\infty}^{\infty} d_{qs}^{(2)} \vec{\psi}_{qs}^{(2)} e^{-i\Gamma_{qs} z}, \quad z < -h_d, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\Gamma_{qs} = \sqrt{k^2 - \kappa_r^2}$, $\kappa_r = \sqrt{\kappa_x^2 + \kappa_y^2}$, $\kappa_x = \gamma_d \times \sin \varphi_d - \frac{2\pi q}{d_1}$, $\kappa_y = \gamma_d \cos \varphi_d - \frac{2\pi s}{d_2}$; $d_{qs}^{(1)}$, $d_{qs}^{(2)}$ – неизвестные амплитуды пространственных TE - и TM -гармоник соответственно; $\vec{\psi}_{qs}^{(1,2)}$ – полная система векторных функций, ортонормированных на базовой ячейке периодического экрана.

Система операторных уравнений относительно неизвестных амплитуд пространственных гармоник и неизвестных амплитуд волноводных мод в волноводных каналах, а также ее решение приведены в работе [5].

Из теории фазированных антенных решеток известно [1], что если электромагнитное поле в волноводных каналах при переходе от одной волноводной ячейки к другой изменяется по закону

$$\begin{cases} \vec{E}_{mn}(x, y) \\ \vec{H}_{mn}(x, y) \end{cases} = \begin{cases} \vec{E}_{00} \exp[i(m\psi_x + n\psi_y)] \\ \vec{H}_{00} \exp[i(m\psi_x + n\psi_y)] \end{cases}, \quad (3)$$

где $\vec{E}_{mn}(x, y)$ и $\vec{H}_{mn}(x, y)$ – электромагнитное поле в раскрыте волноводной ячейки с номером (m, n) , $\vec{E}_{00}(x, y)$ и $\vec{H}_{00}(x, y)$ – электромагнитное поле в раскрыте излучателя с номером $(0, 0)$, а ψ_x , ψ_y – фиксированные сдвиги фаз соответственно в направлениях осей Ox и Oy , то линейное фазовое распре-

деление (3) будет порождать излучение в направлении, определяемом из соотношений:

$$\psi_x = kd_1 \sin \theta \cos \varphi, \quad \psi_y = kd_2 \sin \theta \sin \varphi, \quad (4)$$

где θ, φ – углы сферической системы координат, связанной с осью Oz . Поверхностная волна, распространяющаяся в диэлектрической пластине, имеет плоский фазовый фронт. Поэтому электромагнитное поле в волноводных каналах, при фиксированном направлении распространения поверхностной волны, возбуждается по закону, аналогичному (3). При изменении направления распространения поверхностной волны (изменении угла φ_d) изменяется фазовое распределение электромагнитного поля в волноводных каналах, что ведет, согласно (4), к сканированию главным лучом ФАР.

При численных расчетах параметры исследуемой модели ФАР и диэлектрического волновода имели следующие значения: $\epsilon = 3.0$; $a_d = 1.5$ мм; $b_d = 3$ мм; $a_1 = 5$ мм; $b_1 = 1$ мм; $x_1 = 0$; $y_1 = 2$ мм; $a_2 = 4.8$ мм; $b_2 = 1$ мм; $x_2 = 0$; $y_2 = -2$ мм; $d_1 = d_2 = 6$ мм; $h = 12$ мм; $\chi = 90^\circ$.

Параметры диэлектрического волновода и диапазон частот выбирались таким образом, чтобы выполнялось условие $\lambda > \lambda_c$, где $\lambda_c = 4a_d \sqrt{\epsilon - 1}$ – критическая длина волны первого высшего типа волн в диэлектрической пластине. В этом случае в диэлектрическом волноводе отсутствуют высшие типы распространяющихся волн [7]. Коэффициент замедления поверхностной волны в диэлектрическом волноводе находился из решения дисперсионного уравнения для диэлектрической пластины в свободном пространстве. Размеры базовой ячейки d_1 и d_2 выбирались из условия распространения только одной пространственной гармоники. Углы распространения пространственной гармоники с индексами (q, s) связаны с длиной волны в свободном пространстве и параметрами ФАР соотношениями $\cos \theta_{qs} = \Gamma_{qs} / k$; $\text{tg} \varphi_{qs} = \kappa_y / \kappa_x$, где θ_{qs} – угол между осью Oz и направлением распрост-

ранения гармоники; φ_{qs} – угол между осью Ox и проекцией вектора \vec{k} на плоскость xOy .

Были проведены численные исследования возможности сканирования главным лучом двухэлементной ФАР как путем изменения частоты, так и путем изменения направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе. Рассматривалась одна пространственная гармоника с индексами $(q = 0, s = 1)$.

На рис. 3 представлена зависимость модуля амплитуды TM -волны от углов θ и φ при изменении частоты от 28.037 до 35.294 ГГц. Индексы у величин θ_{qs} и φ_{qs} здесь и далее опущены. Направление распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе в этом случае совпадает с направлением оси Oy ($\varphi_d = 0$), а ее амплитуда в плоскости $z = 0$ равна единице. Как видно из рисунка, сканирование главным лучом в этом случае происходит в одной плоскости $\varphi = -90^\circ$, а угол θ изменяется в пределах от 33° , на частоте $f = 28.037$ ГГц, до 3.5° на частоте $f = 35.294$ ГГц. На рис. 4 представлена зависимость интенсивности электрического поля $W = |d^{(1)}|^2 + |d^{(2)}|^2$

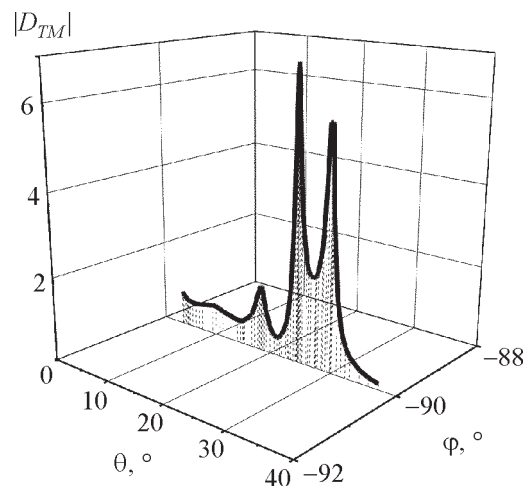


Рис. 3. Зависимость модуля амплитуды TM -волны главного луча от углов θ и φ при изменении частоты ($\varphi_d = 0$; диапазон частот $f = 28.037 \div 35.294$ ГГц)

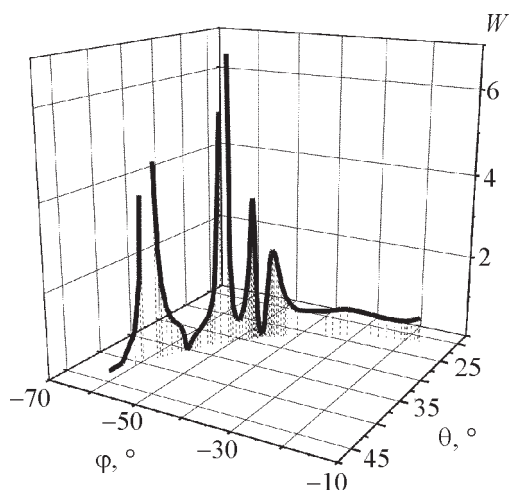


Рис. 4. Зависимость интенсивности электрического поля главного луча от углов θ и φ при изменении частоты ($\varphi_d = 15^\circ$; диапазон частот $f = 28.037 \div 35.294$ ГГц)

от углов θ и φ при изменении частоты в том же интервале. Поверхностная волна в этом случае распространяется под углом $\varphi_d = 15^\circ$ к оси Oy , а сканирование главным лучом происходит одновременно в двух плоскостях: $\theta = 42 \div 21.5^\circ$, $\varphi = -61.4 \div -17.1^\circ$. Разрывами на кривой обозначены высокочастотные резонансы прохождения интенсивности электромагнитного поля, амплитуда которых на порядок превышает амплитуду интенсивности поля в остальных точках кривой. Эти резонансы, так же как и резонансы на кривой рис. 3, либо связаны с противофазным возбуждением колебаний в близко расположенных волноводных каналах различных поперечных сечений, либо возникают когда на длине широкой стенки одного из волноводов укладывается больше половины длины волны в свободном пространстве.

На рис. 5-7 представлены зависимости интенсивности электрического поля W от углов θ и φ при изменении направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе. Кривые рассчитаны для разных частот возбуждения поверхностной волны. Максимальный диапазон изменения угла φ_d составлял 75° , от -37.5 до 37.5° . Резонансы на кривых

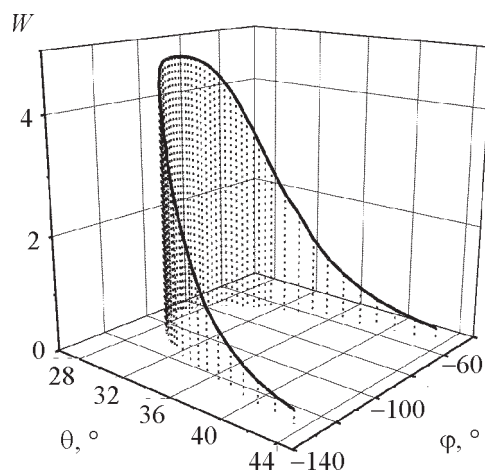


Рис. 5. Зависимость интенсивности электрического поля главного луча от углов θ и φ при изменении направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе ($f = 29.126$ ГГц; $-20^\circ \leq \varphi_d \leq 20^\circ$)

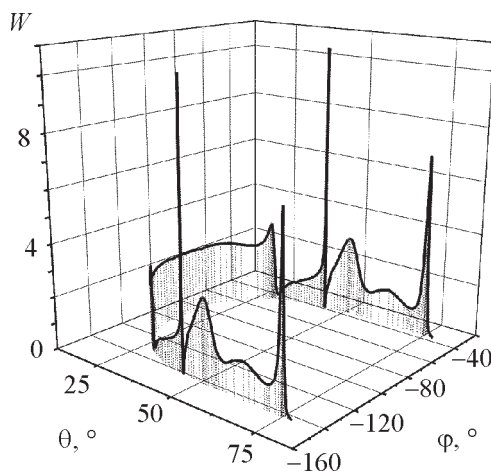


Рис. 6. Зависимость интенсивности электрического поля главного луча от углов θ и φ при изменении направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе ($f = 31.153$ ГГц; $-37.5^\circ \leq \varphi_d \leq 37.5^\circ$)

рис. 6 и 7 имеют ту же природу, что и резонансы на кривой рис. 4. Из графиков видно, что, изменяя направление распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе, можно сканировать главным лучом двухэлементной ФАР одно-

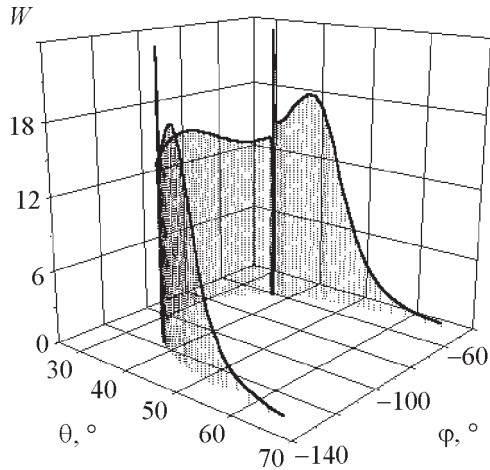


Рис. 7. Зависимость интенсивности электрического поля главного луча от углов θ и φ при изменении направления распространения поверхностной волны в диэлектрическом волноводе ($f = 28.571$ ГГц; $-30^\circ \leq \varphi_d \leq 30^\circ$)

временно в двух плоскостях, что невозможно осуществить при частотном или фазовом сканировании. Следует также отметить, что при изменении направления распространения поверхностной волны на 180° , сектор сканирования главным лучом по углу φ также изменится на 180° , а сектор сканирования по углу θ останется прежним.

Направление излучения электромагнитного поля, образующегося в результате рассеяния поверхностной волны на двумерно периодическом экране с прямоугольными отверстиями, определяется фазовой скоростью поверхностной волны в диэлектрическом волноводе и ее направлением распространения относительно апертуры решетки. Выбрав соответствующим образом параметры периодического экрана и параметры распространяющейся вдоль диэлектрического волновода поверхностной волны, можно добиться преобладания того или иного типа волны, распространяющейся или затухающей в свободном пространстве.

Таким образом, предложен и исследован простой и эффективный способ сканирования главным лучом двухэлементной

периодической ФАР из отрезков прямоугольных волноводов. Возбуждение колебаний и распределение энергии в волноводных каналах осуществляется поверхностной волной планарного диэлектрического волновода на металлической подложке. Такой способ возбуждения избавит разработчиков от необходимости применения распределителей энергии и согласующих устройств между волноводными каналами и линией питания. Возможность сканирования главным лучом ФАР одновременно в двух плоскостях путем изменения только направления распространения поверхностной волны, без применения фазовращателей, дают основания говорить о перспективности использования таких антенн в современных радиолокаторах миллиметрового диапазона и в различных системах подвижной связи.

Литература

1. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. – М.: Мир, 1974. – 455 с.
2. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) // Антенны. – 2002. – №2-3 (57-58). – С. 4-231.
3. Грибовский А. В. Свойства фазированной антенной решетки из прямоугольных волноводов, возбуждаемой поверхностной волной. // Радиопизика и радиоастрономия. – 2001. – Т. 6, №4. – С. 332-336.
4. Грибовский А.В. Новый способ управления излучением в волноводной фазированной антенной решетке // Радиопизика и радиоастрономия. – 2002. – Т. 7, №1. – С. 11-16.
5. Грибовский А. В., Просвирнин С. Л. Возбуждение поверхностной волной двухэлементной фазированной антенной решетки из прямоугольных волноводов // Радиопизика и радиоастрономия. – 2005. – Т. 10, №3. – С. 291-296.
6. Литвиненко Л. Н., Просвирнин С. Л. Спектральные операторы рассеяния в задачах дифракции волн на плоских экранах. – Киев: Наукова Думка, 1984. – 240 с.
7. Взятыхшев В. Ф. Диэлектрические волноводы. – М.: Сов. Радио, 1970. – 216 с.

**Новий спосіб сканування діаграмою
спрямованості двухелементної
фазованої антенної решітки
з прямокутних хвилеводів**

О. В. Грибовський

Запропоновано і досліджено простий та ефективний спосіб сканування головним променем двухелементної періодичної фазованої антенної решітки з відрізків прямокутних хвилеводів, що не потребує застосування фазообертачів. Збудження коливань і розподіл енергії в хвилеводних каналах здійснюються поверхневою хвилею планарного діелектричного хвилеводу на металевій підкладці. Показана можливість сканування одночасно у двох площинах зміною напрямку поширення поверхневої хвилі в діелектричному хвилеводі.

**A New Technique for Scanning
by the Pattern of a Two-Element Phased
Array of Rectangular Waveguides**

A. V. Gribovsky

An easy and efficient technique without the necessity of using phase shifters is suggested for scanning by the main lobe of a two-element periodic phased antenna array of rectangular waveguide sections. The oscillations are excited and the power distributed in the waveguide channels by the surface wave of a planar dielectric waveguide with a metal substrate. The possibility is shown to simultaneously scan within two planes through changing the propagation direction of the surface wave in the dielectric waveguide.