

А. В. Гнатовский, С. А. Провалов

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Акад. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
E-mail: provalov@ire.kharkov.ua*

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН СВЯЗАННЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ В ОБЪЕМНЫЕ ПРИ ПОМОЩИ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК

Развитие средств и повышение эксплуатационных характеристик линий коммуникации, радиолокации и навигации, мониторинга земной поверхности, дистанционного контроля и предупреждения в аэропортах и вокзалах обеспечивается за счет освоения все более коротковолновых диапазонов электромагнитных волн. Создание новых радиотехнических комплексов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн требует не только модернизации известных, но и разработки новых видов антенн, например антенн дифракционного излучения. Одна из основных задач антенной техники – формирование на апертуре требуемого амплитудно-фазового распределения (АФР) электромагнитного поля, которое обеспечивает заданные эксплуатационные характеристики. Известные методы формирования АФР на апертуре антенн дифракционного излучения приемлемы для раскрывов не менее 50 длин волн. В данной работе исследована возможность формирования симметрично спадающего к краям амплитудного распределения на апертурах 10...50 длин волн за счет введения отрезка дополнительного диэлектрического волновода. Дополнительный отрезок волновода изменяет последовательную систему запитки излучающих элементов на последовательно-параллельную. Проведена оценка эффективности преобразования энергии и амплитудного распределения в раскрыве антенны при различных величинах коэффициентов связи между диэлектрическими волноводами и между диэлектрическим волноводом и дифракционной решеткой. Результаты могут найти применение при проектировании антенных систем КВЧ-диапазона и функциональных узлов на базе открытых линий передачи. Ил. 12. Табл. 1. Библиогр.: 18 назв.

Ключевые слова: дифракционное излучение, амплитудное распределение, связанные диэлектрические волноводы.

Среди исследований различных линий передачи СВЧ-энергии и устройств на их основе сформировалось направление по изучению схем и устройств на диэлектрических волноводах (ДВ) [1–3]. Такие линии принято относить к классу полуоткрытых и открытых линий передачи. Главная их особенность состоит в том, что поток энергии распространяется не только в диэлектрическом стержне, но и в пространстве, которое прилегает к поверхности диэлектрика. Это свойство позволяет осуществить раздельное использование внутреннего и внешнего потоков энергии с помощью участка регулярной линии передачи и связанного с ним элемента (ответвляющий канал, резонатор, фильтр, фрагмент модулятора, рассеиватель и т. д.). Из перечня элементов, работающих на счет связи через внешнее поле, выделяется направление по разработке принципов и схем для высокоэффективного преобразования поверхностных волн в направленное излучение электромагнитной энергии. Такой процесс так же называют преобразованием поверхностных волн в объемные (ППВО) [4], а антенные системы с преобразователями в виде отражательных дифракционных решеток – антеннами дифракционного излучения. В качестве основы для построения таких излучающих систем служат различные ДВ и разнообразные дифракционные решетки. Функциональная схема таких излучателей неоднократно описывалась во многих публикациях, например в [4–6].

Главной задачей при реализации излучателей с высокой степенью направленности является

получение на апертуре определенного амплитудно-фазового распределения (АФР) поля, которое обеспечит формирование заданных характеристик направленности излучения (ширину главного лепестка, уровень бокового излучения, поляризацию излучения).

В антеннах с раскрывом существенно больше длины волны реализуются амплитудные распределения в форме колокола, с максимумом в центре и симметричным спаданием к краям раскрыва. Для антенн классического типа (рупорных, зеркальных, линзовых) такой вид амплитудного распределения достигается плавной трансформацией волноводной моды в поле излучения. В антенных решетках с параллельным питанием – за счет сложных волноводных диаграммообразующих систем (ДОС) с набором делителей мощности, управляемых аттенуаторов и фазовращателей. Если питание последовательное (например, в волноводно-щелевой антенне), то требуемый вид поля достигается за счет вариации коэффициента связи каждой из щелей с волноводной модой полого металлического волновода, т. е. каждая щель выполняется с индивидуальными геометрическими параметрами.

Рассматриваемая в настоящей статье антенна также относится к системам с последовательным питанием излучающих элементов. Напомним, что отражательная дифракционная решетка (гребенка из одинаковых брусев прямоугольного поперечного сечения) расположена вдоль боковой поверхности ДВ на расстоянии в несколько долей длины волны. Каждая полость, образованная

брусьюми, представляет собой отрезок короткозамкнутой линии, который возбуждается полем поверхностной волны, отбирает на себя часть энергии внешнего потока мощности в ДВ и переизлучает ее в свободное пространство. Изменение коэффициента отбора мощности достигается двумя путями: введением переменной электродинамической связи каждого переизлучателя с поверхностным полем ДВ за счет варьирования характеристик одиночных элементов рассеивателя или изменением взаимного расположения ДВ и элементов дифракционной решетки [6–11].

Такой подход к формированию амплитудного распределения поля хорошо зарекомендовал себя для больших апертур, когда длина решетки составляет от 50 до 250 и более длин волн. При таких размерах апертуры изменения коэффициента отбора мощности рядом расположенных элементов гребенки незначительны и для всей апертуры образуют достаточно пологую зависимость изменения геометрических параметров от номера излучающего элемента решетки.

Для апертур, длина которых составляет ориентировочно $10\lambda_0 \dots 50\lambda_0$, требуемое распределение амплитуды поля на раскрыве возможно получить только при значительном изменении коэффициента отбора мощности рядом расположенных элементов с полем поверхностной волны. Если применить выше упомянутые механизмы изменения коэффициента отбора мощности, то в результате получим значительное искривление поверхности ДВ или существенное изменение геометрических параметров элементов гребенки, например, изменение глубины полостей от $0,05\lambda_0$ до $0,2\lambda_0$. В результате на апертуре возникнут недопустимо большие фазовые искажения и, соответственно, форма диаграммы направленности (ДН) будет искажена.

Как было отмечено выше, рассматриваемая система относится к классу антенных решеток с последовательным возбуждением излучателей. Если все элементы гребенки одинаковы и коэффициент связи $K_{св}$ ее элементов с полем поверхностной волны не изменен, то на излучающем раскрыве всегда будет формироваться амплитудное распределение экспоненциального типа [12]. Таким образом, первоначальное, невозмущенное равномерное распределение вдоль поверхности ДВ трансформируется в экспоненциальное на раскрыве. Исходя из такого подхода можно предположить, что изменение первоначального вида продольного распределения у поверхности ДВ соответственно повлияет на распределение на апертуре. Для этого предлагается воспользоваться сложной схемой формирования источника поверхностной волны, которому будут присущи свойства требуемого вида продольного распределения поля.

Целью данной работы является изучение возможности использования связанных ДВ в схемах с дополнительными функциональными связями. В частности, под такой дополнительной связью будем понимать использование специально сформированных продольных распределений полей в связанных ДВ для формирования амплитудного распределения на апертуре антенных решеток дифракционного излучения.

Результаты исследований получены экспериментально, основываясь на физической постановке задачи и предварительных расчетах. На этапе подготовки к эксперименту были изучены продольные распределения интенсивности поля в предполагаемой области связи ДВ с гребенкой для нескольких значений коэффициента связи K между волноводами и трех значений декремента затухания α в одном из волноводов.

1. Свойства связанных линий можно рассмотреть на примере краткого описания работы двухканальных направленных ответвителей, в основе которой лежит теория связанных волн [13–15]. Такие ответвители состоят из двух параллельных ДВ, расположенных настолько близко друг к другу, что энергия электромагнитного поля может переходить из волновода 1 в волновод 2 (рис. 1).

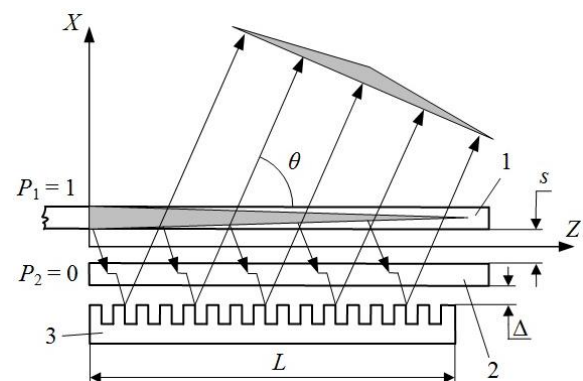


Рис. 1. Схема формирования направленного излучения: 1, 2 – диэлектрические волноводы; 3 – дифракционная решетка; Δ – прицельный параметр

Для волноводной волны, которая распространяется в одном ДВ, электрическое поле определяется выражением

$$E(x, y, z) = A(z)E(x, y),$$

где $A(z)$ – комплексная амплитуда, включающая в себя фазовый множитель; $E(x, y)$ – профиль невозмущенной волноводной моды. Как правило, считают, что профиль моды несет единицу мощности. Связь между модами задается уравнениями связанных мод [13], имеющими вид

$$\frac{dA_1(z)}{dz} = -i\gamma_1 A_1(z) + K_{12} A_2(z),$$

$$\frac{dA_2(z)}{dz} = -i\gamma_2 A_2(z) + K_{21} A_1(z),$$

где K_{12} и K_{21} – коэффициенты связи между модами; γ_1 и γ_2 – постоянные распространения мод в волноводах; $\gamma_{1,2} = \beta_{1,2} - i\frac{\alpha_{1,2}}{2}$, $\beta_{1,2}$ – фазовые постоянные, $\alpha_{1,2}$ – декременты затухания. Если волноводы идентичны, то $\gamma_1 = \gamma_2$ и $K_{12} = K_{21} = iK$, где K – действительное число. Предполагается, что в точке $Z = 0$ энергия вводится только в волновод 1 (см. рис. 1), т. е. граничные условия для задачи такие: $A_1(0) = 1$, $A_2(0) = 0$. В этом случае при $\beta_1 = \beta_2$ выражения для амплитуд $A_1(z)$ и $A_2(z)$ имеют вид

$$A_1(z) = [\cos gz - \left(i\frac{\Delta\beta}{2g}\right) \sin gz] \exp[-i(\beta_1 - \frac{\Delta\beta}{2})z], \quad (1)$$

$$A_2(z) = -\left(i\frac{K}{g}\right) \sin gz \exp[i(\beta_2 + \frac{\Delta\beta}{2})z],$$

где $\Delta\beta = \beta_1 - \beta_2$ и $g^2 = K^2 + (\frac{\Delta\beta}{2})^2$.

Величина $\Delta\beta$ указывает на рассогласование фазовых постоянных распространения волноводных мод в волноводах. Поток мощности в этих волноводах описывается выражениями

$$P_1(z) = \cos^2(gz) \exp(\alpha_1 z) + \left(\frac{\Delta\beta}{2}\right)^2 [\sin^2(gz)/g^2] \exp \alpha_2 z, \quad (2)$$

$$P_2(z) = \left(\frac{K^2}{g^2}\right) \sin^2(gz) \exp(-\alpha_2 z).$$

Для линий передачи без потерь и с равными фазовыми постоянными полная перекачка энергии из одной линии в другую осуществляется с периодом $\Delta Z = \pi/2K$. В реальных устройствах чаще всего наблюдается неравенство фазовых постоянных в каждом из волноводов ($\beta_1 \neq \beta_2$) и, соответственно, период перекачки энергии будет отличаться от приведенного выше, а распределение электрической компоненты поля отличается от косинуса или синуса (соответственно в линии 1 или 2, рис. 1).

Анализ основных соотношений, которые описывают процесс распространения электромагнитных волн в связанных ДВ, позволяет определить свойства связанных линий передачи. Выделим два основных свойства – это перекачка энергии из одной линии в другую и зависимость формы продольного распределения поля от разности фазовых постоянных β_1 , β_2 , постоянных затухания α_1 , α_2 и величины коэффициента связи K . В случае, когда линейные одномодовые ДВ расположены на подложке из диэлектрика, коэффициент связи определяется соотношением

$$K = -i \frac{2h_x^2 p_x \exp(-p_x s)}{\beta(w + \frac{2}{p_x})(h_x^2 + p_x^2)}, \quad (3)$$

где h_x и p_x – поперечные постоянные распространения электромагнитной волны внутри и вне ДВ; w – ширина ДВ; s – расстояние между ДВ. Выражение (3) соответствует режиму, когда механизм связи не вносит потерь в систему, а длина участка полной перекачки энергии ΔZ определяется величиной K . Сравнение рассчитанных по отношению (3) и экспериментально полученных значений периода ΔZ показало, что в рамках применимости расчетов результаты хорошо совпадают [16].

2. Величина связи и вносимого затухания. Эффективность излучения. При известной величине коэффициента связи K можно выполнить оценку коэффициента полезного действия (КПД) излучения следующим образом. Воспользуемся выражениями (1), описывающими распределение полей в линиях 1 и 2 при наличии потерь в одной из них ($\alpha_1 = 0, \alpha_2 \neq 0$). Рассмотрим вариант, когда варьируется величина α_2 , а коэффициент связи неизменен. Неизменность коэффициента связи продиктована тем, что удвоенная длина участка перекачки энергии должна быть не более величины предполагаемой апертуры излучателя ($2\Delta Z \leq L$, рис. 1). Результаты расчета продольного распределения поля в линиях 1 и 2 приведены на рис. 2 и 3 соответственно. Интервал изменений по продольной координате Z обусловлен размером предполагаемой апертуры ($L = 120$ мм). Приведенные зависимости показывают, как влияет затухание в линии 2 на форму продольного распределения поля в линиях 1 и 2. Величина вносимого затухания указана на соответствующих кривых.

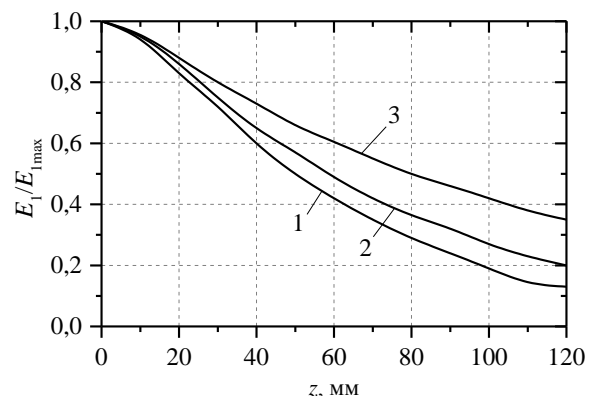


Рис. 2. Графики зависимости относительной амплитуды поля в линии 1 при величине связи $K = 0,0026$ и значениях постоянной затухания α в линии 2: кривая 1 – $\alpha = 0,008$; кривая 2 – $\alpha = 0,1$; кривая 3 – $\alpha = 0,15$

Расчет относительной величины интенсивности полей в любом поперечном сечении позво-

ляет оценить долю излучаемой (либо поглощаемой за счет излучения) мощности. Если при $Z = 0$, $E_1 = 1$, $E_2 = 0$, то при отсутствии затухания в линиях для любого произвольного сечения $P_1 + P_2 = 1$. Для оценки КПД воспользуемся соотношением $\text{КПД} = 1 - [P_1(z) + P_2(z)] \times 100 \%$.

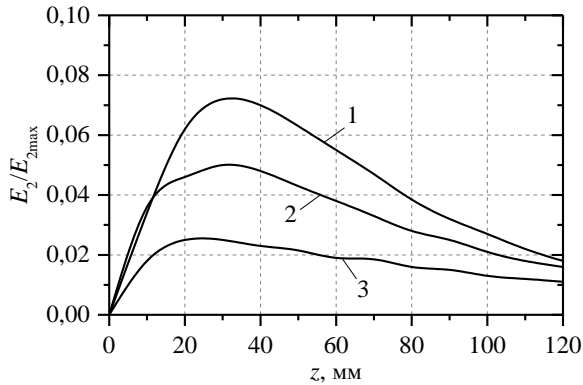


Рис. 3. Графики зависимости относительной амплитуды поля в линии 2 при величине связи $K = 0,0026$ и значениях постоянной затухания α в линии 2: кривая 1 – $\alpha = 0,008$; кривая 2 – $\alpha = 0,1$; кривая 3 – $\alpha = 0,15$

Результаты оценки эффективности излучения в виде линий равных значений КПД при изменении вносимого декремента затухания α_2 и величины коэффициента связи волноводов K представлены на рис. 4 и 5.

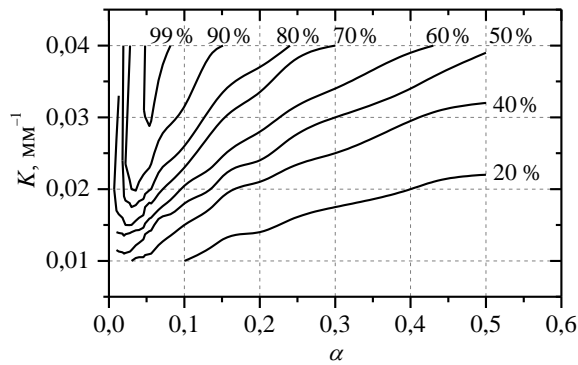


Рис. 4. Линии равных значений КПД излучения для $L = 120$ мм

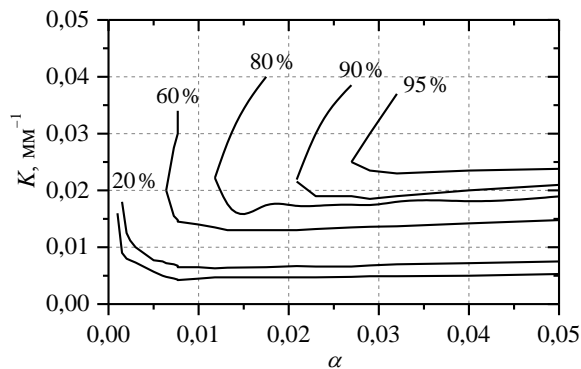


Рис. 5. Линии равных значений КПД для области малых значений α

Расчет выполнен для значения продольной координаты $z = 120$ мм. На рис. 5 приведена более детальная проработка изолиний в области малых значений α . Из семейства кривых (рис. 5) следует, что исчезновение затухания или электродинамической связи между линиями приводит к отсутствию излучения. Следует напомнить, что данное семейство получено для фиксированной координаты $z = 120$ мм.

3. Оценка эффективности излучения. После рассмотрения общих закономерностей перейдем к детальному анализу «вносимого затухания» или отбора мощности на излучение и опишем поведение этого параметра. Здесь и далее под «вносимым затуханием» будем понимать отбор энергии на излучение. Сам процесс излучения реализуется при помощи дифракционной решетки, связанной с поверхностным полем ДВ.

Ранее [12] для пояснения энергетических зависимостей преобразования поверхностной волны в объемную был введен коэффициент связи гребенки с полем поверхностной волны $K_{св}$. Для определения отбора мощности dP с элемента волновода dz с учетом спадания внешнего поля ДВ $\exp(-p_x x)$ необходимо ввести связь, которая и определяется величиной $K_{св}$. Потери в линии α (фактически декремент затухания) определяются как $\alpha = K_{св} \exp(-2p_x x)$. После введения всех необходимых коэффициентов напомним, что продольное распределение поля в линии 2, которая связана с дифракционной решеткой (рис. 1), фактически можно считать амплитудным распределением на излучающем раскрытии. Следовательно, можно воспользоваться предлагаемым алгоритмом для расчета амплитудного распределения на раскрытии дифракционной решетки, связанной с линией 2.

Как иллюстрацию приведем результаты расчета излучающей системы, состоящей из двух ДВ эллиптического поперечного сечения из полиэтилена и гребенки длиной $L = 120$ мм, с периодом $l = 3,0$ мм, глубиной ламелей $h = 1,2$ мм. Величина коэффициента связи гребенки $K_{св}$ определялась из экспериментальных зависимостей. На рабочей длине волны $\lambda = 4,4$ мм для выбранных ДВ значение $p_x = 0,73$, величина коэффициента связи волноводов $K = 0,026 \text{ мм}^{-1}$ обеспечивает удвоенную длину области перекачки энергии $2\Delta Z = 120$ мм. Параметры гребенки обеспечивают коэффициент связи $K_{св} = 0,065$. Величина вносимых потерь α (потери на излучение) регулировалась изменением прицельного параметра Δ – расстоянием от плоскости решетки до поверхности ДВ (рис. 1). Соответствующие значения потерь α при разных величинах прицельного параметра приведены в таблице.

КПД, %	Δ , мм	$\alpha = K_{св} \exp(-2p_x x)$
100,0	0,1	0,056
99,0	0,5	0,032
93,0	0,8	0,02
86,3	1,0	0,015
20,0	2,0	0,002

В таблице также приведены соответствующие значения КПД излучения. Картины продольного распределения интенсивности поля в линиях 1 и 2 приведены на рис. 6 и 7, соответственно.

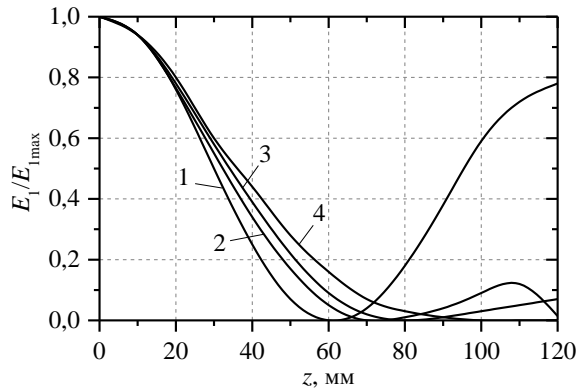


Рис. 6. Графики зависимости относительной амплитуды поля в линии 1 при значениях α : кривая 1 – $\alpha = 0,002$; кривая 2 – $\alpha = 0,015$; кривая 3 – $\alpha = 0,02$; кривая 4 – $\alpha = 0,032$

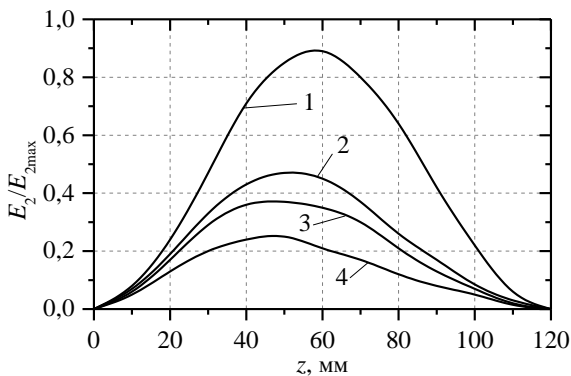


Рис. 7. Графики зависимости относительной амплитуды поля в линии 2 при значениях α : кривая 1 – $\alpha = 0,002$; кривая 2 – $\alpha = 0,015$; кривая 3 – $\alpha = 0,02$; кривая 4 – $\alpha = 0,032$

В данной ситуации внесение больших потерь (напомним, что это отбор мощности на излучение), когда КПД $\geq 90\%$, на первый взгляд, не сильно деформирует вид продольного распределения. Кривая для $\alpha = 0,002$ приведена для наглядности и показывает, что после незначительного отбора на излучение в системе остается большая часть мощности, переходящая последовательно в каждый из волноводов.

Основываясь на этих результатах, можно сделать вывод, что в приведенном примере достигнуть высокого КПД возможно путем подбора прицельного параметра Δ . Существенным момен-

том является то, что картина поля в линии 2 остается близкой к $\cos^2 K_z$.

Рассмотрим детальнее поведение поля в линии 2 при изменении величины потерь α . Для этого на рис. 8 в нормированном виде представлены те же распределения интенсивности поля вдоль излучающего раскрыва.

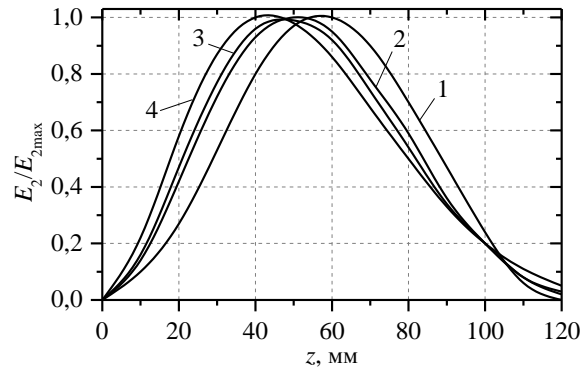


Рис. 8. Графики зависимости относительной амплитуды поля в линии 2 при значениях α : кривая 1 – $\alpha = 0,002$; кривая 2 – $\alpha = 0,015$; кривая 3 – $\alpha = 0,02$; кривая 4 – $\alpha = 0,032$

Очевидно, что вид распределения остается почти неизменным, хотя наблюдается небольшое смещение максимума поля вдоль продольной оси системы. Оценим эти смещения относительно ситуации, когда потери на излучение очень малы ($\alpha = 0,002$). Для апертуры длиной 120 мм ($K_{св} = 0,026$) при изменении потерь в 16 раз ($\alpha = 0,032$) смещение максимума поля составляет 17 % длины апертуры.

Введем в рассмотрение КПД и оценим смещение максимума поля, к примеру, в интервале изменения КПД от 90 до 100 %, т. е. будем изменять величину потерь не в десятки раз, а гораздо меньше. В нашем случае при изменении КПД от 99 до 90 %, что соответствует режимам в реально работающих антенных системах, декремент затухания изменяется от $\alpha = 0,03$ до $\alpha = 0,018$, что составляет 1,6 раза. Это на порядок меньше, чем в рассмотренном выше примере.

4. Экспериментальные исследования. Для проведения экспериментальных исследований выбрана методика регистрации пространственной структуры электрической компоненты поля на излучающем раскрыве гребенки (измерения в ближней зоне) [16]. В качестве зонда использовалась малоразмерная антенна – открытый конец полого волновода. В процессе измерений осуществлялась запись картины поля с последующей амплитудной калибровкой и обработкой.

Объект исследований приведен на рис. 1. Напомним, что величина потерь регулируется двумя параметрами: коэффициентом связи гребенки с полем ДВ – $K_{св}$ и прицельным параметром Δ . Представленные результаты соответству-

ют одному значению $K_{св}$ (рассматривается одна гребенка).

На рис. 9, 10 представлены экспериментально полученные картины продольного распределения интенсивности поля на излучающей апертуре гребенки. Поле измерялось на удалении от поверхности ДВ не менее двух длин волн, что обеспечивало развязку с полем поверхностной волн ДВ не менее 70 дБ. Для сравнения там же приведены распределения интенсивности поля в линии 1 – пунктирная линия 5. Каждому семейству кривых соответствует свое значение величины коэффициента связи K между волноводами 1 и 2 и различные значения прицельного параметра Δ , которые указаны на рисунках.

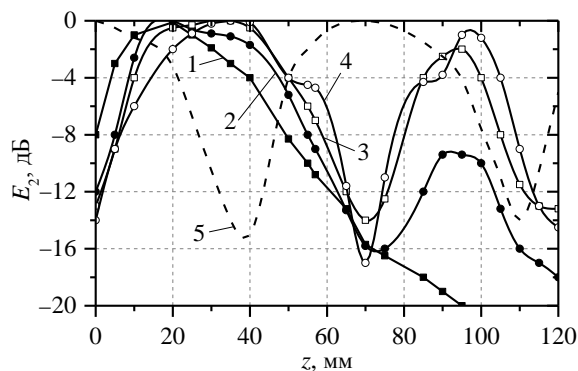


Рис. 9. Продольное распределение интенсивности поля на излучающем раскрытии гребенки (расстояние между ДВ $s = 1,0$ мм): кривая 1 – $\Delta = 0$; кривая 2 – $\Delta = 0,5$ мм; кривая 3 – $\Delta = 1,5$ мм; кривая 4 – $\Delta = 2,0$ мм

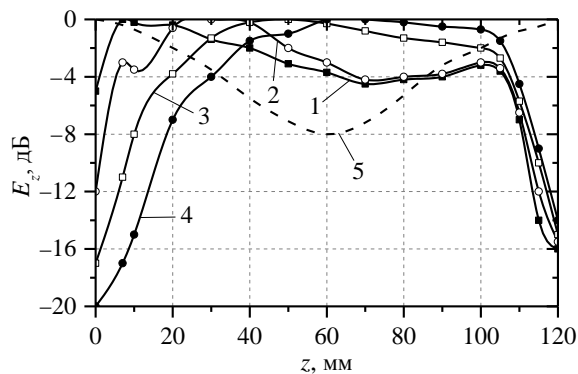


Рис. 10. Продольное распределение интенсивности поля на излучающем раскрытии гребенки (расстояние между ДВ $s = 1,9$ мм): кривая 1 – $\Delta = 0$; кривая 2 – $\Delta = 0,5$ мм; кривая 3 – $\Delta = 1,5$ мм; кривая 4 – $\Delta = 2,0$ мм

Когда расстояние между ДВ равно 1 мм (рис. 9), то длина области перекачки энергии при отсутствии потерь почти в три раза меньше длины излучателя. На апертуре гребенки наблюдаются два максимума поля. Только в случае, когда отбор энергии устанавливается максимальным ($\Delta = 0$), возможно отобрать всю энергию на излучение частью апертуры, равной одному максимуму. Если же сохраняются два максимума, т. е. $\Delta \neq 0$,

то поле в каждом из максимумов противофазно следующему. Это происходит за счет отставания поля на $\pi/2$ при переходе энергии из одного волновода в другой. С точки зрения получения на апертуре симметричного, спадающего к краям амплитудного и линейного фазового распределения такой режим не приемлем. Картины амплитудных распределений (рис. 10) соответствуют ситуации, когда удвоенная длина области перекачки энергии несколько больше длины излучающей апертуры. Характерной особенностью этих распределений является резкий спад поля на дальнем краю ($Z = 120$ мм) апертуры. Это указывает на низкий КПД излучения, так как в волноводах остается достаточно большая часть энергии. Анализ приведенных семейств распределений (рис. 9 и 10) подтверждает предположение о необходимости выбора длины области перекачки энергии ΔZ с учетом требуемой длины апертуры L .

На рис. 11 приведено семейство амплитудных распределений на излучающем раскрытии для режима, когда длина излучающей апертуры совпадает с удвоенной длиной области перекачки энергии. Пунктиром обозначено продольное распределение поля в основном (первом) ДВ. При изменении прицельного параметра Δ «шапка» поля незначительно перемещается по раскрытию.

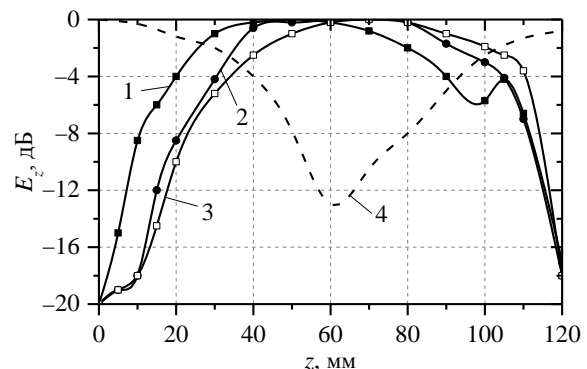


Рис. 11. Продольное распределение интенсивности поля на излучающем раскрытии гребенки (расстояние между ДВ $s = 1,8$ мм): кривая 1 – $\Delta = 0,9$ мм; кривая 2 – $\Delta = 1,5$ мм; кривая 3 – $\Delta = 2,0$ мм; кривая 4 – распределение поля в линии 2

На рис. 12, для сравнения, приведены амплитудные распределения на излучающем раскрытии системы с одним ДВ и гребенкой с таким же интервалом изменения прицельного параметра, как и для семейства на рис. 11. При малом значении прицельного параметра ($\Delta = 0,5$ мм) распределение имеет четко выраженный экспоненциальный характер и для излучения 100 % энергии достаточно половины длины излучающего раскрытия. Увеличение Δ приводит к расширению пятна поля с сохранением экспоненциального характера распределения. Резкое спадание на дальнем краю раскрытия указывает на то, что в ДВ остается значительная часть энергии.

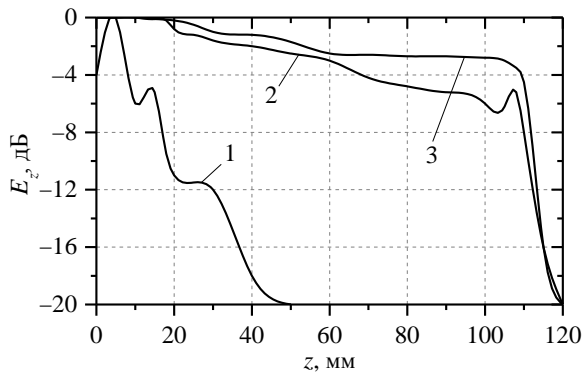


Рис. 12. Продольное распределение интенсивности поля на излучающем раскрыте гребенки: кривая 1 – $\Delta = 0,5$ мм; кривая 2 – $\Delta = 1,5$ мм; кривая 3 – $\Delta = 2,0$ мм

Сравнивая эти два семейства, можно сделать вывод, что схема с двумя волноводами гораздо меньше подвержена влиянию прицельного расстояния на картину амплитудного распределения. Общий вид распределения – симметрия и глубокое спадание к краям апертуры сохраняются. Следует отметить, что согласно зависимостям КПД от степени связи K и потерь в линии 2 (рис. 4), для рассмотренных режимов величина КПД изменялась от 100 до 20 %.

Выводы. Представленные результаты показывают, что метод связанных волн с учетом результатов экспериментальных исследований позволяет достаточно просто рассчитать направленно излучающую систему из двух ДВ и дифракционной решетки. В более общем случае параметры дифракционной решетки могут быть взяты из строгого решения задач дифракции [17, 18]. В рамках описанного подхода оцениваются КПД преобразования и частотные свойства, возможно оптимизировать величину связи гребенки с поверхностным полем ДВ. Показано, что в рассмотренной системе наблюдается хорошая устойчивость формы амплитудного распределения при вариации прицельного параметра. Это обстоятельство может стать определяющим при разработке схем в технике открытых линий передачи с внешними функциональными элементами.

Описанная схема построения излучающей системы найдет применение в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах, где реализация классических схем построения линейных антенных решеток средних и малых размеров затруднительна из-за технических и технологических сложностей.

Библиографический список

1. Мериакри В. В. Состояние и перспективы развития линий передачи субмиллиметрового диапазона волн и устройства на их основе. *Зарубеж. радиоэлектроника*. 2002. № 12. С. 3–7.
2. Взятых В. Ф., Крутских В. В. Класс устройств и схем миллиметрового диапазона на полужкранированных ди-

- электрических волноводах. *Радиотехника*. 2006. № 3. С. 84–96.
3. Мировицкий Д. И., Будагян И. Ф., Дубровин В. Ф. *Микроволновая оптика и голография*. М.: Наука, 1983.
4. Андренко С. Д., Беляев В. Г., Провалов С. А., Сидоренко Ю. Б., Шестопапов В. П. Преобразование поверхностных волн в объемные в физике и технике миллиметровых и субмиллиметровых волн. *Вестн. АН УССР*. 1977. № 1. С. 8–12.
5. Андренко С. Д., Девятков Н. Д., Шестопапов В. П. Антенные решетки миллиметрового диапазона. *Докл. АН СССР*. 1978. Т. 240, № 6. С. 1340–1343.
6. Климов А. И., Меркулов К. Б., Останков А. В., Пастернак Ю. Г., Юдин В. И. Экспериментальные исследования антенных характеристик гребенки с двумя пазами и со слоем диэлектрика. *Приборы и техника эксперимента*. 1999. № 4. С. 113–116.
7. Мележик П. Н., Разказовский В. Б., Резниченко Н. Г., Зуйков В. А., Андренко С. Д., Сидоренко Ю. Б., Провалов С. А., Варавин А. В., Усов Л. С., Чмил В. М., Муськин Ю. Н. Полупроводниковый когерентный радиолокатор миллиметрового диапазона для контроля наземного движения в аэропортах. *Наука та інновації*. 2008. Т. 4, № 3. С. 5–13.
8. Hammad H. F., Antar Y. M. M., Freundorfer A. P. A New Dielectric Grating Antenna at Millimeter Wave Frequency. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2004. Vol. 52, Iss. 1. P. 36–44.
9. Евдокимов А. П., Крыжановский В. В. Новое направление в технике антенных решеток. *Радиоэлектроника*. 1996. № 9. С. 54–61.
10. Lee J. W., Eom H. J., Park K. H., Cgan W. J. TM-wave radiation from grooves in dielectric-covered ground plane. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2001. Vol. 49, N 1. P. 104–105.
11. Провалов С. А. Преобразователи поверхностных волн в объемные на базе связанных линий. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2010. Т. 15, № 4. С. 40–45.
12. Андренко С. Д., Сидоренко Ю. Б., Провалов С. А. Энергетические характеристики излучения системы диэлектрической волновод-решетка. *Распространение и дифракция радиоволн в мм и субмм диапазонах*. Сб. науч. тр. Киев: Наукова думка, 1984. С. 203–208.
13. Yariv A. Coupled-mode theory for guided-wave optics. *Quantum electron*. 1973. Vol. 9, N 9. P. 919–933.
14. *Введение в интегральную оптику*. Под ред. М. Барноски. Пер. с англ. под ред. Т. А. Шмаонова. М.: Мир, 1977.
15. *Волноводные линии передачи с малыми потерями*. Под ред. В. Б. Штейншлегера. М.: Изд-во иностр. лит., 1960.
16. *Методы измерения характеристик антенн СВЧ*. Под ред. Н. М. Цейтлина. М.: Радио и связь. 1985.
17. Шестопапов В. П., Кириленко А. А., Масалов С. А., Сиренко Ю. К. *Резонансное рассеяние волн*. Т. 1. Дифракционные решетки. Киев: Наукова думка, 1986.
18. Стешенко С. А., Кириленко А. А., Чистякова О. В. Строгая двумерная модель эффекта преобразования поверхностных волн в объемные. *Радиофизика и электроника*: сб. науч. тр. Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. Харьков, 2005. Т. 10, № 1. С. 30–38.

REFERENCES

1. Meriakri, V. V., 2002. The state and prospects of the development of submillimeter transmission lines and devices based on them. *Zarubezhnaya radioelektronika*, **12**, pp. 3–7 (in Russian).
2. Vzyatyshchev, V. F., Krutskikh, V. A., 2006. Class of millimeterwave devices and circuits based on half shielded dielectric waveguides. *Radiotekhnika*, **3**, pp. 84–96 (in Russian).
3. Myirovitskiy, D. I., Bugadyan, I. F., Dubrovin, V. F., 1983. *Microwave optics and holography*. Moscow: Nauka Publ. (in Russian).
4. Andrenko, S. D., Belyaev, V. G., Provalov, S. A., Sidorenko, Yu. B., Shestopalov, V. P., 1977. Surface into volume wave transformation in physics and techniques of millimeter and submillimeter waves. *Vestnik Akad. Nauk UkrSSR*, **1**, pp. 8–12 (in Russian).

5. Andrenko, S. D., Devyatkov, N. D., Shestopalov, V. P., 1978. Millimeter-wave antenna array. *Dok. Akad. Nauk SSSR*, **240**(6), pp. 1340–1343 (in Russian).
6. Klimov, A. I., Merkulov, K. B., Ostankov, A. V., Pasternak, Yu. G., Yudin, V. I. 1999. Experimental investigation of antenna characteristics of grating with two grooves and dielectric layer. *Pribory i tekhnika eksperimenta*, **4**, pp. 113–116 (in Russian).
7. Melezhik, P. N., Razskazovskiy, V. B., Reznichenko, N. G., Zuykov, V. A., Andrenko, S. D., Sidorenko, Yu. B., Provalov, S. A., Varavin, A. V., Usov, L. S., Chmil, V. M., Muskin, Yu. N., 2008. Millimeter-wave semiconductor coherent radar for airport ground traffic control. *Science and Innovations*, **4**(3), pp. 5–13 (in Russian).
8. Hammad, H. F., Antar, Y. M. M., Freundorfer, A. P., Sayer, M., 2004. A new dielectric grating antenna at millimeter wave frequency. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **52**(1), pp. 36–44.
9. Yevdokimov, A. P., Kryzhanovskiy, V. V., 1996. A new trend in antenna array techniques. *Radioelektronika*, **9**, pp. 54–61 (in Russian).
10. Lee, J. W., Eom, H. J., Park, K. H., Chun, W. J., 2001. TM-wave radiation from grooves in dielectric-covered ground plane. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **49**(1), pp. 104–105.
11. Provalov, S. A., 2010. Surface into volume waves converter based on coupled lines. *Elektromagnitnye volny i elektronnyye sistemy*, **15**(4), pp. 40–45 (in Russian).
12. Andrenko, S. D., Sidorenko, Yu. B., Provalov, S. A., 1984. Energy radiation characteristics of dielectric waveguide-grating system. In: V. P. Shestopalov, ed. 1984. *Rasprostraneniye i difraktsiya radiovoln v mm i submm diapazonah*. Kiev: Naukova dumka Publ., pp. 203–208 (in Russian).
13. Yariv, A., 1973. Coupled-mode theory for guided-wave optics. *Quantum electron.*, **9**(9), pp. 919–933.
14. Barnoski, M. K. ed., 1977. *Introduction to Integrated Optics*. Translated from English and ed. by T. A. Shmaonov. Moscow: Mir Publ. (in Russian).
15. Steynshleger, V. B. ed., 1960. *Low-loss waveguide transmission lines*. Moscow: Inostrannaya literatura Publ. (in Russian).
16. Tseytlin, N. M. ed., 1985. *Techniques of measurement of microwave antennas characteristics*. M.: Radio i svyaz' Publ. (in Russian).
17. Shestopalov, V. P., Kirilenko, A. A., Masalov, S. A., Sirenko, Yu. K., 1986. *Resonance scattering of waves*. Vol. 1. Diffraction gratings. Kiev: Naukova dumka Publ. (in Russian).
18. Steshenko, S. A., Kirilenko, A. A., Chistyakova, O. V., 2005. Rigorous 2D model of surface into volume waves transformation effect. In: V. M. Yakovenko, ed. 2005. *Radiofizika i elektronika*. Kharkov: IRE NAS of Ukraine Publ. **10**(1), pp. 30–38 (in Russian).

Рукопись поступила 21.07.2017.

A. V. Hnatovskyi, S. A. Provalov

TRANSFORMATION OF SURFACE WAVES OF COUPLED DIELECTRIC WAVEGUIDES INTO VOLUME WAVES USING DIFFRACTION GRATINGS

The development and improvement of operational characteristics of communication lines, radiolocation, navigation, surface

overview, remote control and warning systems at the airports and at the stations is provided by the development of shorter-wave ranges. Designing new millimeter and submillimeter waveband radio complexes requires not only the modernization of existing antennas but also the creation of new antennas classes. Diffraction radiation antennas, for example. One of the basic problems in antenna engineering is the formation of required amplitude-phase distribution (APD) of electromagnetic field on antenna aperture that provides the given operational characteristics. The known techniques of APD forming at the aperture of diffraction radiation antennas are acceptable for aperture not less than 50 wavelengths. In this paper the possibility of forming the amplitude distribution with symmetrically falling edges at the 10...50 wavelength aperture by adding an additional segment of dielectric waveguide is investigated. The additional segment of dielectric waveguide changes the sequential system of radiating elements feeding into a sequential-parallel one. The efficiency of energy and APD transformation for different values of dielectric waveguide – dielectric waveguide and dielectric waveguide – grating coupling factor is evaluated. The results can be applied in the design of millimeter antenna systems and functional unit based on open transmission lines.

Key words: diffraction radiation, amplitude distribution, coupled dielectric waveguides.

A. V. Gnатовський, С. А. Провалов

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПОВЕРХНЕВИХ ХВИЛЬ ЗВ'ЯЗАНИХ ДІЕЛЕКТРИЧНИХ ХВИЛЕВОДІВ В ОБ'ЄМНІ ЗА ДОПОМОГОЮ ДИФРАКЦІЙНИХ РЕШТОК

Розвиток засобів і підвищення експлуатаційних характеристик ліній комунікації, радіолокації і навігації, моніторингу земної поверхні, дистанційного контролю і попередження в аеропортах і вокзалах забезпечується за рахунок освоєння все більш короткохвильових діапазонів електромагнітних хвиль. Створення нових радіотехнічних комплексів міліметрового і субміліметрового діапазонів хвиль вимагає не тільки модернізації відомих, але і розробки нових видів антен, наприклад антен дифракційного випромінювання. Одне із основних завдань антенної техніки – це формування на апертурі необхідного амплітудно-фазового розподілу (АФР) електромагнітного поля, що забезпечує задані експлуатаційні характеристики. Відомі методи формування АФР на апертурі антен дифракційного випромінювання прийнятні для апертур не менше 50 довжин хвиль. У даній роботі досліджена можливість формування симетрично спадаючого до країв амплітудного розподілу на апертурах 10...50 довжин хвиль за рахунок введення відрізка додаткового діелектричного хвилеводу. Додатковий відрізок хвилеводу змінює послідовну систему живлення випромінюючих елементів на послідовно-паралельну. Проведено оцінку ефективності перетворення енергії і амплітудного розподілу в розкритті антени при різних величинах коефіцієнтів зв'язку між діелектричними хвилеводами і між діелектричним хвилеводом та дифракційною решіткою. Результати можуть знайти застосування при проектуванні антенних систем НВЧ-діапазону і функціональних вузлів на базі відкритих ліній передачі.

Ключові слова: дифракційне випромінювання, амплітудний розподіл, зв'язані діелектричні хвилеводи.