

Л. А. Рудь, К. С. Шпаченко

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯРИЗАТОРОВ НА ОТРЕЗКАХ КВАДРАТНОГО ВОЛНОВОДА С ДИАГОНАЛЬНО РАСПОЛОЖЕННЫМИ КВАДРАТНЫМИ ВЫСТУПАМИ

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина

E-mail: rud@ire.kharkov.ua

С использованием методов частичных областей и обобщенных матриц рассеяния построена полноволновая модель волнового поляризатора, преобразующего основную волну входного прямоугольного волновода в волну эллиптической поляризации выходного квадратного волновода. Фазосдвигающая секция реализована на одном или двух отрезках квадратного волновода с двумя диагонально расположенными квадратными выступами. Проведена оптимизация узко- и широкополосных поляризаторов. Установлено, что поляризаторы с однозвенной фазосдвигающей секцией могут обеспечивать ширину рабочей полосы от 12 до 17 % по уровню коэффициента эллиптичности $r < 3$ дБ и КСВН $< 1,2$, а с двухзвенной – более 20 % при $r < 1$ дБ и КСВН $< 1,15$. Ил. 7. Библиогр.: 14 назв.

Ключевые слова: волноводный поляризатор, волновод сложного сечения, квадратный волновод, метод частичных областей, метод обобщенных матриц рассеяния.

В технике СВЧ часто возникает необходимость в получении кругополяризованных электромагнитных волн непосредственно в антенно-фидерном тракте. Для решения этой задачи применяются пассивные волноводные устройства, преобразующие входную волну линейной поляризации в выходную волну круговой поляризации. Принцип работы таких поляризаторов основывается на разложении исходной волны на две равные ортогональные составляющие и получении разности фаз между ними в $\pm 90^\circ$ на выходе устройства. Для осуществления этого принципа обычно вводят ряд поперечных либо продольных неоднородностей в круглый или квадратный волновод.

В отличие от поляризаторов на круглых волноводах, поляризаторы на квадратных волноводах проще в изготовлении. Кроме того, их геометрию удастся полностью описать в единой декартовой системе координат, что существенно облегчает построение их полноволновых электродинамических моделей, гарантирующих высокую точность расчета. Особенно это характерно для поляризаторов с поперечными неоднородностями, однородными вдоль одной из стенок волновода (например, диафрагмы или канавки), для которых граничная задача сводится к двум независимым скалярным задачам относительно волн горизонтальной и вертикальной поляризации или, что эквивалентно, для неоднородностей емкостного и индуктивного типов.

Большинство известных конструкций фазосдвигающих секций поляризаторов на квадратном волноводе включает в себя последовательность тонких симметричных диафрагм, расположенных на двух противоположных стенках волновода, или отрезки гофрированных волнопроводов. Работа [1] является одной из первых, посвященных такому типу поляризаторов. В ней методами

теории цепей рассчитаны характеристики поляризаторов, содержащих набор одинаковых тонких диафрагм. В экспериментальных образцах поляризаторов [1] повернутый на 45° входной прямоугольный волновод стандартного сечения подсоединялся к квадратной фазосдвигающей секции с помощью линейного перехода.

Существенное улучшение характеристик поляризаторов в одной широкой или двух разнесенных узких полосах удается достичь, если апертуры диафрагм или глубины канавок гофр изменять по определенному закону [2–7]. Для получения широкой полосы также используют отрезки квадратных гофрированных волнопроводов с простым или сложным профилем гофр [2]. В статье [3] предложена оригинальная интерактивная процедура проектирования поляризаторов, результатом работы которой является конструкция с уменьшающимися к центру апертурами тонких диафрагм. В конструкции поляризатора, рассмотренного в работе [4], применяются диафрагмированные E -плоскостные сочленения прямоугольных волнопроводов. Их высоты ступенчато уменьшаются, а апертуры диафрагм увеличиваются к середине устройства. При этом утверждается, что общая длина устройства на 25 % меньше аналогичного поляризатора [3], не содержащего скачков сечения фазированной секции.

Двухполосные поляризаторы рассматривались в работах [5–7]. В работе [5] приведены результаты строгого электродинамического анализа и оптимизации фазосдвигающих секций поляризаторов, у которых апертуры диафрагм меняются по линейному (в начале и в конце либо по всей длине секции) или по экспоненциальному закону. В работе [6] был рассчитан двухполосный поляризатор с диафрагмами, апертуры которых

изменялись по синусоидальному закону. В работе [7] представлены результаты расчета и измерений характеристик двухполосного поляризатора на отрезке гофрированного квадратного волновода. На его входе стоит 45° -я скрутка с переходом на квадратный волновод другого сечения для подключения к преобразователю для возбуждения ортогональных мод (*orthomode transducer*), а на выходе – переход на круглый волновод для соединения с коническим рупорным излучателем.

Практически все поляризаторы перечисленных выше типов нуждаются в возбуждении волной, вектор поляризации которой ориентирован под углом 45° по отношению к стенкам волновода, что требует наличия на входе дополнительного устройства для поворота плоскости поляризации (как, например, в [1] или [7]). В принципе, эти устройства должны учитываться в численных моделях поляризаторов, поскольку их электродинамические свойства изменяются в рассматриваемых частотных диапазонах, а следовательно, могут влиять на прогнозируемые характеристики поляризаторов.

Этого недостатка лишены поляризаторы, которые в качестве фазосдвигающих секций содержат отрезки волноводов сложного сечения (например, квадратные волноводы с двумя скошенными уголками [8, 9]). У таких волноводов существуют две низшие моды, векторы поляризации которых направлены вдоль диагональных плоскостей симметрии поперечного сечения. Необходимый фазовый сдвиг между этими волнами достигается благодаря различию их фазовых скоростей. Кроме отсутствия необходимости в специальных устройствах возбуждения, преимущества конструкций [8] и [9] заключаются также в относительной простоте изготовления и небольших размерах устройств. Однако такие поляризаторы являются узкополосными, например конструкция, реализованная в работе [8], обеспечивает уровень $r < 1,0$ дБ в полосе 1,2 %.

Целью нашей работы является проведение электродинамического анализа и оптимизации поляризаторов, фазирующие секции которых содержат один или два отрезка волновода сложного сечения (квадратный волновод с двумя внутренними квадратными выступами, симметрично расположенными в двух углах по диагонали, рис. 1). Отрезок такого волновода был использован в качестве рабочего элемента компактной широкополосной волноводной 90° -й скрутки [10, 11]. Также уже была показана возможность использования такого волновода в качестве фазосдвигающей секции преобразователя поляризации, не содержащего устройства для поворота на 45° плоскости поляризации TE_{10} -волны входного прямоугольного волновода [12].

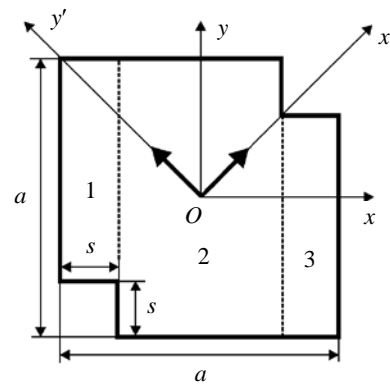


Рис. 1. Поперечное сечение волновода сложной формы

1. Конструкция поляризатора и ее электродинамическая модель. Базовая конструкция рассматриваемого поляризатора показана на рис. 2. Она включает в себя следующие элементы: входной $a \times b$ стандартный прямоугольный волновод, трансформирующую $a_{tr} \times b_{tr} \times l_{tr}$ секцию прямоугольного волновода, $a \times a \times l_{sq}$ промежуточную секцию квадратного волновода, фазосдвигающую секцию в виде отрезка волновода сложного сечения размера $a \times a \times l_{cw}$ с внутренними $s \times s$ квадратными выступами, выходной $a \times a$ квадратный волновод. Все волноводные секции поляризатора расположены симметрично относительно центральной оси Oz (см. рис. 1). Заметим, что в случае двухзвенных (с двумя отрезками волновода сложного сечения) поляризаторов мы будем использовать следующие обозначения для их геометрических параметров: $l_{sq}^{(i)}, l_{cw}^{(i)}, s_i, i = 1, 2$.

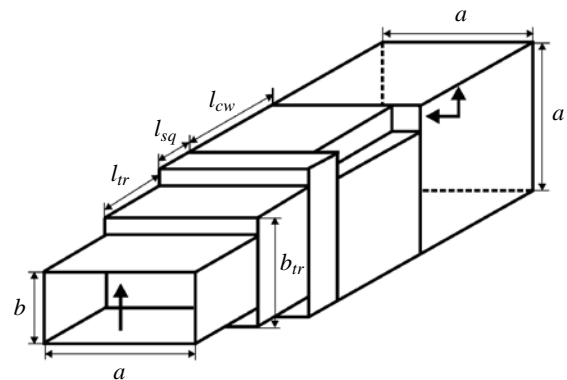


Рис. 2. Конфигурация и геометрические параметры односекционного поляризатора

Принцип работы поляризатора состоит в следующем. Падающая из входного прямоугольного волновода основная TE_{10} -волна с электрическим полем, ориентированным вертикально (вдоль оси Oy), после прохождения ряда волноводных сочленений возбуждает в отрезке волно-

вода сложного сечения две незатухающих ортогонально поляризованных TE -волны [10, 11, 13] с разными постоянными распространения. Вектор электрического поля низшей из этих волн ориентирован вдоль оси Ox' , а первой высшей – вдоль оси Oy' (см. рис. 1). Поскольку эти волны имеют отличающиеся (тем больше, чем больше размер выступа) постоянные распространения, то становится очевидным, что на определенной длине l_{cw} они могут приобрести дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 90^\circ$, что является одним из условий получения кругополяризованной волны. На выходе фазирующей секции эти волны трансформируются в TE_{01} - и TE_{10} -волны выходного квадратного волновода, поляризованные вдоль осей Oy и Ox соответственно. Наряду с требованием $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$ указанные волны должны обладать также одинаковыми амплитудами, что обеспечивается геометрией поляризатора в целом. Отрезки прямоугольного и квадратного волноводов с размерами $a_{tr} \times b_{tr} \times l_{tr}$ и $a \times a \times l_{sq}$ выполняют функцию согласующих элементов для достижения минимального отражения на заданной частоте или в полосе частот.

Вполне очевидно, что сложность конфигурации поляризатора и происходящих в нем физических процессов требует применения строгой электродинамической или прямой численной модели для анализа и оптимизации рассматриваемого устройства. Электродинамическую модель такого устройства мы строим на принципах декомпозиции и последующей рекомпозиции. На этапе декомпозиции структура поляризатора разбивается на последовательность ключевых элементов – плоскостных волноводных сочленений. Далее находятся модовые базисы (критические частоты и собственные функции TE - и TM -волн) соединяемых волноводов и с использованием метода частичных областей определяются обобщенные матрицы рассеяния всех ключевых элементов поляризатора. На этапе рекомпозиции осуществляется последовательное объединение ключевых элементов в целое устройство методом обобщенных матриц рассеяния.

Задачи о собственных TE - и TM -модах волновода сложного поперечного сечения формулировались относительно электрического и магнитного векторов Герца соответственно. Для их нахождения был использован метод частичных областей [13]. Применение этого метода обусловлено тем, что поперечное сечение данного волновода может быть разбито на 3 простые прямоугольные области, как показано на рис. 1. Вектора Герца в каждой частичной области представляем в виде рядов Фурье по собственным волнам соответствующих плоскопараллельных

волноводов. Неизвестными в этих представлениях являются коэффициенты членов рядов (амплитуды указанных волн) и значение критической частоты для каждой моды. В результате сшивания фурье-представлений векторов Герца на границах частичных областей с учетом граничных условий на металлических стенках получаем однородные системы линейных алгебраических уравнений второго рода (СЛАУ-II) относительно неизвестных коэффициентов. Условие равенства нулю определителей этих систем дают детерминантные уравнения для собственных чисел (критических частот) TE - и TM -волн.

Поскольку исходные СЛАУ-II являются бесконечными, для численного решения они должны быть усечены с учетом определенных правил для обеспечения требуемой точности. Для управления точностью вычислений вводится параметр – максимальная критическая частота f_{max} . Количество членов $n_{1,3}$ в рядах Фурье, представляющих разложения векторов Герца в меньших по высоте частичных областях 1 и 3, выбирается таким образом, чтобы в базисе этих областей на частоте $f = f_{max}$ присутствовало заданное число затухающих волн. Для центральной большей области 2 это число равно $n_2 = \lceil n_1 a / (a - s) \rceil$. Суммарное число членов рядов во всех частичных областях дает порядок получаемых СЛАУ-II и соответствующих детерминантных уравнений. Вычисляя численно корни этих уравнений, получаем спектр критических частот, а затем, решая однородные СЛАУ-II на этих частотах, находим ортонормированные собственные функции волн рассматриваемого волновода. Величина f_{max} также определяет число собственных волн в спектре, которые должны быть найдены в процессе решения детерминантных уравнений: учитываются все TE - и TM -волны, критические частоты которых меньше f_{max} .

Для расчета матриц рассеяния плоскостных стыков волноводов, входящих в состав поляризатора, был также применен метод частичных областей. В качестве частичных областей выступают поперечные сечения соединяемых волноводов, на стыке волноводов осуществляется сшивание поперечных составляющих полного электрического и магнитного полей TE - и TM -волн. В результате получаем СЛАУ-II для нахождения элементов обобщенной матрицы рассеяния данного плоскостного стыка. Точность вычислений зависит от порядка решаемых СЛАУ-II, который, как указано выше, определяется величиной f_{max} . Порядок получаемой матрицы рассеяния стыка как ключевого элемента вычисляется исходя из задаваемого числа затухающих волн в отрезках соединяемых волноводов.

На последнем этапе построения электромагнитной модели используется метод обобщенных матриц рассеяния. Этот метод позволяет рассчитать матрицу рассеяния двух элементов с известными матрицами рассеяния, которые соединены отрезком волновода заданной длины. Осуществляя последовательное объединение волноводных стыков, существующих в поляризаторе, в результате получаем матрицу рассеяния всего устройства, а по значениям ее коэффициентов – требуемые характеристики поляризатора (КСВН и коэффициент эллиптичности). Описанные выше алгоритмы реализованы в системе электродинамического моделирования [14].

2. Особенности процедуры оптимизации.

Поскольку алгоритмы, на основе которых построена электромагнитная модель, являются эффективными с вычислительной точки зрения, то возможно их применение не только для анализа, но и для численной оптимизации конструкции поляризатора в соответствии со спецификацией на его выходные характеристики. Используемая для этого процедура оптимизации построена на основе метода наискорейшего спуска. Процесс оптимизации в требуемой рабочей полосе частот направлен на достижение минимума целевой функции вида

$$F(\vec{x}) = \min \sum_{i=1}^N \left[\alpha_i (r(f_i) - 1)^2 + \beta_i |S_{11}^{(1)}(f_i)|^2 \right],$$

где \vec{x} – вектор оптимизируемых геометрических параметров; $r(f_i)$ и $|S_{11}^{(1)}(f_i)|$ – значения коэффициента эллиптичности (в относительных единицах) в выходном квадратном волноводе и коэффициента отражения TE_{10} -волны во входном волноводе на частоте f_i соответственно; α_i и β_i – весовые коэффициенты, которые могут разными или одинаковыми для всех или группы частотных точек; N – заданное число частотных точек в рабочей полосе.

Для того чтобы процесс оптимизации быстрее привел к нужному результату, необходимо задать начальные приближения всех оптимизируемых параметров, в качестве которых могут выступать в любой комбинации геометрические параметры поляризатора, показанные на рис. 1 и 2. С этой целью конфигурация поляризатора рассматривалась как соединение двух элементов: ступенчатого перехода с прямоугольного волновода сечением $a \times b$ на квадратный $a \times a$ волновод и собственно фазирующей секции. Размеры b_{tr} и l_{tr} односекционного E -плоскостного волноводного перехода выбирались исходя из известных соотношений: $b_{tr} = \sqrt{ab}$ и

$l_{tr} = \lambda_{g0}/4$, где λ_{g0} – волноводная длина волны в волноводе шириной a на заданной или средней частоте рабочей полосы поляризатора.

Начальная длина l_{cw} отрезка волновода сложного сечения выбиралась из условия, чтобы падающая TE_{10} -волна порождала на выходе две ортогонально поляризованные волны с фазовым сдвигом между ними $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$. Согласно [10, 11] в таком волноводе первыми низшими волнами являются TE_{1m} - и TE_{1e} -волны, имеющие, соответственно, магнитную (m) и электрическую (e) плоскость симметрии, проходящую через вершины выступов (плоскость $x'z$ на рис. 1).

Критические значения частотных параметров $\kappa_{1m,e} = a/\lambda_{1m,e}$ для рассматриваемых волн могут быть приближенно вычислены по полученным в [11] формулам

$$\kappa_{1m} = 0,16 + 0,34\sqrt{1 - 4(s/a)^2}, \quad s/a < 0,5; \quad (1)$$

$$\kappa_{1e} = 0,5 + 2(s/a)^2. \quad (2)$$

Из этих формул видно, что с увеличением s/a величина κ_{1m} для TE_{1m} -волны уменьшается, а для TE_{1e} -волны, наоборот, имеем увеличение κ_{1e} вплоть до 1 (при $s/a \rightarrow 0,5$) – критического значения для TE_{10} - и TE_{01} -волн квадратного волновода со стороной $a/2$.

Зная величины $\kappa_{1m,e}$, можно приближенно определить начальную длину фазирующей секции

$$l_{cw} = \frac{\pi}{\gamma_{1m} - \gamma_{1e}}, \quad (3)$$

где $\gamma_{1m,e} = \frac{2\pi}{a} \sqrt{\kappa_0^2 - \kappa_{1m,e}^2}$ – постоянные распространения ортогональных TE_{1m} - и TE_{1e} -волн, $\kappa_0 = a/\lambda_0$ – приведенный частотный параметр на центральной частоте f_0 рабочей полосы поляризатора. Из анализа (1), (2) и представлений для $\gamma_{1m,e}$ можно сделать вывод, что при увеличении s разность между постоянными распространения рабочих волн увеличивается, следовательно, согласно (3) требуемая длина отрезка данного волновода должна уменьшаться. Однако при этом допустимая рабочая полоса поляризатора смещается в высокочастотную область, поскольку должно выполняться условие $f > f_{1e}$, т. е. чтобы TE_{1e} -волна в фазосдвигающей секции была распространяющейся. К тому же при больших s увеличивается дисбаланс между амплитудами TE_{1e} - и TE_{1m} -волн в фазосдвигающей секции, а это приводит к заметному неравенству амплитуд TE_{10} - и TE_{01} -волн на выходе поляризатора. Численные

исследования показали, что лучше всего начальные значения s выбирать в диапазоне $s = (0,2 \dots 0,3)a$, причем меньшие s отвечают поляризаторам, полоса которых лежит в нижней части рабочего диапазона входного прямоугольного волновода. Начальная длина отрезка квадратного волновода l_{sq} соединяющего ступенчатый переход и фазосдвигающую секцию, выбиралась как $l_{sq} \approx (0,1 \dots 0,2)a$.

Процесс оптимизации может содержать несколько этапов, проводимых при различном выборе величины f_{max} , определяющей точность и скорость расчетов. На первом этапе в вектор оптимизируемых параметров включаются лишь длины l_{tr} , l_{sq} и l_{cw} отрезков волноводов, входящих в структуру поляризатора. При таком наборе параметров и минимально допустимом значении f_{max} процесс оптимизации идет очень быстро, поскольку при этом не требуется пересчета модового базиса волновода сложного сечения. Второй этап проводится также при пониженной точности, но с включением параметров b_{tr} и s в число оптимизируемых, что требует пересчета модовых базисов волноводов, сечения которых меняются при оптимизации. Полученные после второго этапа значения оптимизируемых параметров используются в качестве начальных приближений для третьего этапа оптимизации, проводимого уже в режиме высокой точности.

Следует заметить, что в качестве начальных приближений можно использовать геометрические параметры поляризатора, оптимизированного для близких рабочих частот или полос. Кроме того, начальные приближения можно получить и по результатам масштабирования конструкции ранее спроектированного поляризатора на другие частотные диапазоны с соответствующими сечениями входного прямоугольного и выходного квадратного волноводов. В этих случаях первый этап, а иногда и второй, можно исключить из процесса оптимизации.

3. Результаты оптимизации и анализа.

Коэффициент эллиптичности, форма и ориентация поляризационного эллипса определяются по известным формулам с помощью поляризационного отношения (фазора) волны $p = S_{21}^{(21)} / S_{11}^{(21)} = |p|e^{i\Delta\varphi}$, где $S_{21}^{(21)}$ и $S_{11}^{(21)}$ – комплексные коэффициенты прохождения TE_{10} -волны входного прямоугольного волновода в TE_{01} - и TE_{10} -волны квадратного волновода соответственно, $\Delta\varphi = \arg S_{21}^{(21)} - \arg S_{11}^{(21)}$ – дифференциальный фазовый сдвиг. Если для поляризаторов [2–6, 8, 9] с хорошо согласованными по обеим поляризациям диафрагмированными

или гофрированными секциями (для них $|p| \approx 1$) коэффициент эллиптичности r определяется величиной отклонения $\Delta\varphi$ от $\pm 90^\circ$, то для рассматриваемой конструкции параметры поляризационного эллипса в общем случае определяются уже двумя величинами – $|p|$ и $\Delta\varphi$.

Об этом свидетельствуют представленные на рис. 3 результаты численного анализа одного из поляризаторов, спроектированного для входного волновода сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$ ($b_{tr} = 14,0 \text{ мм}$, $l_{tr} = 8,4 \text{ мм}$, $l_{sq} = 1,2 \text{ мм}$, $s = 6,1 \text{ мм}$, $l_{cw} = 23,1 \text{ мм}$). Как видно, в диапазоне частот $f = 9,4 \dots 9,75 \text{ ГГц}$ имеем фазовый сдвиг $\Delta\varphi \approx -90^\circ$ и значения $|p| > 1$. Последнее свидетельствует о преобладании амплитуды TE_{01} -волны горизонтальной поляризации на выходе устройства. После точки максимальной эллиптичности ($f = 10 \text{ ГГц}$, где $\Delta\varphi = -89,9^\circ$, $|p| = 0,99$ и $r = 0,99$) величина r понижается за счет роста амплитуды TE_{10} -волны вертикальной поляризации ($|p| < 1$) и увеличения величины фазового сдвига ($\Delta\varphi > -90^\circ$).

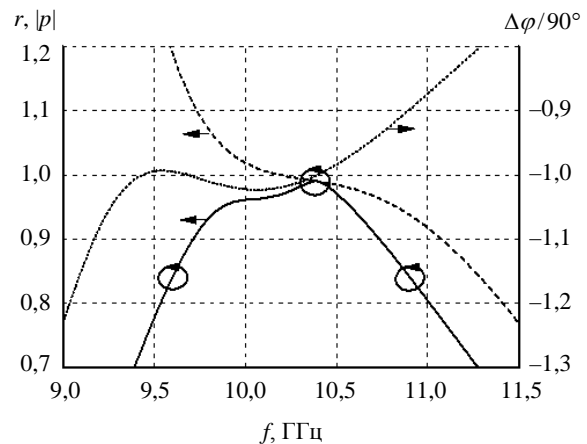


Рис. 3. Частотные зависимости параметров поляризационного эллипса (r – сплошная кривая, $|p|$ – штриховая, нормированная величина фазового сдвига – пунктирная) для односекционного поляризатора. Входной волновод $23 \times 10 \text{ мм}^2$

Рис. 3 также иллюстрирует изменение формы и ориентации поляризационного эллипса при разных частотах. Направление вращения вектора электрического поля в выходном плече при этом не меняется. Оно соответствует левополяризованной волне, что типично для рассматриваемой конфигурации поляризатора. Для получения правополяризованной волны нужно повернуть фазосдвигающую секцию на 90° .

Оптимизация поляризаторов проводилась по трем направлениям. Первое из них связано с поиском конструкций, обеспечивающих полное

согласование и получение кругополяризованной волны на заданной частоте. Представленные на рис. 4 частотные характеристики четырех поляризаторов подтверждают реальную возможность получения требуемого результата. На рис. 4 и далее верхняя и нижняя части графиков соответствуют диапазонам изменения исследуемых зависимостей: $1,0 \leq \text{КСВН} \leq 1,4$ и $0,6 \leq r \leq 1,0$. Размеры найденных конструкций (в миллиметрах) таковы: 1 – $b_{tr} = 14,4$, $l_{tr} = 11,63$, $l_{sq} = 1,55$, $s = 4,8$, $l_{cw} = 34,5$; 2 – $b_{tr} = 14,36$, $l_{tr} = 11,28$, $l_{sq} = 1,93$, $s = 5,47$, $l_{cw} = 29,0$; 3 – $b_{tr} = 14,1$, $l_{tr} = 7,07$, $l_{sq} = 1,24$, $s = 6,47$, $l_{cw} = 19,6$; 4 – $b_{tr} = 13,93$, $l_{tr} = 6,13$, $l_{sq} = 0,92$, $s = 6,87$, $l_{cw} = 16,6$.

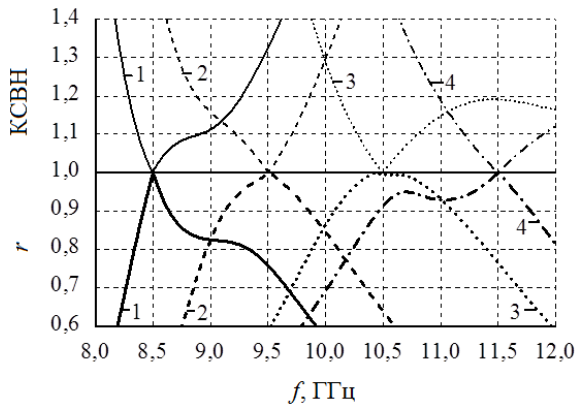


Рис. 4. Частотные характеристики поляризаторов, оптимизированных на заданных частотах в рабочем диапазоне волновода $23 \times 10 \text{ мм}^2$

Как и ожидалось, общая длина поляризатора $L = l_{tr} + l_{sq} + l_{cw}$ уменьшается с ростом частоты, при этом электрическая длина найденных конструкций составляет $0,75 < L/\lambda_g < 0,97$, где λ_g – волноводная длина TE_{10} -волны входного прямоугольного волновода, вычисленная на заданных частотах. Если оценивать широкополосность четырех найденных конструкций, например по уровню $\text{КСВН} \leq 1,2$ (обратные потери не хуже 20,8 дБ) и $r \geq 0,707$ (или $r \leq 3 \text{ дБ}$), то их относительные полосы составляют, соответственно, 15,3; 10,6; 14,3 и 10,5 %.

Второе направление связано с поиском более широкополосных поляризаторов базовой конфигурации. Основной вывод из результатов таких поисков заключается в том, что рассматриваемые поляризаторы не способны обеспечить требуемые уровни коэффициента эллиптичности ($r \geq 0,707$) и согласования ($\text{КСВН} \leq 1,2$) во всем рабочем диапазоне входного волновода. Для это-

го требуется несколько конструкций, работающих в разных частях этого диапазона. Так, на рис. 5 представлены характеристики трех конструкций поляризаторов с входным волноводом $19 \times 9,5 \text{ мм}^2$. Они получены по результатам оптимизации в нижней (10...12 ГГц), средней (11,5...13,5 ГГц) и верхней (13...15 ГГц) частях рабочего диапазона этого волновода. Их размеры (в миллиметрах): 1 – $b_{tr} = 13,09$, $l_{tr} = 9,51$, $l_{sq} = 0,1$, $s = 4,05$, $l_{cw} = 28,29$; 2 – $b_{tr} = 12,3$, $l_{tr} = 7,43$, $l_{sq} = 0,21$, $s = 4,96$, $l_{cw} = 19,53$; 3 – $b_{tr} = 12,02$, $l_{tr} = 4,86$, $l_{sq} = 0,26$, $s = 5,52$, $l_{cw} = 14,91$. Результирующие ширины полос для этих конструкций по указанным выше уровням r и КСВН, соответственно, равны 15,7, 17,2 и 12,7 %. Как видно из рис. 5, наилучшими характеристиками по уровню согласования, величине коэффициента эллиптичности и равномерности в полосе обладает конструкция 2, оптимизированная для средней части диапазона.

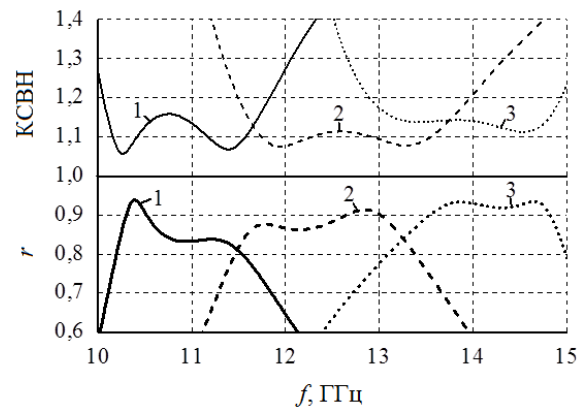


Рис. 5. Частотные характеристики односекционных поляризаторов, оптимизированных в трех частях рабочего диапазона входного прямоугольного волновода $19 \times 9,5 \text{ мм}^2$

Следует отметить, что полученные результаты можно использовать и для аналогичных конструкций поляризаторов с входным прямоугольным волноводом, для которого $b/a = 0,5$, но предназначенных для работы в других частотных диапазонах. Для этого все размеры конструкций из рис. 5 необходимо нормировать на ширину волновода a . Характеристики «масштабированных» конструкций для других частотных диапазонов будут идентичными, если в качестве частотного параметра использовать величину $\kappa = a/\lambda$.

Характерным недостатком подобных поляризаторов являются слишком малые длины отрезков квадратного волновода ($l_{sq}/a = 0,005 \dots 0,014$), расположенных перед фазирующей секцией. Для поляризаторов коротковолновой части миллимет-

рового диапазона это может вызвать технологические трудности в их изготовлении, поэтому представляет интерес исследование возможностей поляризаторов, у которых указанный отрезок квадратного волновода вообще отсутствует ($l_{sq} = 0$).

Частотные характеристики подобных поляризаторов, оптимизированных в тех же частотных полосах, что и на рис. 5, показаны на рис. 6. Их размеры (в миллиметрах): 1 – $b_{tr} = 13,03$, $l_{tr} = 9,33$, $s = 4,08$, $l_{cw} = 28,34$; 2 – $b_{tr} = 12,23$, $l_{tr} = 6,59$, $s = 4,89$, $l_{cw} = 20,32$; 3 – $b_{tr} = 12,02$, $l_{tr} = 4,74$, $s = 5,34$, $l_{cw} = 16,3$. Сравнивая геометрические параметры двух типов поляризаторов, можно сказать, что наименьшее отличие наблюдается для низкочастотных конструкций. Вследствие этого мало отличаются и их частотные зависимости как в качественном, так и количественном отношении (ср. геометрии и кривые 1 на рис. 5 и 6). Для поляризаторов, оптимизированных для средней и верхней частей рабочего диапазона входного волновода, заметное отличие в длинах трансформирующих и фазирующих секций приводит к ощутимому отличию их частотных характеристик. Полоса согласования для рассматриваемых конструкций становится шире, но уровень коэффициента эллиптичности при этом падает.

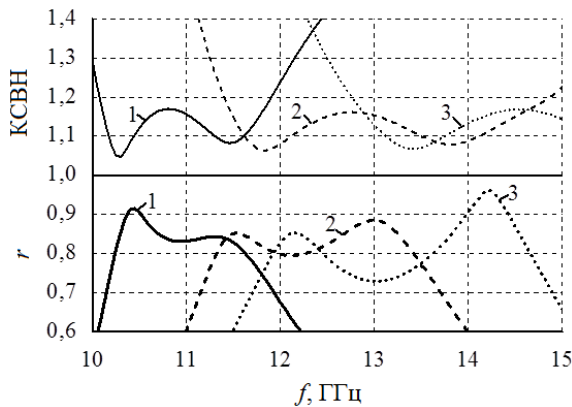


Рис. 6. Частотные характеристики односекционных поляризаторов с $l_{sq} = 0$, оптимизированных в трех частях рабочего диапазона входного прямоугольного волновода $19 \times 9,5 \text{ мм}^2$

Третье направление связано с исследованием возможностей получения еще более широкополосных поляризаторов на основе двухзвенных фазосдвигающих секций. Результаты, представленные на рис. 7, показывают, что подобные конструкции поляризаторов действительно могут обеспечить более широкую полосу, причем с улучшенными выходными характеристиками. Так, конструкция 1 имеет рабочую полосу $10,17 \dots 12,58 \text{ ГГц}$ (21 %) по уровню $r \geq 0,8$ (или

$r \leq 1,9 \text{ дБ}$) и $\text{КСВН} < 1,2$, а конструкция 2 – $11,68 \dots 14,72 \text{ ГГц}$ (23 %), но уже по уровню $r \geq 0,89$ (или $r \leq 1,0 \text{ дБ}$) и $\text{КСВН} < 1,15$. Размеры оптимизированных конструкций (в миллиметрах) следующие: 1 – $b_{tr} = 12,67$, $l_{tr} = 8,48$, $l_{sq}^{(1)} = 13,26$, $s_1 = 4,04$, $l_{cw}^{(1)} = 14,66$, $l_{sq}^{(2)} = 4,19$, $s_2 = 3,74$, $l_{cw}^{(2)} = 21,64$; 2 – $b_{tr} = 13,66$, $l_{tr} = 5,98$, $l_{sq}^{(1)} = 6,68$, $s_1 = 4,84$, $l_{cw}^{(1)} = 13,06$, $l_{sq}^{(2)} = 4,68$, $s_2 = 4,44$, $l_{cw}^{(2)} = 14,66$. В отличие от менее широкополосных конструкций, иллюстрируемых рис. 5, эти конструкции имеют достаточно большие длины $l_{sq}^{(1)}$ квадратного волновода перед первой секцией сложного волновода.

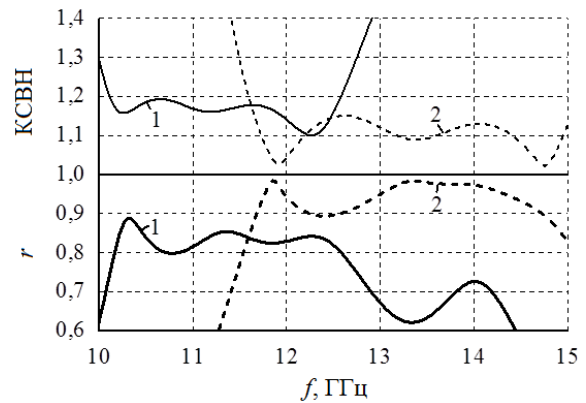


Рис. 7. Частотные характеристики двухзвенных поляризаторов, оптимизированных в двух частях рабочего диапазона входного волновода сечением $19 \times 9,5 \text{ мм}^2$

Выводы. Разработанная электродинамическая модель показала свою эффективность при анализе и оптимизации компактных волноводных поляризаторов. Предложенные поляризаторы, в отличие от известных, имеют на входе стандартный прямоугольный волновод и не требуют после него каких-либо устройств для поворота на 45° плоскости поляризации линейно поляризованной волны и плавных переходов на квадратный волновод. Данное преимущество предложенные поляризаторы приобретают за счет выбора в качестве фазосдвигающей секции отрезка квадратного волновода, имеющего специфическое поперечное сечение. Этот волновод обладает двумя низшими невырожденными собственными волнами, плоскости поляризации которых лежат вдоль диагоналей квадрата. Именно эти волны определяют физический механизм работы поляризатора как целого устройства. Использование двухзвенных фазосдвигающих секций позволяет существенно расширить рабочие полосы поляризаторов и улучшить их характеристики.

1. *Simmons A. J.* Phase shift by periodic loading of waveguide and its application to broad-band circular polarization / A. J. Simmons // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1955. – 3, N 6. – P. 18–21.
2. *Rebollar J.* Broad-band corrugated polarisers using different kinds of corrugations / J. Rebollar // IEEE AP-S Int. Symp.: digest. – Vancouver, 1985. – P. 639–642.
3. *A novel design tool for waveguide polarizers / G. Virone, R. Tascone, M. Baralis et al.* // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – 53, N 3. – P. 888–894.
4. *Combined-phase-shift waveguide polarizer / G. Virone, R. Tascone, O. A. Peverini et al.* // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2008. – 18, N 8. – P. 509–511.
5. *Tucholke U.* Field theory design of square waveguide iris polarizers / U. Tucholke, F. Arndt, T. Wriedt // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1986. – 34, N 1. – P. 156–160.
6. *Design and optimization of wide and dual band waveguide polarizer / Y. Liu, F. Li, X. Li, H. He* // Global Symp. Millimeter Waves: symp. proc. – Nanjing, 2008. – P. 384–386.
7. *Rebollar J. M.* Dual-band compact square waveguide corrugated polarizer / J. M. Rebollar, J. de Frutos // IEEE AP-S Int. Symp.: symp. digest. – Orlando, 1999. – P. 962–965.
8. *Toyama N.* A cross-shaped horn and a square waveguide polarizer for a circularly polarized beam antenna for a broadcasting satellite / N. Toyama // IEEE MTT-S Int. Symp.: symp. digest. – Washington, 1980. – P. 299–301.
9. *Levy R.* The relationship between dual mode cavity cross-coupling and waveguide polarizers / R. Levy // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1995. – 43, N 11. – P. 2614–2620.
10. *Kirilenko A. A.* Compact 90° twist formed by a double corner-cut square waveguide section / A. A. Kirilenko, D. Y. Kulik, L. A. Rud // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2008. – 56, N 7. – P. 1633–1637.
11. *Литвинов В. Р.* Компактные 90-градусные скрутки в прямоугольных волноводах / В. Р. Литвинов, Л. А. Рудь, Е. А. Свердленко // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – 2010. – 53, № 3. – С. 50–57.
12. *Rud L. A.* Polarizer based on waveguide with complex cross-section [Электронный ресурс] / L. A. Rud, K. S. Shpachenko // 2010 Int. Kharkov Symp. on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves: symp. proc. – Kharkiv, 2010. – 1 эл. опт. диск (CD-ROM).
13. *Rud L. A.* Eigen modes of square waveguide with two inner diagonally placed square ridges [Электронный ресурс] / L. A. Rud, K. S. Shpachenko // The 13th Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory: conf. proc. – Kyiv, 2010. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).
14. *Kirilenko A.* Automatic electromagnetic solver based on mode-matching, transverse resonance, and S-matrix technique / A. Kirilenko, D. Kulik, Yu. Parkhomenko et al. // 14th Int. Conf. on Microwave, Radar, and Wireless Commun.: conf. proc. – Gdansk, 2002. – P. 815–824.

Рукопись поступила 14.07.2011.

L. A. Rud, K. S. Shpachenko

ELECTROMAGNETIC MODEL AND CHARACTERISTICS OF POLARIZERS BASED ON SECTIONS OF SQUARE WAVEGUIDE WITH DIAGONALLY PLACED SQUARE RIDGES

Using the mode-matching and generalized scattering matrix techniques a full-wave electromagnetic model of waveguide polarizer is developed. It transforms the dominant mode of input rectangular waveguide into elliptically polarized mode of output square waveguide. The phase shifting section is realized on the base of one or two segments of a square waveguide having two diagonally placed square ridges. The optimization of narrow- and broadband polarizers has been carried out. It is found out that the polarizers with one-segment phase shifting section can provide the bandwidth from 12 to 15 % at the level of axial ratio $r < 3$ dB and VSWR < 1.2 whereas the two-segment ones have the bandwidths more than 20 % at $r < 1$ dB and VSWR < 1.15 .

Key words: waveguide polarizer, waveguide of complex cross-section, square waveguide, mode-matching technique, generalized scattering matrix technique.

Л. А. Рудь, К. С. Шпаченко

ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ І ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯРИЗАТОРІВ НА ВІДРІЗКАХ КВАДРАТНОГО ХВИЛЕВОДУ З ДІАГОНАЛЬНО РОЗТАШОВАНИМИ КВАДРАТНИМИ ВИСТУПАМИ

З використанням методів часткових областей та узагальнених матриць розсіяння побудовано повнохвильову модель хвилевідного поляризатора, що перетворює основну хвилю вхідного прямокутного хвилеводу в хвилю еліптичної поляризації вихідного квадратного хвилеводу. Фазозсувна секція реалізована на одному або двох відрізках квадратного хвилеводу з двома діагонально розташованими квадратними виступами. Проведено оптимізацію вузько- та широко-смугових поляризаторів. Встановлено, що поляризатори з одноланковою фазозсувною секцією можуть забезпечити ширину робочої смуги від 12 до 17 % за рівнем коефіцієнта еліптичності $r < 3$ дБ і КСХН $< 1,2$, а з дволанковою – більш ніж 20 % при $r < 1$ дБ і КСХН $< 1,15$.

Ключові слова: хвилевідний поляризатор, хвилевід складного перерізу, квадратний хвилевід, метод часткових областей, метод узагальнених матриць розсіяння.