

Волноводный поляризатор для радиолокационных и спутниковых систем

Булашенко А. В.¹, Пильтяй С. И.¹, Калиниченко Е. И.¹, Забегалов И. В.²

¹Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского", Киев, Украина

²Шосткинский институт Сумского государственного университета, Шостка, Украина

E-mail: an_bula shenko@i.ua

Представлены результаты разработки нового поляризатора для спутниковых телекоммуникационных и радиолокационных систем, которые используют поляризационную обработку сигналов. Антенны таких систем позволяют работать на одной или двух ортогональных круговых поляризациях одновременно. Антенны, использующие круговую поляризацию, обеспечивают ряд преимуществ радиотехническим системам, в состав которых они входят. Для круговой поляризации уровень принимаемого сигнала является постоянным и независимым от ориентации антенны. Кроме того, для передающей и приемной антенн отсутствует необходимость четкой ориентации по углу в плоскости, перпендикулярной направлению радиолинии. Разработанный в статье поляризатор предназначен для применения в спутниковых телекоммуникационных и радарных системах и позволяет улучшить общие характеристики радиотехнической системы. Устройство создано на основе квадратного волновода с четырьмя штырями и одной диафрагмой и работает в диапазоне частот от 11.7 ГГц до 12.5 ГГц. В работе была создана математическая модель волноводного поляризатора и построены его электромагнитные характеристики. Среди этих характеристик были исследованы дифференциальный фазовый сдвиг, коэффициент стоячей волны по напряжению, коэффициент эллиптичности, кроссполяризационная развязка. Для проверки правильности модели, полученные характеристики математической модели было сравнено с результатами моделирования устройства с помощью метода конечных элементов и метода конечных разностей. Созданная математическая модель дает возможность эффективно анализировать характеристики поляризатора при изменении конструктивных параметров. К этим параметрам относятся размер стенки квадратного волновода, высоты диафрагм и штырей, расстояние между ними, толщина диафрагм и штырей. Было получено оптимальные размеры элементов конструкции поляризатора, которые обеспечивают эффективные поляризационные характеристики и его согласование.

Ключевые слова: микроволновая техника; спутниковые системы; волноводный поляризатор; диафрагма; штырь; FEM; FDTD; поляризация

DOI: [10.20535/RADAP.2021.86.5-13](https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.86.5-13)

1 Анализ современных исследований

В радарных устройствах военного и гражданского назначения используют большое количество различных устройств обработки поляризации сигналов. Кроме того, широкое распространение поляризаторы получили в современных спутниковых информационных и телекоммуникационных системах, системах радиомониторинга и навигации. В антеннах для спутниковых систем мониторинга чрезвычайных ситуаций поляризационная обработка сигналов осуществляется с помощью волноводных поляризаторов. Поляризаторы выполняют преобразование волн с линейными поляризациями в волны с круговыми поляризациями и наоборот. Поляриза-

торы создают на основе круглых, квадратных или коаксиальных волноводов.

В [1] предложен простой метод конструирования волноводного поляризатора, который преобразовывает волны с линейной поляризацией в волны с круговой. Для анализа разработчики использовали теорию линий передачи СВЧ. Конструкция дуплексного поляризатора на основе круглого волновода с высокой развязкой портов описана в [2]. Рабочими диапазонами являются 19,6–23,5 ГГц и 27–31 ГГц. Коэффициент эллиптичности такого поляризатора меньше 3 дБ. Развязка его портов составляет более 80 дБ. В [3] описан волноводный поляризатор для спутниковой связи. Авторы предложили диапазон выбора размера стенки квадратного волновода $a = 0,8\lambda - 1,2\lambda$.

В [4] представлена новая конструкция широкополосного коаксиального поляризатора для спутниковых систем диапазона частот 3,4–4,8 ГГц, а в [5] предложен эффективный быстрый метод анализа характеристик коаксиальных поляризаторов. Разработанный поляризатор обеспечивает дифференциальный фазовый сдвиг $90^\circ \pm 2,5^\circ$ с коэффициентом отражения менее 33 дБ. Для разделения сигналов на выходе поляризатора его используют вместе с двухдиапазонным коаксиальным ортомодовым преобразователем [6–8].

В [9] представлено результаты анализа прямоугольного волновода с диафрагмами в виде четырех щелей. Такая конструкция предназначена для анализа пространственного спектра мод, что возникают в отраженном и прошедшем электромагнитных полях.

Микроволновые устройства для преобразования типа поляризации электромагнитных волн разрабатывают на основе неоднородностей в волноводах. Существуют структуры поляризаторов на основе неоднородностей в виде диафрагм, штырей и перегородок в волноводах.

В [10] была предложена упрощенная методика проектирования вращателей плоскости поляризации в прямоугольном волноводе. Методика была проверена на конструкции волноводного поляризатора в диапазоне частот 14,3–14,8 ГГц. Предложенная конструкция обеспечивает коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВ) менее 2, поляризационную развязку ниже 40 дБ, а вносимые потери в полосе пропускания составляют 0,1 дБ.

Конструкция компактного поляризатора на основе круглого волновода с входной модой высшего порядка описана в [11]. Поляризатор состоит из штырей и металлической пластины, которая используется для преобразования линейной поляризации в круговую. В полосе частот 3,38–3,72 ГГц поляризатор обеспечивает максимальный коэффициент эллиптичности на уровне 3 дБ, что является его существенным недостатком. В [12] представлены результаты разработки волноводного поляризатора на трех штырях в диапазоне частот 8,0–8,5 ГГц. Поляризатор поддерживает фазовый сдвиг на выходе в диапазоне $90^\circ \pm 5,2^\circ$. Результаты разработки перестраиваемого поляризатора в круглом волноводе представлены в [13]. Перестройка осуществляется с помощью поворота диафрагм одна относительно другой. Главным недостатком такого поляризатора есть его узкая рабочая полоса частот. В [14, 15] с помощью метода интегральных уравнений была создана математическая модель секторных коаксиальных ребристых волноводов, на основе которых создают двухдиапазонные поляризационные устройства [6, 7]. Недостатками данного метода являются его математическая сложность и пригодность к использованию только для простых геометрических конфигураций волноводов.

В [16–18] представлено математический метод анализа поляризаторов на основе прямоугольного волновода с неоднородностями сосредоточенного типа. Метод анализа был разработан на основе теории цепей СВЧ и использует волновые матрицы рассеивания и передачи для поляризатора. Метод дает возможность аналитически исследовать основные электромагнитные характеристики волноводного поляризатора. В [19] представлены конструкции компактных волноводных поляризаторов с диафрагмами, которые обеспечивают эффективные электромагнитные характеристики. Типичным недостатком таких поляризаторов является невозможность регулировки характеристик после изготовления, а также высокая чувствительность поляризационных характеристик к неточностям изготовления диафрагм.

Работа [20] посвящена разработкам в области пластинчатых поляризаторов учеными кафедры теоретических основ радиотехники. Был разработан компактный поляризатор с перегородкой для спутникового X-диапазона. В диапазоне рабочих частот 7,7–8,5 ГГц этот поляризатор обеспечивает дифференциальный фазовый сдвиг в диапазоне от 83° до 100° [21]. КСВ устройства меньше 1,4, его кроссполяризационная развязка более 30 дБ.

Кроме того, существует ряд конструкций волноводных поляризаторов с неоднородностями в виде диафрагм с узкими щелями [22]. В [23] представлено конструкцию компактного волноводного щелевого вращателя поляризации, которая поворачивает плоскость поляризации на произвольный угол. В [24] рассмотрено три варианта вращателей плоскости поляризации в круглом волноводе на основе взаимодействия внутреннего краевого поля. Конструкция работает от возбуждения необычных собственных колебаний в зазоре между парой четырехщелевых металлических диафрагм. В [25] представлено вращатель плоскости поляризации на основе интегрированного волновода. Недостатком поляризаторов этого типа является их узкая рабочая полоса частот и невозможность перестройки их характеристик после изготовления.

Таким образом, все рассмотренные поляризаторы имеют одинаковые недостатки. Они заключаются в сложности их конструкции, ограниченной полосе пропускания, отклонении характеристик от теоретических вследствие неточностей изготовления и невозможности точной настройки характеристик после изготовления. Все эти недостатки можно устранить с помощью одновременного использования диафрагм и штырей в поляризаторе. Наличие диафрагм в конструкции позволяет обеспечить стабильность характеристик и широкую рабочую полосу частот. Присутствие в конструкции штырей обеспечивает возможность дополнительной настройки характеристик волноводного поляризатора после его изготовления.

Поэтому, важной и нерешенной задачей современной радиотехники является создание нового типа конструкции микроволнового поляризатора для спутниковых систем, который содержит одновременно два типа неоднородностей в волноводе — диафрагмы и штыри.

2 Цель и задачи исследования

Целью работы является разработка нового волноводного поляризатора для работы в спутниковом диапазоне частот 11,7–12,5 ГГц на основе квадратного волновода с диафрагмой и штырями, который одновременно является технологичным с точки зрения производства и позволяет осуществлять дополнительную регулировку электромагнитных характеристик после его изготовления.

Для достижения цели работы требуются решения следующие задачи:

1. Разработать математическую модель волноводного поляризатора с диафрагмой и штырями, которая адекватно и точно описывает физические волновые процессы, возникающие при распространении электромагнитных волн в поляризаторе.

2. Выполнить параметрическую оптимизацию геометрии поляризатора для одновременного обеспечения в диапазоне частот 11,7–12,5 ГГц хорошего согласования структуры и поляризационных характеристик, которые обеспечивают эффективную трансформацию электромагнитных волн с круговой поляризацией в волны с линейной поляризацией или наоборот.

3 Математическое моделирование поляризационных характеристик и согласования волноводного поляризатора

Исследование характеристик поляризатора осуществляется путем математического исследования и численного моделирования с использованием программы сеточных методов конечных разностей и конечных элементов.

На Рис. 1 изображена трехмерная модель и внутренняя конструкция предложенного волноводного поляризатора. Поляризатор на основе квадратного волновода внутри состоит из одной диафрагмы высотой h_d и толщиной w , четырех штырей высотой $h_{ш}$ и диаметром d . Высоты штырей можно регулировать. Расстояние между диафрагмой и штырями составляет l .

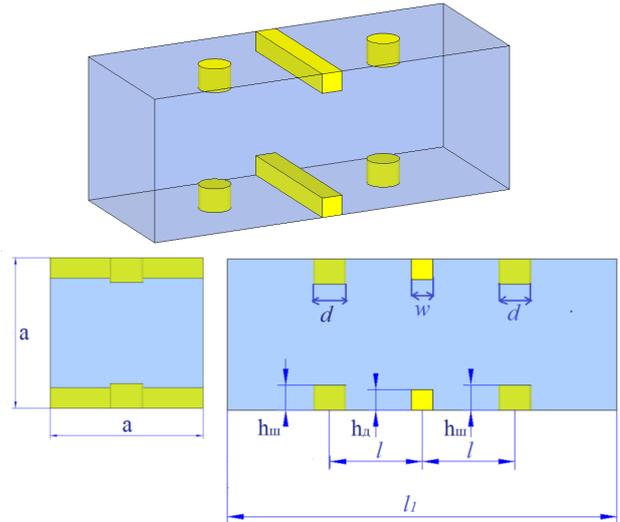


Рис. 1. Конструкция волноводного поляризатора

Изобразим эквивалентную схему волноводного поляризатора в виде двух отдельных схем для двух поляризаций (Рис. 2). На Рис. 2, а и Рис. 2, б изображены структурные схемы волноводного поляризатора с параллельно включенными реактивными элементами в виде диафрагмы и штырей емкостного и индуктивного характера соответственно.

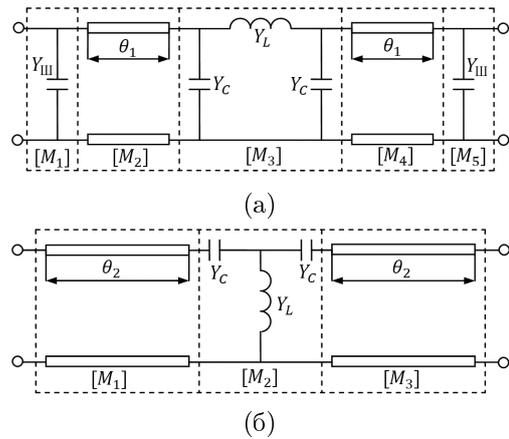


Рис. 2. Эквивалентная схема поляризатора с реактивными элементами: (а) емкостного характера, (б) индуктивного характера

Основные электромагнитные характеристики поляризатора можно выразить через общую волновую матрицу рассеивания устройства. Эту матрицу рассеивания можно определить через элементы общей волновой матрицы передачи.

Для структурной схемы модели поляризатора с емкостным характером реактивных элементов ее можно разбить на пять простых (Рис. 2, а). Каждую из этих схем можно описать своей волновой матрицей передачи. Тогда общая волновая матрица передачи определяется выражением:

$$[M_C] = \prod_{i=1}^5 [M_i], \tag{1}$$

где $[M_1], [M_5]$ – матрицы, описывающие штырь в волноводе; $[M_3]$ – матрица, описывающая диафрагму в волноводе; $[M_2], [M_4]$ – матрицы, описывающие отрезок регулярной линии передачи.

$$\begin{aligned} [M_1] = [M_5] &= \begin{bmatrix} M'_{11} & M'_{12} \\ M'_{21} & M'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2+Y_{III}}{2} & \frac{Y_{III}}{2} \\ -\frac{Y_{III}}{2} & \frac{2-Y_{III}}{2} \end{bmatrix}, & [M_2] = [M_4] &= \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_1} \end{bmatrix}, \\ [M_3] &= \frac{1}{2Y_{21}} \begin{bmatrix} (1+Y_{11})(1-Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} & -(1+Y_{11})(1+Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} \\ (1-Y_{11})(1-Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} & -(1-Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} \end{bmatrix}, \\ [Y] &= \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_C + Y_L & -Y_L \\ -Y_L & Y_C + Y_L \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2)$$

где θ_1 – электрическая длина регулярной линии передачи; Y_{III} – проводимость штыря в волноводе; Y_C и Y_L – проводимости в Π -образной схеме замещения диафрагмы.

Каждую волновую матрицу передачи можно сформировать следующим образом [26, 27]:

Для емкостной диафрагмы определим проводимости Π -образной схемы замещения, что учитывает толщину диафрагмы [28]:

$$\begin{aligned} Y_C &= j \left[\frac{b}{\lambda_B} \cdot \left[\frac{\pi \cdot 2h_D}{2b} \cdot g + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi \cdot 2h_D}{2b} \cdot g \right) - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{2h_D}{b} \cdot \frac{w}{d} + \frac{3}{2} \left(\frac{b}{\lambda_D} \right)^2 \right] + \frac{b}{d} \cdot tg \left(\frac{\pi \cdot w}{\lambda_B} \right) \right]; \\ Y_L &= -j \frac{b}{d} \cdot \csc \left(\frac{\pi \cdot w}{\lambda_B} \right), \quad g = 1 + \frac{w}{\pi \cdot 2h_D} \cdot \ln \left(\frac{4\pi}{e} + \frac{2h_D}{w} \right), \end{aligned} \quad (3)$$

где a – размер большой стенки волновода; w – толщина диафрагмы; h_D – высота диафрагмы.

Проводимость штыря в волноводе определяется формулой [29]:

$$Y_{III} = \frac{j\pi\lambda_0\lambda_B[1 - \cos(kh_{III})]^2}{a^2k(a-r)(2 + \cos(2kh_{III})) - \ln(a/r)\sin(2kh_{III})}, \quad (4)$$

где a – длина стенки квадратного волновода; h_{III} – высота штыря в волноводе; k – волновое число; r – радиус штыря.

Для структурной схемы модели поляризатора с индуктивным характером реактивных элементов ее

можно разбить на три более простых (Рис. 2, б). Каждую из этих схем можно описать своей волновой матрицей передачи. Тогда общая волновая матрица передачи определяется выражением:

$$[M_L] = \prod_{i=1}^3 [M_i], \quad (5)$$

где $[M_1], [M_3]$ – матрицы, описывающие отрезок регулярной линии передачи; $[M_2]$ – матрица, которая описывает диафрагму.

Волновые матрицы передачи определяются:

$$\begin{aligned} [M_1] = [M_3] &= \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_1} \end{bmatrix}; \\ [M_2] &= \frac{1}{2Y_{21}} \begin{bmatrix} (1+Y_{11})(1-Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} & -(1+Y_{11})(1+Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} \\ (1-Y_{11})(1-Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} & -(1-Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (6)$$

где θ_1 – электрическая длина регулярной линии передачи.

Матрица проводимости формируется следующим образом [27, 28]:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_Z} \begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{bmatrix},$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_C + Z_L & -Z_L \\ -Z_L & Z_C + Z_L \end{bmatrix},$$

Z_C и Z_L – сопротивления в T -образной схеме замещения диафрагмы.

Для индуктивной диафрагмы определим проводимости T -образной схемы замещения,

что учитывает толщину диафрагмы [28]:

$$\begin{aligned} Z_L &= j \frac{2a}{\lambda} \cdot \left(\frac{a}{\pi \cdot D_1} \right)^2; \\ Z_C &= -j \frac{a}{8\lambda} \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_1}{a} \right)^2, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{2h_D}{\sqrt{2}} \cdot \left[1 + \frac{w}{2\pi h_D} \cdot \ln \left(\frac{8\pi h_D}{e \cdot w} \right) \right]; \\ D_2 &= \sqrt[4]{\frac{4}{3\pi} w \cdot (2h_D)^2 \frac{a}{8\lambda} \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_2}{a} \right)^4}, \end{aligned} \quad (8)$$

где a – размер большой стенки волновода; w – толщина диафрагмы; h_d – высота диафрагмы.

Электромагнитными характеристиками поляризатора являются следующие: дифференциальный фазовый сдвиг, коэффициенты стоячей волны по напряжению (КСВН) для волн обеих поляризаций, коэффициент эллиптичности и кроссполяризационная развязка (КПР). Эти характеристики были рассчитаны следующим образом, применяя методику из [18, 19].

4 Оптимизация электромагнитных характеристик волноводного поляризатора с помощью разработанной математической и численной моделей

Исследуем электромагнитные характеристики математической модели волноводного поляризатора в диапазоне частот от 11,7 ГГц до 12,5 ГГц.

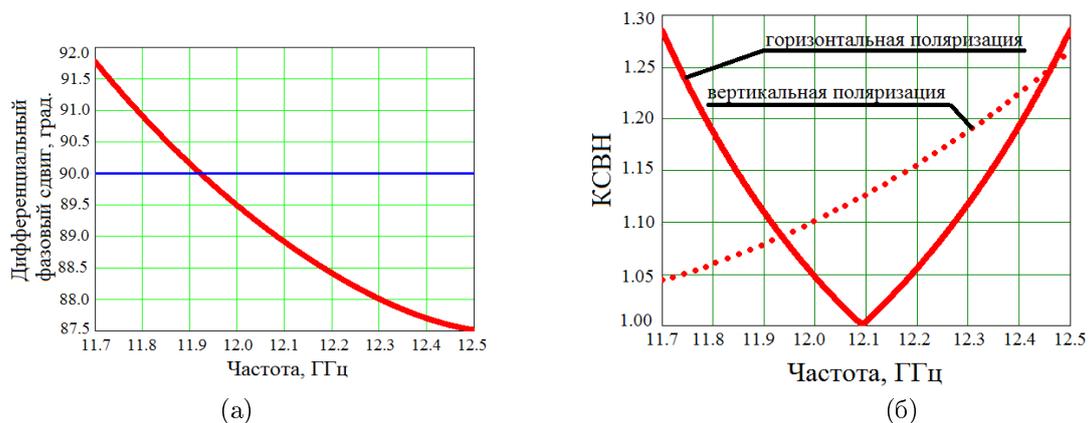


Рис. 3. Зависимость дифференциального фазового сдвига и КСВН от частоты для математической модели

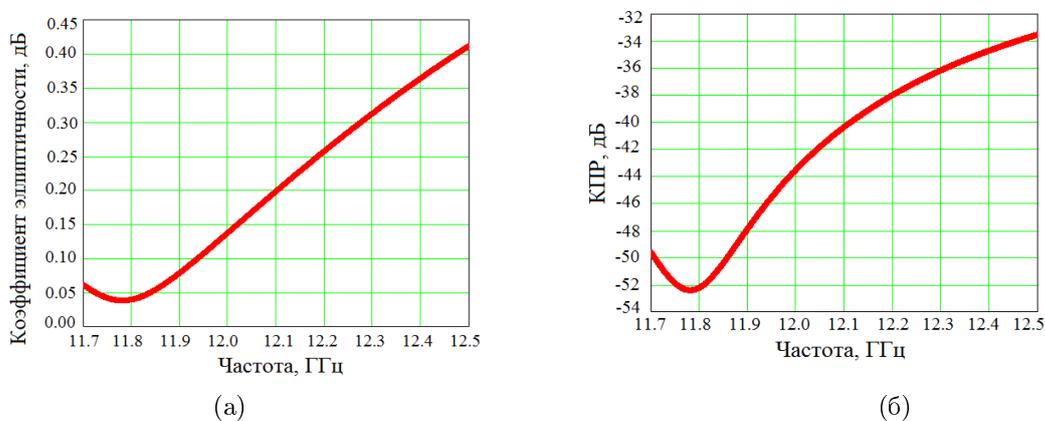


Рис. 4. Поляризационные характеристики для математической модели

С помощью нашей модели, меняя высоту диафрагмы h и штырей h_p , осуществляем достижения необходимого дифференциального фазового сдвига. Для обеспечения заданного согласования регулируем расстояние между диафрагмами l . Таким образом, при определенном оптимальном расстоянии мы достигаем хорошего уровня согласования с небольшим отклонением дифференциального фазового сдвига от 90° , который обеспечивают полученные ранее оптимальные высоты диафрагм.

На Рис. 3, а представлена частотная зависимость дифференциального фазового сдвига, а на Рис. 3, б показана КСВН для разработанной математической модели в рабочем диапазоне частот.

Рис. 4, а содержит частотную зависимость коэффициента эллиптичности, а Рис. 4, б показывает частотную зависимость КПР для разработанной математической модели в рабочем диапазоне частот.

Теперь для волноводного поляризатора построим электромагнитные характеристики числовой модели на основе метода конечных элементов в частотной области (FEM) и метода конечных разностей во временной области (FDTD) [30]. Моделирование электромагнитных характеристик будем осуществлять в спутниковом рабочем диапазоне частот от 11,7 ГГц до 12,5 ГГц.

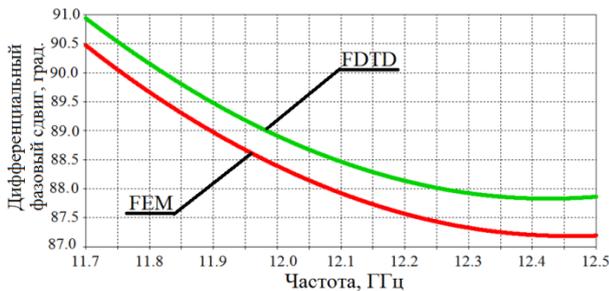
На Рис. 5 показано зависимость дифференциального фазового сдвига поляризатора от частоты.

На Рис. 6 представлены зависимости коэффициента эллиптичности и КПП от частоты в рабочем диапазоне частот для FEM та FDTD методов.

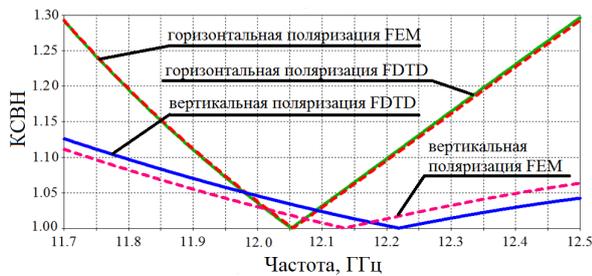
Оптимальные размеры конструкции разработанного поляризатора на основе квадратного волновода с одной диафрагмой и четырьмя штырями в рабочем диапазоне частот от 11,7 ГГц до 12,5 ГГц представлены в Таблице 1.

Табл. 1 Размеры конструкции разработанного волноводного поляризатора для диапазона частот 11,7–12,5 ГГц

a , мм	w , мм	l , мм	$h_{\text{д}}$, мм	$h_{\text{ш}}$, мм	d , мм
18.0	2.2	8.2	2.88	5.25	3.0

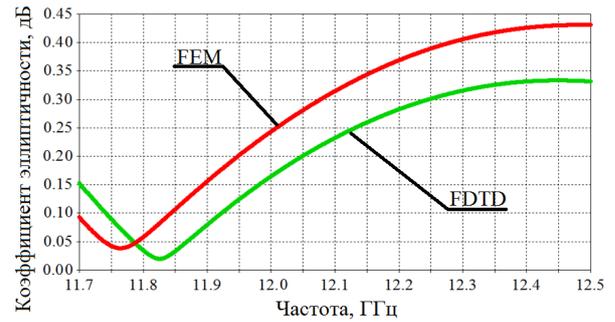


(а)

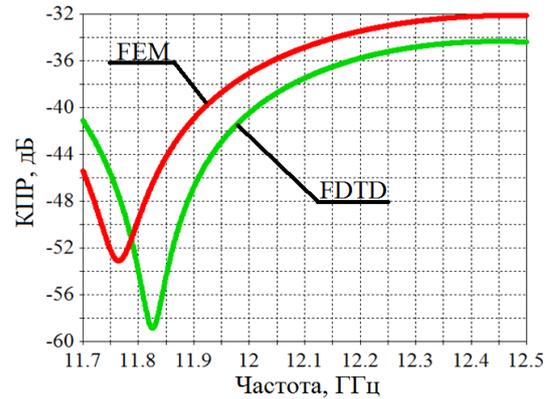


(б)

Рис. 5. Зависимость дифференциального фазового сдвига и КСВН от частоты модели для FEM та FDTD методов



(а)



(б)

Рис. 6. Поляризационные характеристики для FEM та FDTD методов

5 Анализ результатов оптимизации волноводного поляризатора

В рабочем диапазоне частот от 11,7 до 12,5 ГГц проанализируем электромагнитные характеристики волноводного поляризатора полученные с помощью разработанной математической модели. Рис. 3, а демонстрирует, что дифференциальный фазовый сдвиг изменяется в пределах от 87.5° до 91.75° . Из Рис. 5 видно, что значение КСВН не превышает величину 1.27 для обеих поляризаций. Коэффициент эллиптичности не превышает свое максимальное значение 0,41, что проиллюстрировано на Рис. 4, а. Из Рис. 4, б важно отметить, что на частоте 12,5 ГГц КПП достигает свое максимальное значение -33.5 дБ.

В рабочем диапазоне частот от 11,7 до 12,5 ГГц проанализируем с помощью численных моделей на основе метода конечных элементов в частотной области (FEM) и метода конечных разностей во временной области (FDTD) электромагнитные характеристики поляризатора. Рис. 5, а демонстрирует, что дифференциальный фазовый сдвиг принимает значение $90^\circ \pm 2.75^\circ$ и $90^\circ \pm 2.2^\circ$ для методов FEM и FDTD соответственно. Из Рис. 5, б видно, что максимальное значение КСВН для обеих по-

ляризации и методов принимает величину 1.29. На частоте 12,5 ГГц коэффициент эллиптичности достигает своего максимального значения 0.43 дБ и 0.34 дБ для методов FEM и FDTD соответственно, что проиллюстрировано на Рис. 6, а. Рис. 6, б показывает, что на это же частое максимальное значение КПП составляет -32 дБ и -34 дБ для методов FEM и FDTD соответственно.

Для сравнения предложенных методов занесем их электромагнитные характеристики в Таблицу 2.

Таким образом, электромагнитные характеристики волноводного поляризатора с диафрагмой и штырями, рассчитанные с помощью разработанной математической модели и численных моделей, совпадают с достаточно хорошей точностью. Максимальный уровень КСВН, рассчитанный методом конечных элементов и методом конечных разностей, составляет 1,29, а с помощью разработанной математической модели — 1,27. Точность определения пикового уровня КСВН созданной математической моделью составляет 1.5%. Точность определения граничных уровней поляризационных характеристик является также удовлетворительной. Максимальный коэффициент эллиптичности, рассчитанный указанными методами отличается на более чем на 0,07 дБ, а КПП — не более чем на 0,5 дБ.

Таким образом, разработанный новый волноводный поляризатор с диафрагмой и штырями имеет достаточно хорошее согласование структуры, при котором отражается менее 1.5% мощности поданной на вход мощности электромагнитных волн. Поляризатор обеспечивает КСВН менее 1,27 для основных мод обеих ортогональных поляризаций. Кроме этого, диапазон изменения дифференциального фазового сдвига поляризатора составляет $90^\circ \pm 2,5^\circ$. Коэффициент эллиптичности разработанного поляризатора не превышает 0,41 дБ. Уровень обеспечиваемой кроссполяризационной развязки разработанного волноводного поляризатора превышает 33,5 дБ. Таким образом, разработанный поляризатор с диафрагмой и штырями обеспечивает эффективные поляризационные характеристики.

Табл. 2 Электромагнитные характеристики разработанного волноводного поляризатора для диапазона частот 11,7–12,5 ГГц

Модель	Дифференциальный фазовый сдвиг, град.	Максимальный КСВН	Коэффициент эллиптичности, дБ	КПП, дБ
Разработанная модель	$90^\circ \pm 2,5^\circ$	1.27	0.41	-33,5
Модель FEM	$90^\circ \pm 2,75^\circ$	1.29	0.43	-32
Модель FDTD	$90^\circ \pm 2,2^\circ$	1.29	0.34	-34

Выводы

1. Разработано новую математическую модель поляризатора на основе волновода с диафрагмой и штырями с использованием теории эквивалентных микроволновых схем. Предложенная математическая модель позволяет корректно рассчитывать основные характеристики поляризатора и учитывать влияние на них изменения высот диафрагмы и штырей, расстояний между ними и их толщины. Предложенная модель позволяет проводить теоретический анализ и оптимизацию характеристик поляризатора и получать частотные зависимости коэффициентов стоячей волны по напряжению для электромагнитных волн вертикальной и горизонтальной поляризации, вносимого дифференциального фазового сдвига между ними, коэффициента эллиптичности и кроссполяризационной развязки поляризатора. Разработанная математическая модель может использоваться для создания новых и оптимизации существующих поляризационных устройств на основе волноводов с разным количеством диафрагм и штырей в их структуре.

2. Выполнено параметрическую оптимизацию геометрии поляризатора для обеспечения в диапазоне частот 11,7–12,5 ГГц хорошего согласования его структуры и эффективных поляризационных характеристик. Оптимизированный поляризатор обеспечивает коэффициент стоячей волны по напряжению менее 1,3 для основных мод обеих ортогональных поляризаций. Дифференциальный фазовый сдвиг поляризатора составляет $90^\circ \pm 2,5^\circ$. Коэффициент эллиптичности не превышает 0,4 дБ. Уровень кроссполяризационной развязки поляризатора является выше 33 дБ. Преимуществом предложенного нового волноводного поляризатора в сравнении с существующими является возможность регулирования его фазовых и поляризационных характеристик после изготовления.

3. Будущие исследования необходимо направить на создание модели волноводного поляризатора с большим количеством реактивностей, которые обеспечивают более эффективные электромагнитные характеристики.

References

- [1] Joyal M.-A., Laurin J.-J. (2011). Design of think circular polarizers. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, USA, pp. 2653–2656. DOI: 10.1109/APS.2011.5997070.
- [2] Zhang N., Wang Y.-L., Chen J.-Z., Wu B., Li G. (2018). Design of K/Ka-Band Diplex Circular Polarizer with High Isolation. *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, China, pp.1-3. DOI: 10.1109/ICMMT.2018.8563363.
- [3] Hwang S.-M., Kim J. M., Lee K.-H. (2012). Study on design parameters of waveguide polarizer for satellite communication. *IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Singapore. DOI: 10.1109/APCAP.2012.6333202.
- [4] Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2013). A novel wideband coaxial polarizer. *IX International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Ukraine, Odessa, pp. 473–474. DOI: 10.1109/ICATT.2013.6650816.
- [5] Kirilenko A. A., et al. (2013). Stepped approximation technique for designing coaxial waveguide polarizers. *IX International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Ukraine, Odessa, pp. 470–472. DOI: 10.1109/ICATT.2013.6650815.
- [6] Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2017). Novel high performance coherent dual-wideband orthomode transducer for coaxial horn feeds. *XI IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kyiv, Ukraine, pp. 277-280. DOI: 10.1109/ICATT.2017.7972642.
- [7] Piltyay S. I. (2014). Enhanced C-band Coaxial Orthomode Transducer. *Visnyk NTUU KPI Seriya – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, Vol. 58, pp. 27–34. DOI: 10.20535/RADAP.2014.58.27-34.
- [8] Piltyay S. I. (2017). High performance extended C-band 3.4-4.8 GHz dual circular polarization feed system. *XI IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kyiv, Ukraine, pp. 284-287. DOI: 10.1109/ICATT.2017.7972644.
- [9] Kolmakova N. G., Kirilenko A. A., Prosvirnin S. L. (2011). Planar chiral irises in a square waveguide and optical activity manifestations. *Radio Physics and Radio Astronomy*, Vol. 2, No. 3, pp. 255-264. DOI: 10.1615/RadioPhysicsRadioAstronomy.v2.i3.70.
- [10] Yang D.-Y. and Lee M.-S. (2012). Analysis and Design of Waveguide Iris Polarizer for Rotation of Polarization Plane. *Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society*, Vol. 13, Iss. 7, pp. 3201-3206. DOI: 10.5762/KAIS.2012.13.7.3201.
- [11] Chittora A., Yadav S. V. (2020). A Compact Circular Waveguide Polarizer with Higher Order Mode Excitation. *IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*, Bangalore, India. DOI: 10.1109/CONECT50063.2020.9198499.
- [12] Piltyay S., Bulashenko A., Kushnir H., Bulashenko O. (2020). Information Resources Economy in Satellite Systems based on New Microwave Polarizers with Tunable Posts. *Path of Science: International Electronic Scientific Journal*, Vol. 6, No. 11, pp. 5001–5010. DOI: 10.22178/pos.64-6.
- [13] Kirilenko A. A., Steshenko S. O., Derkach V. N., Ostryzhnyi Y. M. (2019). A Tunable Compact Polarizer in a Circular Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 67, Iss. 2, pp. 592-596. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2881089.
- [14] Piltyay, S. I. and Dubrovka, F. F. (2013). Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 1. Theory. *Visnyk NTUU KPI Seriya – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 54, pp. 13–23. DOI: 10.20535/RADAP.2013.54.13-23.
- [15] Piltyay S. I. (2012). Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides. *International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET12)*, Kyiv, Ukraine, pp. 492–495. DOI: 10.1109/MMET.2012.6331195.
- [16] Piltyay S., Bulashenko A., Sushko O., Bulashenko O., Demchenko I. (2021). Analytical modeling and optimization of new Ku-band tunable square waveguide iris-post polarizer. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, Vol. 34, Iss. 5, pp.1–27. DOI: 10.1002/JNM.2890.
- [17] Bulashenko A. V. (2020). Evaluation of D2D Communications in 5G Networks. *Visnyk NTUU KPI Seriya – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 81, pp. 21-29. DOI: 10.20535/RADAP.2020.81.21-29.
- [18] Bulashenko A. V. and Piltyay S. I. (2020). Equivalent Microwave Circuit Technique for Waveguide Iris Polarizers Development. *Visnyk NTUU KPI Seriya – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 83, pp. 17–28. DOI: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28.
- [19] Piltyay S., Bulashenko A., Fesyuk I., Bulashenko O. (2021). Comparative Analysis of Compact Satellite Polarizers Based on a Guide with Diaphragms. *Advanced Electromagnetics*, Vol. 10, No. 2, pp.44–55. DOI: 10.7716/aem.v10i2.1713.
- [20] Dubrovka F., Martunyuk S., et al. (2020). Circularly Polarised X-band H11- and H21-Modes Antenna Feed for Monopulse Autotracking Ground Station: Invited Paper. *IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, pp. 196-202. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252600.
- [21] Dubrovka F., et al. (2020). Compact X-band Stepped-Thickness Septum Polarizer. *IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, pp. 135-138. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252583.
- [22] Kulik D. Yu., Mospan L. P., Perov A. O., Kolmakova N. G. (2016). Compact-size polarization rotators on the basis of irises with rectangular slots. *Telecommunications and Radio Engineering*, Vol. 75, Iss. 10, pp. 857-865. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i10.10.
- [23] Kolmakova N., Prikolotin S., Perov A., Derkach V. Kirilenko A. (2016). Polarization Plane Rotation by Arbitrary Angle Using D₄ Symmetrical Structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 64, Iss. 2, pp. 429-435. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2509966.
- [24] Kirilenko A. A., Steshenko S. O., Derkach V. N. and Ostryzhnyi Y. M. (2018). Comparative analysis of tunable compact rotators. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 33, pp. 304-319. DOI: 10.1080/09205071.2018.1550443.
- [25] Arneri E., Greco F., Boccia L., and Amendola G. (2020). A SIW-Based Polarization Rotator With an Application to Linear-to-Circular Dual-Band Polarizers at K-/Ka-Band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 68, Iss. 5, pp. 3730-3738. DOI:10.1109/TAP.2020.2963901.

- [26] Pozar D. M. (2011). *Microwave engineering*, 4th ed. Wiley, USA, 752 p.
- [27] Maas S. A. (2014). *Practical Microwave Circuits*. Artech House, 352 p.
- [28] Marcuvitz N. (1986). *Waveguide handbook*. Short Run Press Ltd., 446 p.
- [29] Collin R. E. (1991). *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed. Wiley, 859 p.
- [30] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Herhil Y. Y. (2021). Numerical Performance of FEM and FDTD Methods for the Simulation of Waveguide polarizers. *Visnik NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparato buduvannia*, Vol. 84, pp. 11–21. DOI:10.20535/RADAP.2021.84.11-21.

Хвилевідний поляризатор для радіолокаційних та супутникових систем

Булашенко А. В., Пільтяй С. І., Калініченко Є. І., Забегалов І. В.

У статті представлено результати розробки нового поляризатора для супутникових телекомунікаційних і радіолокаційних систем, які використовують поляризаційне оброблення сигналів. Антени таких систем дозволяють працювати на одній чи двох ортогональних колових поляризаціях одночасно. Антени, які використовують колову поляризацію, надають ряд переваг радіотехнічним системам, до складу яких вони входять. Для колової поляризації рівень прийнятого сигналу є постійним та незалежним від орієнтації антени. Крім того, для передавальної та приймальної антен відсутня необхідність чіткої орієнтації за кутом у площині, перпендикулярній напрямку радіолінії. Розроблений у статті поляризатор призначений для застосування в супутникових телекомунікаційних і радарних системах і дозволяє покращити загальні характеристики радіотехнічної системи. Пристрій створено на основі квадратного хвилеводу із чотирма штирями та одною діафрагмою і працює в діапазоні частот від 11,7 ГГц до 12,5 ГГц. У роботі була розроблена математична модель хвилеводного поляризатора та побудовані його електромагнітні характеристики. Серед цих характеристик були досліджені диференційний фазовий зсув, коефіцієнт стійної хвилі за напругою, коефіцієнт еліптичності, кросполяризаційна розв'язка. Для перевірки правильності моделі, отримані характеристики математичної моделі були порівняні із результатами моделювання пристрою за допомогою методу скінчених елементів та скінчених різниць. Створена математична модель дає можливість ефективно аналізувати характеристики поляризатора при зміні конструктивних параметрів. До цих параметрів належать величина стінки квадратного хвилеводу,

висоти діафрагм та штирів, відстань між ними, товщина діафрагм та штирів. Було отримано оптимальні розміри елементів конструкції поляризатора, які забезпечують ефективні поляризаційні характеристики та його узгодження.

Ключові слова: мікрохвильова техніка; супутникові системи; хвилевідний поляризатор; діафрагма; штир; FEM; FDTD; поляризація

Waveguide Polarizer for Radar and Satellite Systems

Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Kalinichenko Y. I., Zabegalov I. V.

The article presents the results of the development of a new polarizer for satellite telecommunications and radar systems, which apply polarization signal processing. Antennas of such systems allow operating at a single or at two orthogonal circular polarizations simultaneously. Antennas with circular polarizations provide a series of advantages over radio engineering systems, which include them. For circular polarization the received signal level is constant and independent of orientation of the antenna. In addition, there is no a requirements of accurate angle orientation in the plane perpendicular to the direction of wireless link. The developed in an article polarizer is intended for use in satellite telecommunication and radar systems and it improves the overall performance of the radio engineering system. The device is based on a square waveguide with two posts and one iris and operates in the frequency range from 11.7 GHz to 12.5 GHz. In this work a mathematical model of a waveguide polarizer was developed and its electromagnetic characteristics were illustrated. Among these characteristics, differential phase shift, voltage standing wave ratio, axial ratio, and crosspolar discrimination were investigated. To check the correctness of the results, the characteristics of the mathematical model were compared with the results of modeling the device using the finite element method and finite difference time domain method. The created mathematical model makes it possible to effectively analyze the characteristics versus the variation of structure parameters. These parameters include the size of the wall of a square waveguide, the heights of irises and posts, the distance between them, the thickness of irises and posts. The optimal dimensions of the design elements of a polarizer were obtained. These sizes provide effective polarization characteristics and matching of the polarizer.

Key words: microwave engineering; satellite systems; waveguide polarizer; diaphragm; post; FEM; FDTD; polarization