Раздел III. Электроника, нанотехнологии и приборостроение

УДК 621.396.677.49 DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-172-192

А.О. Касьянов

МИКРОВОЛНОВЫЕ ПОЛЯРИЗАТОРЫ НА ОСНОВЕ ПЕЧАТНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК МЕАНДРОВОГО ТИПА

Данная статья посвящена анализу результатов численного исследования характеристик рассеяния печатных поляризаторов на основе электродинамического моделирования дифракционных решеток, выполненных на основе меандровых линий передачи в микрополосковом исполнении. С помощью полноволновой математической модели проведено всестороннее численное исследование меандровых поляризаторов микроволнового диапазона, выполненных в виде многоэлементных мультипланарных печатных решеток. На основе проведенных исследований найдены конструктивные решения для поляризаторов в интегральном исполнении, реализующих функции трансформаторов поляризации волн микроволнового диапазона. Рассмотрены вопросы конструктивного синтеза планарных поляризаторов для создания устройств трансформации поляризации, интегрируемых в излучающие и распределительные системы современных многоэлементных фазированных антенных решеток в печатном исполнении. Получены численные результаты электродинамического моделирования трансформаторов поляризации волн микроволнового диапазона на основе печатных дифракционных решеток, которые могут быть использованы для выбора наиболее рациональных вариантов топологий поляризаторов при разработке многофункциональных обтекателей в антеннах СВЧ. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения ряда вариантов плоских дифракционных решеток в качестве поляризаторов проходного типа в составе антенных обтекателей. Предложенные в работе трансформаторы поляризации электромагнитного поля в виде мультипланарных печатных решеток, входящих в состав антенных обтекателей, предназначены для обеспечения расширения функциональных возможностей перспективных радиоэлектронных средств, содержащих сканирующие антенные решетки, устанавливаемые под антенными обтекателями. Кроме того, применение предложенных в работе реконфигурируемых поляризаторов открывает дополнительные возможности по цифровому управлению полями рассеяния различных объектов радиолокационного наблюдения, позволяя создавать желаемые радиолокационные образы защищаемых объектов.

Поляризатор на меандровых линиях передачи; коэффициент эллиптичности; коэффициент стоячей волны; коэффициент прохождения волн; печатная антенная решетка; дифракционная решетка; математическое моделирование; переизлучатель; мультипланарная электродинамическая структура.

A.O. Kasyanov

EM POLARIZERS BASED ON PRINTED GRATINGS OF MEANDER LINES AT MICROWAVES

The problem of printed gratings application is considered as converters of electromagnetic waves polarization and polarizing modulators. Two directions in development of antenna engineering are considered in this paper. In each of them the scattering fields control of an antenna arrays allows essentially to expand functionalities of radio engineering sets. The first direction is the creation of auxiliary depolarizing reflectors for two-mirror reflector antennas and folded lenses. In addition, in meanderline polarizers based on printed gratings, it is possible to constructively realize the necessary phase distribu-

tions of the field on their surfaces. Thus, it becomes possible to use such meanderline polarizers to create multifunctional microwave antenna radomes. The second direction is connected to application of antenna arrays for a reduction of a radar cross section of the radar-tracking targets. Transformation of a field polarization by an antenna array allows to achieve both these purposes. In an aspect of high cost and complexity of arrays experimental researches as a method of the analysis the mathematical simulation is selected. Besides, it is shown that introduction of impedance loads in the construction of the re-radiating elements of the printed grating opens additional possibilities for controlling the field scattered by it. Thus, meanderline polarizers with improved characteristics can be realized on the basis of microstrip-pin gratings. The given results can be used for choosing the most of rational electrodynamic structure geometry variant at decision of particular problems by antennas engineering. The possible flat arrays based on printed complicated shape elements application area is also discussed and it's shown these arrays are the very attractive type for controllable radioelectronic covers designing at microwaves. Some numerical results presented prove the possibility of a printed arrays application as smart covers microwave modules.

Polarization transformation; meander-line polarizer; transmission of electromagnetic waves; grating; printed array; microwave range; re-radiator; axial ratio; voltage standing wave ratio; mathematical simulation; multilayered EM structure.

Введение. Настоящая статья посвящена исследованию меандровых поляризаторов, выполненных на основе печатных дифракционных решеток. В статье показана возможность применения меандровых поляризаторов для достаточно эффективной трансформации поляризации поля линейной поляризации во вращающуюся с высоким коэффициентом эллиптичности ε и наоборот. При этом показана возможность не только преобразования поляризации поля в широкой полосе частот, но и возможность управления характеристиками рассеяния поляризатора. Область применения таких поляризаторов достаточно широка от систем радиосвязи [1, 2] до радиолокационных систем [3]. В частности, они могут быть использованы при создании наземных терминалов систем подвижной спутниковой связи сухопутного, морского и воздушного базирования [4], а также при создании перспективных радиолокационных систем, позволяющих реализовать режим поляриметрических радиолокационных измерений, используемый, например, в метеорологических радиолокаторах [3] и современных радиолокационных досмотровых системах. Введение таких поляризаторов в состав многофункциональных антенных обтекателей [5–8] перечисленных выше радиосистем позволяет, как минимум, в два раза уменьшить число приемо-передающих каналов таких систем [9], а, следовательно, снизить затраты на их создание и повысить надежность их эксплуатации.

Перспективность использования меандровых поляризаторов при создании радиосистем достаточно широко известна в профессиональной среде. В связи с этим вопросам их разработки, изготовления и эксплуатации посвящено весьма значительное число работ. Среди них, прежде всего, следует отметить такие как [10–15]. Меандровые поляризаторы представляют собой многослойные металлодиэлектрические структуры на основе периодических печатных решёток. При этом в подавляющем большинстве указанных выше работ в различных слоях многослойных структур меандровых поляризаторов печатные решетки имеют шаги периодичности отличные от решеток, расположенных в смежных слоях поляризатора. Поскольку это обстоятельство несколько усложняет их анализ и конструктивный синтез в [16] для преодоления этого затруднения даже предлагается использовать метод обобщенной матрицы рассеяния. В то же время известны работы, например, [17], в которых меандровые поляризаторы строятся на основе каскадного включения N одинаковых печатных дифракционных решеток. При этом в широкой полосе частот удается добиться необходимого преобразования поляризации, обеспечив при этом не только незначительность поляризационных потерь, но и потерь на рассогласование, так как обычно меандровые поляризаторы представляют собой микроволновые устройства проходного типа. Недостатком таких поляризаторов является необходимость увеличивать число каскадов N для того, чтобы обеспечить требуемые характеристики преобразования/ согласования в широкой полосе частот. Очевидно, что при увеличении N растет и толщина поляризатора Δ. При этом на величину Δ, в основном, влияет необходимость разделять отдельные каскады меандрового поляризатора воздушными прослойками толщиной $\lambda/4$ каждая, где λ – длина волны. В то же время известны [18] методики проектирования тонкослойных меандровых поляризаторов, позволяющие преодолеть указанный недостаток. При использовании таких методик удается создавать меандровые поляризаторы требуемой толщины.

Помимо традиционных меандровых поляризаторов проходного типа, известны и отражательные поляризаторы на меандровых линиях, в частности, выполняющие функции твист-рефлекторов [19], в том числе и в широкой полосе частот [20–21]. Дополнительные возможности по трансформации поляризации поля открываются в меандровых поляризаторах, выполненных на киральных подложках [22]. При этом появляются возможности управления их характеристиками рассеяния. Вопросам управляемого рассеяния волн поляризаторами, в том числе и на меандровых линиях передачи, посвящены работы автора [23–26].

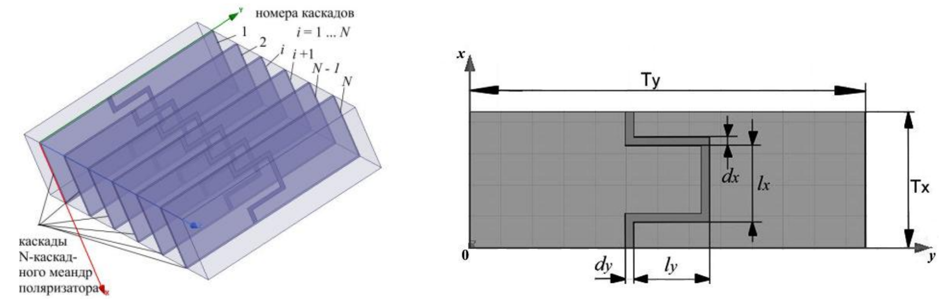
Целью работы является выработка рекомендаций по построению печатных поляризаторов на меандровых линиях передачи (меандровых поляризаторов) с требуемыми радиотехническими, конструктивно-технологическими и массо-габаритными параметрами.

Рассмотрим возможность применения печатного поляризатора на меандровых линиях передачи в составе многофункционального обтекателя активной фазированной антенной решетки (АФАР) наземного терминала низкоорбитальной системы подвижной спутниковой связи (СПСС), описанной автором в работе [2], где рассматриваются особенности построения двухполяризационных сосредоточенно-распределенных АФАР L- и S-диапазонов с полусферическим сектором обзора. Введение меандровых поляризаторов в состав антенных обтекателей таких АФАР позволит в 2 раза уменьшить число их приемо-передающих каналов, а, следовательно, снизить затраты на их создание и повысить надежность их эксплуатации.

Ниже в качестве примера рассмотрим результаты численного исследования многокаскадных печатных поляризаторов на меандровых линиях L- диапазона частот. Проведенное численное исследование основывается на описанной в [27] обобщенной математической модели мультипланарной металлодиэлектрической дифракционной решетки печатных переизлучателей. При этом применяется методика проектирования, позволяющая с помощью коэффициентов масштаба топологии единичных ячеек каждой из печатных решеток, входящих в состав поляризатора, применить результаты конструктивного синтеза, ранее полученные в заданном диапазоне частот, при разработке поляризатора требуемого диапазона.

Меандровый поляризатор L-диапазона частот. Рассмотрим многослойный меандровый поляризатор, составленный из одинаковых дифракционных решеток печатных элементов, выполненных в виде микрополосковых линий передачи, токоведущие ленточные проводники которых изогнуты в форме меандра. На рис. 1,а в качестве примера приведено схематическое изображение канала Флоке шестикаскадного меандрового поляризатора на основе одинаковых микрополосковых дифракционных решеток.

На рис. 1,б показано схематическое изображение единичной ячейки одной из таких решеток, на котором указано: T_X, T_Y – шаги решетки вдоль осей x и y выбранной системы координат XOY; d_X, d_Y – ширина печатного проводника, изогнутого в виде меандра; l_X, l_Y – протяженность изгиба и величина отклонения печатного ленточного проводника от его оси в месте изгиба.



а б

Рис. 1. Топология единичной ячейки решетки из состава поляризатора: а – изометрическое изображение; б – проекция в плоскости xOy

В качестве примера численно исследован вариант компоновки N-каскадного меандрового поляризатора без смещения меандровых линий передачи в каскадах меандрового поляризатора. На рис. 2 показано схематическое изображение сечения многокаскадного меандрового поляризатора плоскостью ZOY.

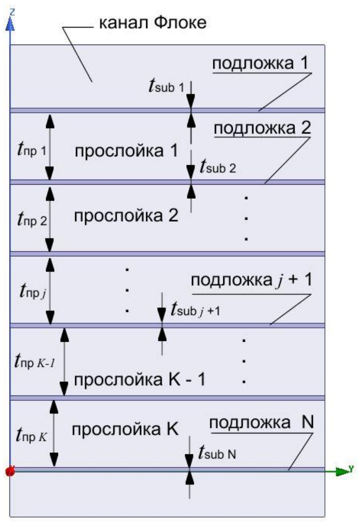


Рис. 2. Разрез единичной ячейки печатного поляризатора плоскостью zOy

Как видно из рис. 2, между собой отдельные каскады поляризатора разделены K-прослойками, каждая из которых может быть выполнена из сотового материала с относительной диэлектрической проницаемостью ε_R близкой к 1, аналогично тому, как это сделано в антенном обтекателе, описанном автором в работе [6]. Здесь обозначено: $t_{\text{ПР}i}$ – толщина i-й воздушной прослойки из K прослоек, разделяющих между собой печатные дифракционные решетки из состава меандрового поляризатора; $t_{\text{SUB}j}$ – толщина диэлектрической подложки j-й печатной дифракционной решетки из N-решеток, входящих в состав такого поляризатора; N-число каскадов поляризатора, $K = N - 1$. Ленточные проводники каждой дифракционной решетки изогнуты в виде меандра и нанесены на диэлектрические подложки. Поскольку рассматриваемая электродинамическая структура является поляризатором проходного типа теневые стороны каждой из подложек свободны от металлизации. При этом в качестве материалов, на основе которых выполняются подложки, должны использоваться материалы имеющие весьма незначительные диэлектрические потери.

Поляризатор из печатных решеток на подложках из фторопласта. В качестве первого примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на подложках из фторопласта с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_R \approx 2$. На рис. 3 показаны частотные характеристики (ЧХ) коэффициента эллиптичности ε меандровых решеток, отличающихся между собой значением коэффициента масштаба, введение которого позволяет за счёт масштабирования топологии микрополосковой линии передачи применить результаты моделирования к различным диапазонам частот.

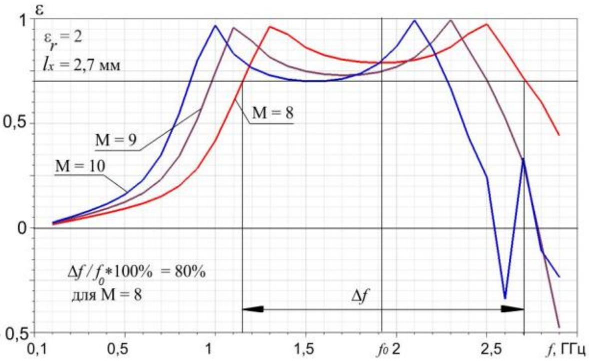


Рис. 3. Частотные характеристики коэффициента эллиптичности поляризаторов на меандровых линиях, выполненных на подложках из фторопласта

Для рассматриваемого примера выбраны такие значения коэффициентов масштаба M, при которых результаты моделирования, полученные в X-диапазоне, применением соответствующих коэффициентов M могут быть применены в L-диапазоне.

Параметры единичной ячейки меандрового поляризатора X-диапазона приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры единичной ячейки меандрового поляризатора X-диапазона частот

№	Наименование параметра	Обозначение	Значение, мм
1.	Шаг решетки по X	Tx	4,8
2.	Шаг решетки по Y	Ty	14
3.	Толщина подложки	t_1	0,201
4.	Толщина прослойки	$t_{пр}$	3
5.	Ширина проводника вдоль X	d_x	0,3
6.	Ширина проводника вдоль Y	d_y	0,3
7.	Длина плеча меандра вдоль X	l_x	2,7
8.	Длина плеча меандра вдоль Y	l_y	2,7

При этом для пересчета топологии единичной ячейки поляризатора из X-диапазона частот в L-диапазон значения коэффициентов M должны изменяться в пределах от $M = 8$ до $M = 10$. Как видно из графиков, показанных на рис. 3, данный поляризатор является весьма широкополосным. Так, ширина полосы частот Δf, в которой величина $\varepsilon \geq 0{,}7$, составляет от 80 до 90 процентов при изменении коэффициента масштаба M в пределах от $M = 8$ до $M = 10$. Как видно из графиков, с ростом M возрастает и Δf. При этом в полосе преобразования поля линейной поляризации в поле вращающейся поляризации Δf, как видно из графиков, на двух частотах f_1 и f_2 наблюдается практически полное преобразование поля линейной поляризации в поле круговой поляризации, когда $\varepsilon \approx 1$. В интервале между частотами f_1 и f_2 коэффициент эллиптичности ε снижается, достигая минимального значения ε_{min} на частоте близкой к центральной частоте диапазона преобразования поляризации f_0. Очевидно, что увеличение коэффициента масштаба M сопровождается снижением частоты f_0. Таким образом, удается за счет масштабирования произвести пересчет топологии поляризатора X-диапазона ($M = 1$) в поляризатор L-диапазона ($M = 10$). Как отмечалось выше, увеличение M приводит к расширению полосы преобразования, сопровождающемуся снижением ε_{min}. Так, если при $M = 8$, то $\varepsilon_{min} \approx 0{,}85$, а при $M = 10$ $\varepsilon_{min} \approx 0{,}7$.

Представляет интерес рассмотреть характеристики согласования вышеописанного поляризатора. На рис. 4 показаны частотные зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению ($K_{СТ}U$) поляризатора при значениях коэффициента масштаба, возрастающих от $M = 8$ до $M = 10$ с шагом 0,5.

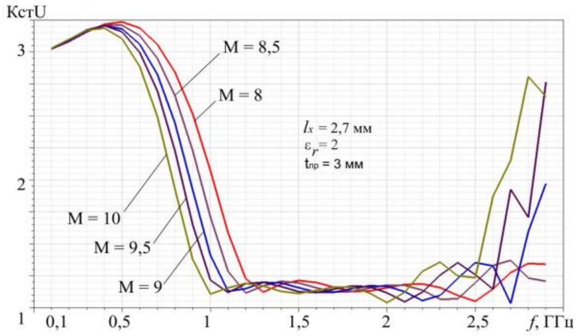


Рис. 4. Частотные характеристики коэффициента стоячей волны поляризатора на меандровых линиях, выполненных на подложках из фторопласта

Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 4, значения нижней $f_1^{/}$ и верхней $f_2^{/}$ частот диапазона, в котором коэффициент эллиптичности $\varepsilon \geq 0{,}7$, практически совпадают с нижней $f_1^{//}$ и верхней $f_2^{//}$ частотами диапазона согласования, в котором значения $K_{СТ}U$ не превышают уровня максимального рассогласования в полосе рабочих частот поляризатора, например: $K_{СТ}U \leq 1{,}22$ при $M = 8$ и $K_{СТ}U \leq 1{,}35$ при $M = 9$.

В рамках параметрического исследования конструкции вышеописанного поляризатора проведено численное моделирование частотной зависимости коэффициента эллиптичности ε при различных значениях толщин воздушных прослоек между печатными дифракционными решетками, входящими в состав поляризатора. Как видно из графиков, показанных на рис. 5, с ростом толщины $t_{пр}$ растет коэффициент эллиптичности ε в полосе преобразования поляризации поля Δf , например, в такой полосе частот, в которой $\varepsilon \geq 0{,}5$.

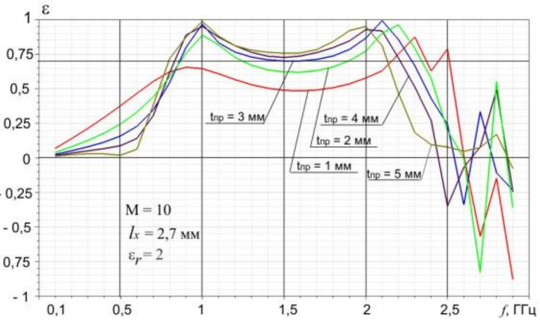
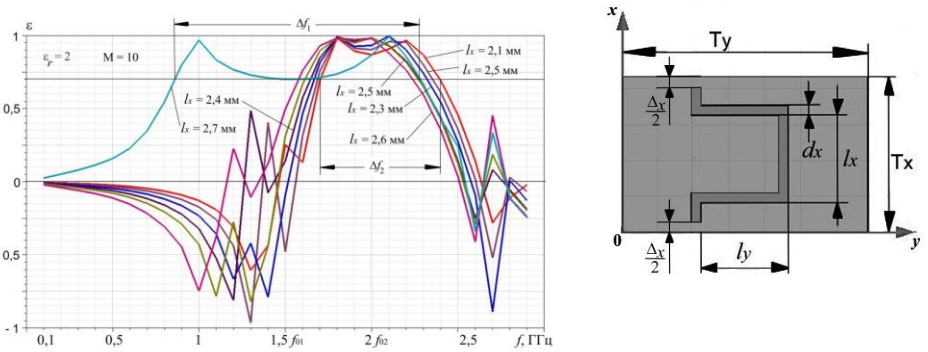


Рис. 5. ЧХ коэффициента эллиптичности поляризатора на меандровых линиях передачи с вариацией величины межкаскадных интервалов

Так при изменении $t_{пр}$ от 1 мм до 5 мм величина ε_{min} в полосе частот Δf возросла с 0,5 до 0,8. В то же время, наряду с ростом ε_{min}, происходит сужение полосы частот Δf от $\Delta f/f_0 \approx 119\%$ при $t_{пр}$ = 1 мм до 98% при $t_{пр}$ = 5 мм. При этом центральная частота полосы преобразования f_0 снижается с 1,6 ГГц при $t_{пр}$ = 1 мм до 1,475 ГГц при $t_{пр}$ = 5 мм. Следует заметить, что в рассматриваемом случае при толщинах воздушных прослоек менее $t_{пр}$ = 3 мм величина коэффициента эллиптичности ε становится менее ε = 0,7, что не позволяет использовать такие поляризаторы для преобразования поляризации поля с необходимым качеством. Как и в предыдущем случае (при изменении коэффициента масштаба M), полное преобразование поля линейной в поле круговой поляризации происходит на двух частотах f_1 и f_2 L-диапазона. При этом вариации толщин прослоек практически не оказывает влияния на частоту f_1 , в то время как при увеличении $t_{пр}$ частота f_2 снижается, но весьма незначительно. Так при увеличении $t_{пр}$ от 3 мм до 5 мм частота f_2 снижается примерно на 5%.

Реконфигурирование печатных элементов меандрового поляризатора открывает дополнительные возможности по управлению поляризационными характеристиками такого устройства. На рис. 6,а показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε реконфигурируемого меандрового поляризатора в ленточных проводниках которого выполнены разрывы, имитирующие включение переключательных СВЧ-диодов или микроэлектромеханических ключей (МЭМС-приборов) в местах разрывов в печатных проводниках, как показано на рис. 6,б.



а б

Рис. 6. ЧХ коэффициента эллиптичности поляризатора на меандровых линиях передачи с вариацией величины зазоров в печатных проводниках:
а – частотная характеристика ε(f); б – топология единичной ячейки решетки

Частотные характеристики, приведенные на рис. 6, рассчитаны для зазоров в проводниках вышеописанного меандрового поляризатора, различающихся по ширине. При этом ширина зазора изменяется от $\Delta_X = 0{,}1$ мм до $\Delta_X = 0{,}6$ мм. Как видно из графиков, появление зазоров в печатных проводниках меандровых линий передачи такого поляризатора приводит к скачкообразному (более чем двукратному) сужению полосы преобразования поляризации по сравнению со случаем, когда меандровые печатные проводники поляризатора выполнены без разрывов. Например, если при $M = 10$ в случае, когда нет разрывов в печатных проводниках меандрового типа, относительная ширина полосы преобразования поляризации по уровню $\varepsilon \geq 0{,}7$ составляет $\Delta f / f_0 = 90$ %, то при появлении разрывов с шириной зазора $\Delta_X = 0{,}6$ мм $\Delta f / f_0$ составит всего примерно 34 %, как показано на рис. 7,а.

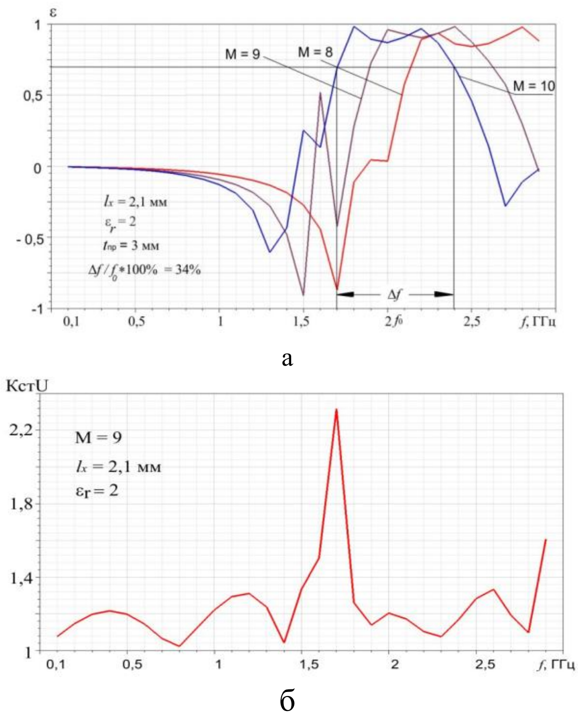


Рис. 7. Частотные характеристики параметров поляризатора на меандровых линиях передачи с вариацией величины зазоров в печатных проводниках: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

Появление разрывов в печатных проводниках оказало существенное влияние не только на поляризационные характеристики меандрового поляризатора, но и на его характеристики согласования. На рис. 7,б показана ЧХ коэффициента стоячей волны (КСВ) для случая, когда вышеописанный поляризатор имеет следующие параметры $M = 9$, $t_{ПР} = 3$ мм и $\Delta_X = 0{,}6$ мм. Сравнивая между собой характеристики согласования для случая, когда токоведущие печатные проводники микрополосковых линий передачи (МПЛП) меандрового поляризатора выполнены без разрывов (случай 1), которые показаны на рис. 4, со случаем, когда в МПЛП имеются разрывы (случай 2), которые показаны на рис. 7,б, видим, что в первом случае имеем характеристики согласования полосно-пропускающих фильтров (ППФ), полоса согласования которых при $M = 9$, простирается примерно от 1 ГГц до 2,6 ГГц, а во втором случае – характеристики согласования фильтра нижних частот (ФНЧ) с верхней частотой среза $f_{UP} \approx 1{,}6$ ГГц и ППФ с нижней и верхней частотами среза $f_1^{/} \approx 1{,}8$ ГГц и $f_2^{/} \approx 2{,}85$ ГГц при $M = 9$, соответственно. Заметим, что указанные выше значения частот среза фильтров определены по уровню максимального рассогласования в полосе согласования и составляют: в первом случае – $K_{СТ}U \leq 1{,}35$, а во втором случае $K_{СТ}U \leq 1{,}32$, как для ППФ, так и для ФНЧ. При этом достаточно эффективное преобразование поляризации поля, когда $\varepsilon \geq 0{,}7$, во втором случае, как и в первом, происходит в полосе согласования ППФ. Так, например, при $M = 9$ и $t_{ПР} = 3$ мм преобразование поляризации поля в поляризаторе, в ленточных проводниках которых имеются разрывы $\Delta_X = 0{,}6$ мм, когда $\varepsilon \geq 0{,}7$, происходит в диапазоне частот от $f_1 = 1{,}9$ ГГц до $f_2 = 2{,}6$ ГГц, т.е. внутри его верхнего поддиапазона согласования от $f_1^{/} \approx 1{,}8$ ГГц до $f_2^{/} \approx 2{,}85$ ГГц. Интересно отметить, что в нижнем поддиапазоне согласования в окрестности частоты $f_3 = 1{,}5$ ГГц, как показано на рис. 7,а, также наблюдается преобразование линейной в круговую поляризацию, направление вращения которой противоположно направлению вращения поляризации поля в верхнем поддиапазоне согласования (см. рис. 7,б).

Изменение ширин зазоров в МПЛП меандрового поляризатора оказывает влияние, как на его поляризационные характеристики, так и на характеристики согласования. Как видно из рис. 6 и 8, увеличение ширин зазоров ведет к смещению полосы частот преобразования поляризации и согласования в область более высоких частот, что вызвано уменьшением размеров микрополосковых элементов дифракционных решеток, входящих в состав таких меандровых поляризаторов.

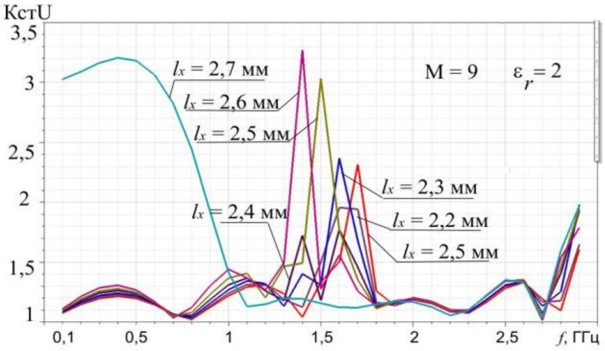
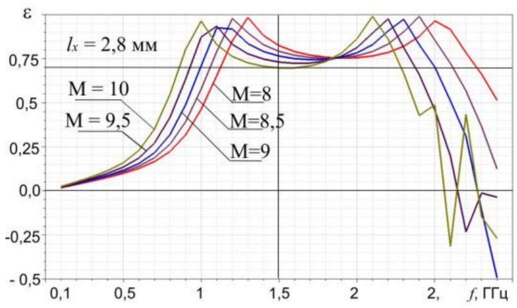


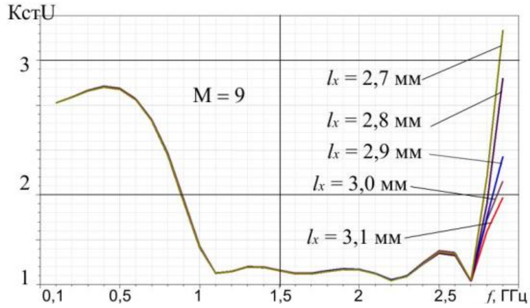
Рис. 8. Частотные характеристики коэффициента стоячей волны поляризатора на меандровых линиях с зазорами в проводниках

При этом изменение ширин зазоров в пределах от $\Delta_X = 0{,}1$ мм до $\Delta_X = 0{,}6$ мм, как на ширину полосы преобразования поляризации, так и на ширину полосы согласования оказывает гораздо меньшее влияние, нежели их устранение, когда $\Delta_X = 0$. Так появление разрывов шириной $\Delta_X = 0{,}6$ мм в печатных проводниках решеток приводит, как показано на рис. 6, к сужению ширины полосы преобразования поляризации почти в 2,1 раза. При этом, как показано на рис. 8, ширина полосы согласования поляризатора сужается в 1,6 раза.

Помимо исследования меандровых поляризаторов с неразрывными печатными проводниками и проводниками, в которых имеются разрывы, для имитации ключевых режимов переключательных управляющих элементов, представляет интерес путем компьютерного моделирования определить влияние отклонения топологии неразрывного печатного проводника от формы меандра. Проведено численное исследование длин изгибов l_X меандра, в форме которого выполнены печатные проводники поляризатора, на его характеристики рассеяния. На рис. 9,а показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε при изменении коэффициента масштаба M от 8 до 10 с шагом 0,5 для длины изгиба меандрового проводника l_X = 2,8 мм. Характеристики согласования поляризаторов, длины изгибов l_X печатных проводников (ПП) которых изменяются от 2,8 мм до 3,1 мм, показаны на рис. 9,б. Кроме того, на этом рисунке показана ЧХ коэффициента стоячей волны по напряженности поля $K_{СТ}U$ в случае, когда M = 9 и топологии ПП дифракционных решеток, входящих в состав поляризатора, не имеют отклонений от формы меандра, т.е. при l_X = 2,7 мм.



а

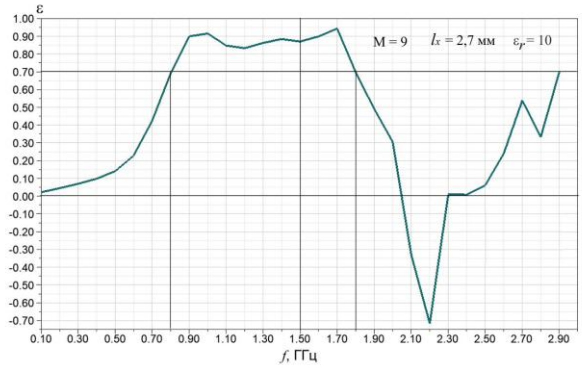


б

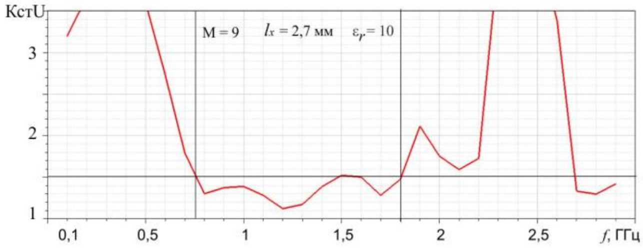
Рис. 9. ЧХ параметров поляризатора, выполненного с отклонениями топологии проводников от меандра: а – коэффициент эллиптичности; б – КСВ

Как видно из графиков, показанных на рис. 3 и 9, указанные выше отклонения топологии ПП от формы меандра, как в пределах полосы преобразования поляризации, так и полосы согласования оказывают весьма незначительное влияние на его характеристики рассеяния.

Поляризатор из печатных решеток на керамических подложках. В качестве второго примера рассмотрим шестикаскадный (N = 6) меандровый поляризатор, выполненный на керамических подложках с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_R \approx 10$. При этом топологии печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав такого поляризатора, параметры его компоновки и компоновочная схема меандрового поляризатора не отличаются от поляризатора, рассмотренного в первом примере. На рис. 10 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε(f) и КСВ – $K_{СТ}U(f)$ такого поляризатора при M = 9 и l_X = 2,7 мм.



а



б

Рис. 10. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях, выполненных на керамических подложках: а – коэффициент эллиптичности; б – КСВ

Как видно из графиков, полосы преобразования по уровню $\varepsilon \geq 0{,}7$ и согласования по уровню $K_{СТ}U \leq 1{,}5$, соответствующего наибольшему рассогласованию в полосе частот, практически полностью совпадают. При этом $f_1 \approx f_1^{/} = 0{,}8$ ГГц, $f_2 \approx f_2^{/} = 1{,}8$ ГГц, т.е. относительная ширина рабочей полосы частот поляризатора составляет $\Delta f\,/\,f_0 \approx 77$ %. Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 10, замена в конструкции меандрового поляризатора диэлектрических подложек, выполненных на основе фторопласта, на керамические подложки приводит к сужению полосы его рабочих частот в 1,5 раза, что вызвано большим значением относительной диэлектрической проницаемости керамики относительно фторопласта.

Как видно из приведенных выше характеристик согласования, меандровые поляризаторы по существу представляют собой полосно-пропускающие фильтры, в пределах полос прозрачности которых производится преобразование линейной поляризации поля в круговую и наоборот. Следует заметить, что отмеченное выше преобразование поля и полосовые свойства меандровых поляризаторов наблюдаются в том случае, когда вектора поляризации возбуждающих их волн повернуты относительно печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав таких поляризаторов, на угол 45°. В таком случае вектор поляризации нормально падающей на каждую их решеток волны можно разложить на две ортогональные составляющие, одна из которых параллельна (поляризация $p = 1$), а другая – перпендикулярна (поляризация $p = 2$) их меандровым печатным проводникам. На рис. 11 показаны ЧХ модуля коэффициента пропускания |T| волн падающих по нормали на описанный выше поляризатор, составленный из печатных ДР, выполненных на керамических подложках.

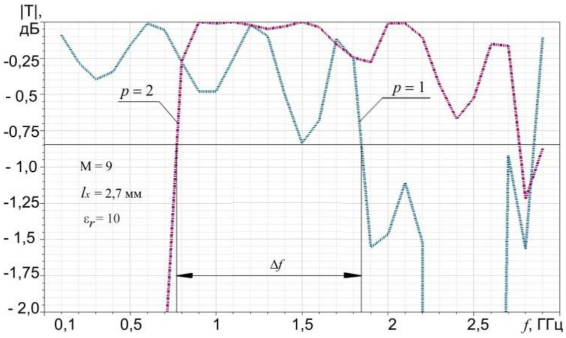
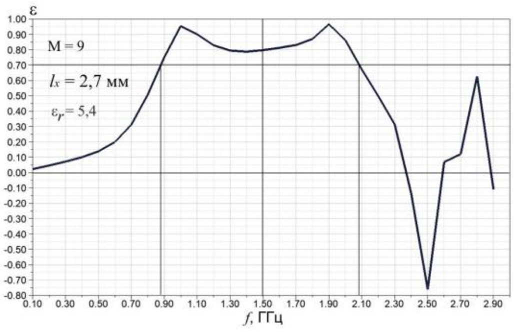


Рис. 11. ЧХ коэффициентов прохождения волн для поляризатора на меандровых линиях передачи, выполненных на керамических подложках

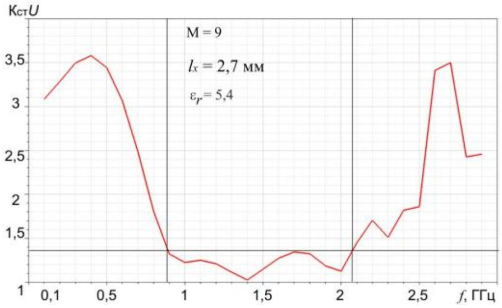
Как видно из графиков, для волны параллельной поляризации ($p = 1$) такой поляризатор представляет собой фильтр нижних частот (ФНЧ), частота среза которого f_B, определенная по уровню минимального коэффициента пропускания |T| равного минус 0,85 дБ, совпадает с верхней частотой f_2 полосы пропускания/преобразования поляризации поля меандрового поляризатора. В то же время, для волны перпендикулярной поляризации ($p = 2$) такой поляризатор представляет собой фильтр верхних частот (ФВЧ), частота среза которого f_H совпадает с нижней частотой f_1 полосы пропускания/преобразования поляризации поля меандрового поляризатора. Таким образом, проведенный анализ позволяет выяснить природу диапазонных свойств исследованных меандровых поляризаторов.

Поляризатор из печатных решеток на подложках из плексигласа. В качестве третьего примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на плексигласовых подложках с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_R \approx 5{,}4$. При этом топологии печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав такого поляризатора, параметры его компоновки и компоновочная схема меандрового поляризатора не отличаются от поляризатора, рассмотренного в предыдущем примере. На рис. 12 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности $\varepsilon(f)$ и КСВ – $K_{CT}U(f)$ такого поляризатора при $M = 9$ и $l_X = 2{,}7$ мм.

Как видно из графиков, полосы преобразования по уровню $\varepsilon \geq 0{,}7$ и согласования по уровню KCTU $\leq 1{,}37$, соответствующего наибольшему рассогласованию в полосе частот, практически полностью совпадают. При этом f1 $\approx$ f1/ = 0,88 ГГц, f2 $\approx$ f2/ = 2,08 ГГц, т.е. относительная ширина рабочей полосы частот поляризатора составляет Δf / f0 $\approx$ 81 %. Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 12, замена в конструкции меандрового поляризатора диэлектрических подложек, выполненных на основе фторопласта, на плексигласовые подложки приводит к сужению полосы его рабочих частот в 1,25 раза, что вызвано большим значением относительной диэлектрической проницаемости плексигласа относительно фторопласта. На рис. 13 показаны ЧХ модуля коэффициента пропускания |T| волн падающих по нормали на описанный выше поляризатор, составленный из печатных ДР, выполненных на плексигласовых подложках.



а



б

Рис. 12. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях, выполненных на подложках из плексигласа: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

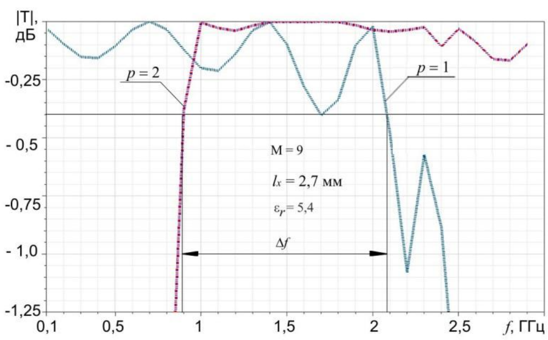
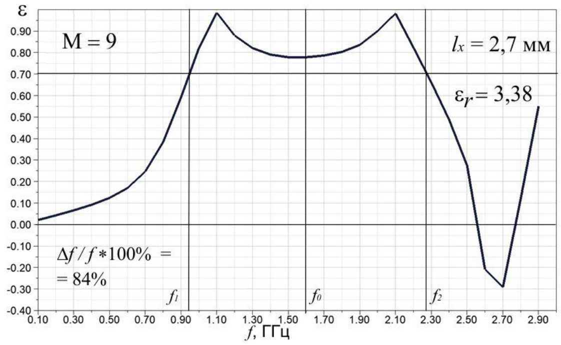


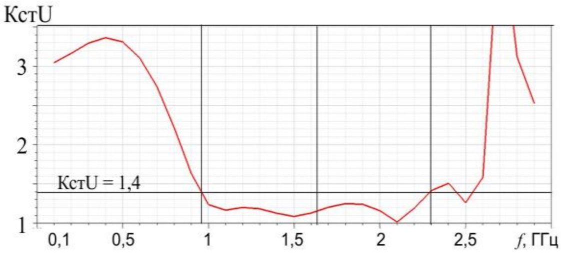
Рис. 13. ЧХ коэффициентов прохождения волн для поляризатора на меандровых линиях передачи, выполненных на подложках из плексигласа

Как видно из графиков, для волны параллельной поляризации (p = 1) такой поляризатор представляет собой ФНЧ, частота среза которого $f_В$, определенная по уровню минимального коэффициента пропускания |T| равного минус 0,35 дБ, совпадает с верхней частотой f_2 полосы пропускания/преобразования поляризации поля меандрового поляризатора. В то же время, для волны перпендикулярной поляризации (p = 2) такой поляризатор представляет собой ФВЧ, частота среза которого $f_Н$ совпадает с нижней частотой f_1 полосы пропускания/ преобразования поляризации поля такого меандрового поляризатора.

Поляризатор из печатных решеток на подложках из диэлектрика *Arlon 25N^{TM}*. В качестве четвертого примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на подложках из диэлектрического материала *Arlon 25N^{TM}* с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_R \approx 3{,}38$. При этом топологии печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав такого поляризатора, параметры его компоновки и компоновочная схема меандрового поляризатора не отличаются от поляризатора, рассмотренного в двух предыдущих примерах. На рис. 14 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности $\varepsilon(f)$ и КСВ – $K_{CT}U(f)$ такого поляризатора при $M = 9$ и $l_X = 2{,}7$ мм. Как видно из графиков, изображенных на рис. 14,а, полоса преобразования поляризации поля по уровню $\varepsilon \geq 0{,}7$ у такого поляризатора простирается от $f_1 = 0{,}93$ ГГц до $f_2 = 2{,}27$ ГГц, т.е. относительная ширина полосы преобразования поляризации составляет $\Delta f / f_0 \approx 84$ %. В то же время полоса согласования данного поляризатора, как показано на рис. 14,б, оказалась шире полосы преобразования.



а

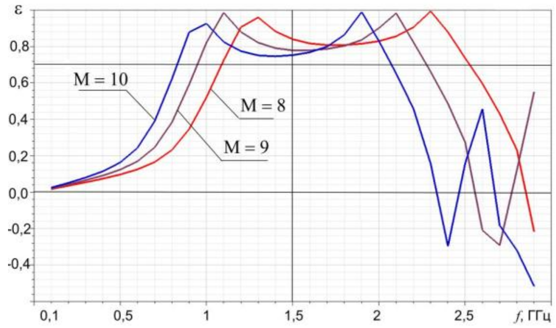


б

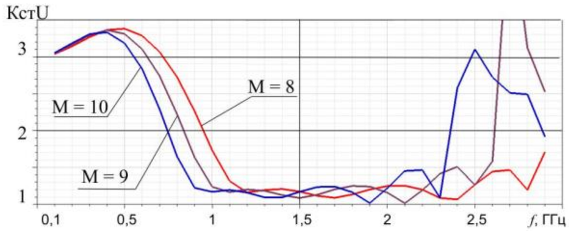
Рис. 14. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях передачи, выполненных на подложках из материала Arlon 25N^{TM}: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

По уровню максимального рассогласования, когда $K_{CT}U \leq 1{,}5$, полоса согласования простирается от $f_1^{/} = 0{,}93$ ГГц до $f_2^{/} = 2{,}57$ ГГц, т.е. относительная ширина полосы преобразования поляризации составляет $\Delta f / f_0 \approx 94$ %. Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 14, замена в конструкции меандрового поляризатора диэлектрических подложек, выполненных на основе фторопласта, на подложки, выполненные из *Arlon 25N^{TM}*, приводит к сужению полосы преобразования поляризации почти в 1,12 раза, что вызвано большим значением относительной диэлектрической проницаемости материала *Arlon 25N^{TM}* относительно фторопласта. В то же время относительная ширина полосы согласования остается неизменной.

На рис. 15 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε и коэффициента стоячей волны по напряжению $K_{СТ}U$ данного поляризатора при значениях коэффициента масштаба топологии M =8, 9 и 10.



а



б

Рис. 15. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях, выполненных на подложках из материала Arlon 25N^{TM}, при масштабировании топологии: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

Как видно из графиков, увеличение M приводит к расширению полосы, в которой происходит как преобразование поляризации поля, так и согласование, обеспечивающее максимизацию коэффициента прохождения волн в полосе частот преобразования поляризации поля. Таким образом, когда вектор поляризации поля падающей на меандровый поляризатор линейно-поляризованной волны повернут на угол 45° относительно проводников меандровых линий передачи меандровый поляризатор представляет собой ППФ, в полосе согласования которого происходит преобразование поля линейной поляризации в поле вращающейся поляризации с коэффициентом эллиптичности $\varepsilon \geq 0{,}7$ и наоборот.

Сравнительный анализ поляризаторов на меандровых линиях передачи. Выше с помощью математического моделирования проведено численное исследование 4-х вариантов исполнения меандрового поляризатора. При этом в каждом случае в качестве основного отличительного признака выступал материал, из которого выполняются диэлектрические подложки печатных ДР меандровых линий передачи, входящие в состав поляризатора. Исследованы поляризаторы на основе печатных ДР, выполненных на подложках их фторопласта с $\varepsilon_R \approx 2$, материала *Arlon 25N^{TM}* с $\varepsilon_R = 3{,}38$, плексигласа с $\varepsilon_R \approx 5{,}4$ и керамики с $\varepsilon_R \approx 10$. На рис. 16 показаны ЧХ коэффициентов эллиптичности ε перечисленных выше вариантов исполнения 6-ти каскадного меандрового поляризатора, позволяющие дать сравнительную характеристику их диапазонных свойств.

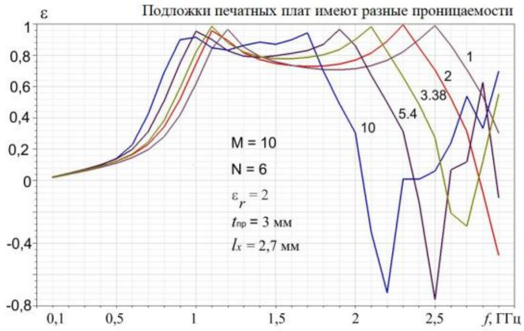


Рис. 16. Частотные характеристики коэффициента эллиптичности поляризаторов на меандровых линиях, выполненных на подложках, различающихся диэлектрической проницаемостью

Частотные характеристики коэффициента эллиптичности, изображенные на рис. 16, рассчитаны при M = 10, $t_{ПР}$ = 3 мм и l_X = 2,7 мм. На рис. 16, помимо ЧХ $\varepsilon(f)$ 4-х указанных вариантов исполнения меандрового поляризатора, приведена зависимость $\varepsilon(f)$, рассчитанная для случая, когда ε_R = 1, соответствующая случаю выполнения диэлектрических подложек печатных ДР такого поляризатора из сотового материала, относительная диэлектрическая проницаемость которого близка к проницаемости воздуха. Как видно из графиков, с ростом ε_R диапазон преобразования поляризации смещается в область более низких частот, одновременно с этим уменьшается и ширина полосы частот преобразования. На рис. 17 показана зависимость ε_R для относительной ширины полосы его ДРЧ $\Delta f / f_0$, где f_0 – центральная частота диапазона рабочих частот (ДРЧ) поляризатора. Кроме того, на рис. 17 показана зависимость для f_0/F от ε_R, где F – центральная частота L-диапазона частот (F = 1,5 ГГц).

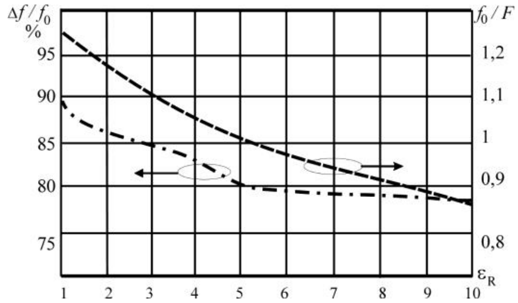


Рис. 17. Сравнительные характеристики меандровых поляризаторов, выполненных на подложках, различающихся диэлектрической проницаемостью

Как видно из графиков, 10-ти кратное увеличение ε_R привело к снижению f_0 на 43% и сужению полосы его ДРЧ примерно на 16%.

Поскольку до сих пор предметом исследования являлся 6-ти каскадный меандровый поляризатор имеет смысл рассмотреть вопрос о влиянии числа каскадов на его характеристики рассеяния. На рис. 18 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε пяти поляризаторов, каждый из которых построен по описанной выше компоновочной схеме, отличающихся между собой числом каскадов N от 2 до 6.

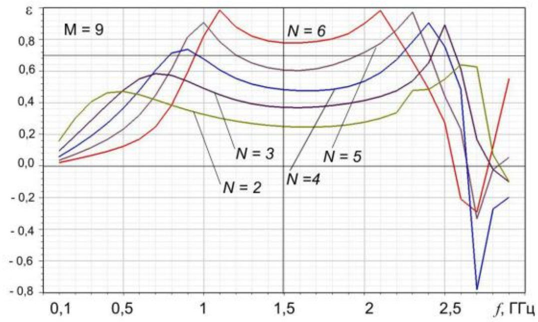


Рис. 18. Частотные характеристики коэффициента эллиптичности поляризаторов на меандровых линиях с различным числом каскадов

В рамках данного примера все меандровые поляризаторы выполнены на подложках из материала *Arlon 25N*^{TM} с $M = 9$, $t_{ПР} = 3$ мм и $l_X = 2{,}7$ мм. Как видно из графиков, увеличение N приводит росту коэффициента эллиптичности ε в ДРЧ поляризатора. На рис. 19 показаны зависимости коэффициентов эллиптичности ε на частотах f_0, f_{01}, f_{02} поляризаторов от числа N их каскадов, изображенные графиками 1, 2, 3, соответственно, где f_0 – центральная частота ДРЧ поляризатора; f_{01} – частота максимума коэффициента эллиптичности на частотах ниже f_0; f_{02} – то же на частотах выше f_0.

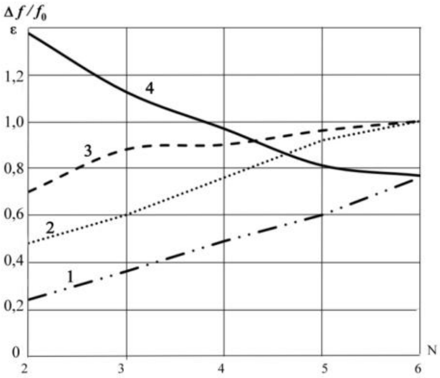


Рис. 19. Сравнительные характеристики поляризаторов на меандровых линиях с различным числом каскадов

Кроме того, на рис. 19 изображена зависимость $\Delta f / f_0$ от N, где $\Delta f = f_{02} - f_{01}$. Как видно из графика зависимости $\Delta f / f_0$ от N, обозначенного цифрой 4, увеличение числа каскадов сопровождается уменьшением $\Delta f / f_0$. Таким образом, численный анализ ЧХ коэффициента эллиптичности многокаскадных меандровых поляризаторов показал, что увеличение числа каскадов позволяет, с одной стороны, уменьшить падение коэффициента эллиптичности в рабочей полосе частот поляризатора, с другой стороны, приводит к сужению его рабочей полосы частот.

Заключение. На основе обобщенной математической модели мультипланарной металлодиэлектрической дифракционной решетки печатных переизлучателей проведено параметрическое исследование многокаскадных микроволновых поляризаторов на меандровых линиях передачи. В результате проведенных численных исследований найдены конструктивные решения, при которых предложенные поляризаторы обладают не только широкой полосой эффективного преобразования поляризации и при этом оказываются согласованными, но и вносят незначительные потери при пропускании волн, что особенно важно, так как они представляют собой микроволновые устройства проходного типа. Методика, использованная при моделировании поляризаторов, позволяет, опираясь на полученные ранее результаты моделирования в заданном диапазоне частот, применить их в требуемом частотном диапазоне. На основе проведенного численного исследования показана возможность создания на базе полученных конструктивных решений микроволновых устройств с управляемыми поляризационными и импедансными характеристиками. Результаты проведенного численного исследования могут быть использованы при разработке микроволновых поляризаторов, поскольку содержат достаточно широкий перечень рекомендаций для выбора наиболее подходящего конструктивно-технологического решения в соответствии с предъявляемыми к нему требованиями и имеющимися при этом неизбежными ограничениями.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Alonso J.M.I., Calderon G.A., Perez M.S.* SIW antenna with polarized at Ku-band // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Vol. AP-63, No. 1. – P. 2782-2786.
2. *Касьянов А.О., Загребнев А.С., Логвиненко Е.Л., Чернышев А.С.* Двухполяризационные сосредоточенно-распределенные фазированные антенные решетки L-, S-диапазонов с полусферическим сектором обзора // Радиотехника. – 2019. – Т. 83, № 7 (9). – С. 194-201.
3. *Doumanis E., Goussetis G., Gomez-Tornero J.L., Cahill R., Fusco V.* Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. AP-60, No. 1. – P. 212-219.
4. *Zhang C., Wang Y., Zhu F., Wei G., Li J., Wu C., Gao S., Liu H.* A planar integrated folded reflectarray antenna with circular polarization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. AP-65, No. 1. – P. 385-390.
5. *Касьянов А.О.* Математическое моделирование и расчет характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – № 6 (216). – С. 129-139.
6. *Касьянов А.О.* Антенный обтекатель с угловой фильтрацией на основе металлодиэлектрических дифракционных решеток // Радиотехника. – 2021. – Т. 85, № 7. – С. 70-79.
7. *Касьянов А.О.* Результаты численного исследования характеристик рассеяния антенных обтекателей на основе металлодиэлектрических дифракционных решеток // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 2 (219). – С. 91-105.
8. *Касьянов А.О.* Частотно-избирательный антенный обтекатель на основе металлодиэлектрических дифракционных решеток и перфорированных экранов // Радиотехника. – 2021. – № 3. – С. 39-49.
9. *Freiadenhoven T., Bertuch T., Stanko S., Notel D., Vorst D.I.L., Dallmann T.* Design of a polarimetric rotating SIW-based reflector for polarimetric radar application // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. AP-68, No. 11. – P. 7414-7422.
10. *Чулков В.И.* Математическое моделирование многослойных поляризаторов на меандровых линиях // Радиотехника. – 1994. – № 9. – С. 71-75.
11. *Young L., Robinson L.A., Hacking C.A.* Meander-line polarizer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. AP-21, No. 3. – P. 376-378.
12. *Terret C., Levrel J.R., Mahdjoubi K.* Susceptance computation of a meander-line polarizer layer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1984. – Vol. AP-32, No. 9. – P. 1007-1011.
13. *Chu R-S., Lee K-M.* Analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1987. – Vol. AP-35, No. 6. – P. 652-660.
14. *Wu T.K.* Meander-line polarizer for arbitrary rotation of linear polarization // IEEE Transactions on Microwaves Guided wave Letters. – 1994. – Vol. 4, No. 6. – P. 199-201.

15. *Zhang J.C., Yin Y.Z., Ma J.P.* Mutifunctional meander line polarizer // Propagation Electromagnetic Res. Letters. – 2009. – Vol. 6. – P. 55-60.
16. *Bhattacharyya A.K.* Analysis of multilayer infinite periodic array structures with different periodicities and axes orientations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2000. – Vol. AP-48, No. 3. – P. 357-369.
17. *McNamara D.A.* An octave bandwidth meanderline polarizer consists of five identical sheets //Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1981, Los Angeles, CA, USA.1981. – P. 237-240. – DOI: 10.1109/APS.1981.1148595.
18. *Joyal M.-A., Laurin J.-J.* Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. AP-60, No. 6. – P. 3007-3011.
19. *Wu T.K., Helms D.L.* Meanderline polarization twister, U.S. Patent 4,786,914, Nov. 22, 1988.
20. *Hwang K.C.* Optimization of broadband twist reflector for Ku-band application // Electronics Letters, 31st January 2008. – Vol. 44, No. 3.
21. *Касьянов А.О.* Твист-поляризаторы на основе микрополосковых дифракционных решеток // Антенны. – 2002. – Вып. 5 (60). – С. 34-39.
22. *Delihacioglu K., Uckun S.* Power reflection and transmission coefficients for meander-line polarizers with a chiral slab // ETRI Journal. – February 2003. –Vol. 25, No. 1. – P. 41-48.
23. *Касьянов А.О.* Применение печатных дифракционных решеток для управления поляризацией электромагнитных волн микроволнового диапазона // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 3. – С. 38-60. – DOI: 10.18522/ 2311-3103-2022-3-38-60.
24. *Касьянов А.О.* Трансформаторы поляризации электромагнитных волн микроволнового диапазона на основе печатных дифракционных решеток // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 6. – С. 17-34. – DOI: 10.18522/2311-3103-2021-6-17-34.
25. *Касьянов А.О., Чернышев А.С.* Проходные и отражательные дифракционные решетки, составленные из TFH-печатных переизлучателей. – С. 100-101.
26. *Касьянов А.О., Суматохин К.В.* Результаты численного моделирования поляризаторов на основе микрополосковых дифракционных решеток меандрового типа. – С. 98-99.
27. *Касьянов А.О.* Преобразование поляризации электромагнитных волн с помощью печатных дифракционных решеток в микроволновом диапазоне // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2022. – № 1. – С. 11-31.

REFERENCES

1. *Alonso J.M.I., Calderon G.A., Perez M.S.* SIW antenna with polarized at Ku-band, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2015, Vol. AP-63, No. 1, pp. 2782-2786.
2. *Kas'yanov A.O., Zagrebnev A.S., Logvinenko E.L., chernyshev A.S.* Dvukhpolyarizatsionnye sosredotochenno-raspredelennye fazirovannye antennye reshetki L-, S-diapazonov s polusfericheskim sektorom obzora [Bipolarization concentrated-distributed phased antenna arrays of L-, S-bands with a hemispherical sector of the survey], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2019, Vol. 83, No. 7 (9), pp. 194-201.
3. *Doumanis E., Goussetis G., Gomez-Tornero J.L., Cahill R., Fusco V.* Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2012, Vol. AP-60, No. 1, pp. 212-219.
4. *Zhang C., Wang Y., Zhu F., Wei G., Li J., Wu C., Gao S., Liu H.* A planar integrated folded reflectarray antenna with circular polarization, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2017, Vol. AP-65, No. 1, pp. 385-390.
5. *Kas'yanov A.O.* Matematicheskoe modelirovanie i raschet kharakteristik rasseyaniya pechatnogo chastotno-izbiratel'nogo antennogo obtekatelya [Mathematical modeling and calculation of scattering characteristics of a printed frequency-selective antenna fairing], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2020, No. 6 (216), pp. 129-139.
6. *Kas'yanov A.O.* Antennyy obtekatel' s uglovoy fil'tratsiey na osnove metallodielektricheskikh difraktsionnykh reshetok [Antenna fairing with angular filtration based on metal-dielectric diffraction gratings], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2021, Vol. 85, No. 7, pp. 70-79.

7. *Kas'yanov A.O.* Rezul'taty chislennogo issledovaniya kharakteristik rasseyaniya antennykh obtekateley na osnove metallodielektricheskikh difraktsionnykh reshetok [Results of a numerical study of the scattering characteristics of antenna fairings based on metal-dielectric diffraction gratings], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 2 (219), pp. 91-105.
8. *Kas'yanov A.O.* Chastotno-izbiratel'nyy antennyy obtekatel' na osnove metallodielektricheskikh difraktsionnykh reshetok i perforirovannykh ekranov [Frequency-selective antenna fairing based on metal-dielectric diffraction gratings and perforated screens], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2021, No. 3, pp. 39-49.
9. *Freiadenhoven T., Bertuch T., Stanko S., Notel D., Vorst D.I.L., Dallmann T.* Design of a polarimetric rotating SIW-based reflector for polarimetric radar application, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2020, Vol. AP-68, No. 11, pp. 7414-7422.
10. *Chulkov V.I.* Matematicheskoe modelirovanie mnogosloynykh polyarizatorov na meandrovykh liniyakh [Mathematical modeling of multilayer polarizers on meander lines], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 1994, No. 9, pp. 71-75.
11. *Young L., Robinson L.A., Hacking C.A.* Meander-line polarizer, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 1973, Vol. AP-21, No. 3, pp. 376-378.
12. *Terret C., Levrel J.R., Mahdjoubi K.* Susceptance computation of a meander-line polarizer layer, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 1984, Vol. AP-32, No. 9, pp. 1007-1011.
13. *Chu R-S., Lee K-M.* Analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 1987, Vol. AP-35, No. 6, pp. 652-660.
14. *Wu T.K.* Meander-line polarizer for arbitrary rotation of linear polarization, *IEEE Transactions on Microwaves Guided wave Letters,* 1994, Vol. 4, No. 6, pp. 199-201.
15. *Zhang J.C., Yin Y.Z., Ma J.P.* Mutifunctional meander line polarizer, *Propagation Electromagnetic Res. Letters,* 2009, Vol. 6, pp. 55-60.
16. *Bhattacharyya A.K.* Analysis of multilayer infinite periodic array structures with different periodicities and axes orientations, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2000, Vol. AP-48, No. 3, pp. 357-369.
17. *McNamara D.A.* An octave bandwidth meanderline polarizer consists of five identical sheets //Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1981, Los Angeles, CA, USA.1981, pp. 237-240. DOI: 10.1109/APS.1981.1148595.
18. *Joyal M.-A., Laurin J.-J.* Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2012, Vol. AP-60, No. 6, pp. 3007-3011.
19. *Wu T.K., Helms D.L.* Meanderline polarization twister, U.S. Patent 4,786,914, Nov. 22, 1988.
20. *Hwang K.C.* Optimization of broadband twist reflector for Ku-band application, *Electronics Letters, 31st January 2008,* Vol. 44, No. 3.
21. Kas'yanov A.O. Tvist-polyarizatory na osnove mikropoloskovykh difraktsionnykh reshetok [Twist polarizers based on microstrip diffraction gratings], *Antenny* [Antennas], 2002, Issue 5 (60), pp. 34-39.
22. *Delihacioglu K., Uckun S.* Power reflection and transmission coefficients for meander-line polarizers with a chiral slab, *ETRI Journal,* February 2003,Vol. 25, No. 1, pp. 41-48.
23. *Kas'yanov A.O.* Primenenie pechatnykh difraktsionnykh reshetok dlya upravleniya polyarizatsiey elektromagnitnykh voln mikrovolnovogo diapazona [Application of printed diffraction gratings for controlling the polarization of electromagnetic waves in the microwave range], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 3, pp. 38-60. DOI: 10.18522/ 2311-3103-2022-3-38-60.
24. *Kas'yanov A.O.* Transformatory polyarizatsii elektromagnitnykh voln mikrovolnovogo diapazona na osnove pechatnykh difraktsionnykh reshetok [Transformers of polarization of electromagnetic waves of the microwave range based on printed diffraction gratings], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6, pp. 17-34. DOI: 10.18522/2311-3103-2021-6-17-34.
25. *Kas'yanov A.O., Chernyshev A.S.* Prokhodnye i otrazhatel'nye difraktsionnye reshetki, sostavlennye iz TFH-pechatnykh pereizluchateley. – S. 100-101.

26. *Kas'yanov A.O., Sumatokhin K.V.* Rezul'taty chislennogo modelirovaniya polyarizatorov na osnove mikropoloskovykh difraktsionnykh reshetok meandrovogo tipa [Pass-through and reflective diffraction gratings composed of TFH–printed re–emitters], pp. 98-99.
27. *Kas'yanov A.O.* Preobrazovanie polyarizatsii elektromagnitnykh voln s pomoshch'yu pechatnykh difraktsionnykh reshetok v mikrovolnovom diapazone [Transformation of polarization of electromagnetic waves using printed diffraction gratings in the microwave range*],* *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy* [Electromagnetic waves and electronic systems], 2022, No. 1, pp. 11-31.

Статью рекомендовал к опубликованию: д.т.н., профессор Д.Д. Габриэльян.

Касьянов Александр Олегович – Южный федеральный университет, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, д.т.н.; профессор.

Kasyanov Alexander Olegovich – Southern Federal University; e-mail: kasyanovao@sfedu.ru; Rostov-on-Don, Russia; the department of radio engineering and telecommunication systems; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 621.38 DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-192-206

Д.Ю. Денисенко, Н.Н. Прокопенко, Ю.И. Иванов

СЕМЕЙСТВО АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА (ФНЧ, ФВЧ, ПФ) С НЕЗАВИСИМОЙ ПОДСТРОЙКОЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ*

Рассматривается банк схемотехнических решений активных RC-фильтров второго порядка – фильтр нижних частот, фильтр верхних частот и полосовые фильтры, в которых обеспечивается независимая настройка основных параметров - частоты полюса, добротности полюса и коэффициента передачи. С этих позиций сформулированы требования к трем специальным передаточным функциям многополюсника частотозадающей RC-цепи, которая содержит два резистора и два конденсатора. С помощью выбора коэффициентов числителя первой передаточной функции реализуется тип необходимого фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ). Коэффициенты второй передаточной функции выбираются таким образом, чтобы они влияли только на частоту полюса. Следует отметить, что в зависимости от набора коэффициентов полинома числителя передаточной функции, разработанные схемы обладают свойством понижения частоты полюса или повышения частоты полюса. При этом выбор параметров третьей передаточной функции обеспечивает необходимое затухание полюса. В введении приведено описание обобщенной архитектуры звеньев активных RC-фильтров второго порядка, которая позволяет реализовать алгоритм поэтапной настройки основных параметров и может быть положена в основу синтеза многих других модификаций активных RC-фильтров. Для корректной независимой настройки должна соблюдаться следующая последовательность: частота полюса, вторым этапом идёт настройка добротности полюса, и третьим этапом - масштабный коэффициент передачи. Рассмотрены этапы синтеза данного класса активных RC-фильтров, приведены коэффициенты передаточных функций представленных схем 12 полосовых фильтров, фильтра верхний частот и фильтра нижних частот подтвержденные 14 патентами РФ.

Активные RC-фильтры; фильтр низких частот; фильтр высоких частот; полосовой фильтр; частота полюса; добротность полюса; коэффициент передачи.

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10109-П).