

С. Л. Скрипка, В. В. Данилов, И. С. Павловский

ПЛАНАРНЫЕ СТРУКТУРЫ ВОЛНОВОДНОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ  
МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Киевский национальный университет им. Тараса Шевченко  
2, пр. Глушкова, Киев, 03022, Украина  
E-mail: [SSL@bigmir.net](mailto:SSL@bigmir.net)

Численно и экспериментально исследованы волновые процессы в открытом двусвязном планарном волноводе. Предложена экспериментальная методика измерения фазовой скорости высших мод в планарном волноводе. Согласно результатам эксперимента и математического моделирования, планарный волновод характеризуется малыми потерями, малой дисперсией в квази-ТЕМ-режиме и высокой степенью интеграции, поэтому он представляется перспективным для построения коротких трактов и интегральных схем в мм диапазоне. Показана возможность создания в мм диапазоне фильтров и модулятора на основе планарного волновода. Ил. 10. Табл. 1. Библиогр.: 10 назв.

**Ключевые слова:** волновод, степень интеграции, потери, амплитудно-частотная характеристика, фильтр, ответвитель, модулятор.

Одним из важнейших параметров современных многофункциональных информационных систем является планарность и высокая степень интеграции составляющих элементов. Примером успешной реализации таких параметров может служить технология лазерных информационных каналов на печатных платах с использованием массивов планарных полимерных волноводов, которые обладают высокой степенью интеграции [1], достигающей расстояния 60...250 мкм между волноводами в зависимости от длины волны и толщины самих волноводов.

В то же время в мм и субмм диапазонах крайне необходима замена стандартных объемных волноводов и устройств на планарные интегрируемые элементы и структуры. Стандартные полосковые линии не могут обеспечить технологию интегрируемых структур вследствие наличия общей металлической поверхности, приводящей к существенному росту коэффициента связи между близкорасположенными волноводами, что в свою очередь приводит к росту перекрестных помех между каналами. Неоднократно упоминавшаяся в литературных обзорах двухполосковая (двусвязная) линия [2] не получила в свое время заметного применения из-за отсутствия точного аналитического расчета ее электродинамических параметров.

Используя методы современной компьютерной электродинамики [3], нами была реализована численная модель, позволяющая с высокой точностью провести электродинамический анализ вышеупомянутого волновода вплоть до 1 ТГц [2]. Также в рамках работы был использован комплекс анализаторов СВЧ-цепей, способный проводить измерения до 180 ГГц.

В настоящей работе представлены результаты электродинамического анализа открытого планарного волновода данного типа, а также некоторых структур, реализованных на его основе.

**Электродинамический анализ и эксперимент.** В настоящее время наиболее распространенным методом для проведения расчетов электродинамических процессов в волноводящих структурах со сложными граничными условиями является метод конечных разностей во временной области (*Finite-difference time-domain (FDTD)*) [3–6]. Этот метод позволяет решить систему уравнений Максвелла для электродинамических структур произвольной конфигурации.

Для проведения расчетов в рамках настоящей работы был создан авторский программный пакет. Запрограммированный алгоритм *FDTD*-метода характеризовался следующими параметрами и надстройками:

- для предотвращения переотражений электромагнитных волн от границ расчетного объема, для имитации безэховой камеры, на этих границах были заданы специальные граничные условия *Perfectly Matched Layers (PML)* [4];

- для учета потерь на металлических поверхностях применялись граничные условия Леонтовича [5], а для учета дисперсии и потерь в диэлектриках – доработанная математическая модель полярных диэлектриков [6];

- размеры расчетного объема  $L_x, L_y, L_z$  больше максимальной длины волны, распространяющейся в исследуемой структуре ( $L_x, L_y, L_z > 5\lambda$ );

- общее время расчета  $T = n\Delta t$  намного больше периода переходных процессов.

Для проверки достоверности результатов расчетов в рамках работы были проведены также и экспериментальные исследования. Измерения проводились при помощи анализаторов цепей *HP8720C*, *R2403E* и *R2402E*, при этом для корректного сопряжения стандартного волноводного выхода генератора и планарного двусвязного волновода использовался специальный переход со сверхмалым коэффициентом отражения, коэф-

коэффициент стоячей волны  $K_{СТ}$  которого в случае использования полностью воздушной конфигурации не превышает 1,05. Однако в данной работе этот переход характеризовался диэлектрическим заполнением, поскольку в таком случае он был более технологичным при изготовлении. Его коэффициент стоячей волны не превышал 1,17.

При проведении эксперимента вариант волновода с полностью воздушным заполнением (рис. 1, а) изготавливался электроискровым методом из пластин бериллиевой бронзы толщиной 30...50 мкм марки (БРБ2) с последующим серебрением готовых деталей.

В качестве диэлектрического материала, используемого в процессе исследования, выбран *Duroid RT5880*, характеризующийся диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2,2$  и тангенсом диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta = 0,0009$ . При проведении исследований ширина диэлектрика соответствовала величине  $D_d \geq 5w$ .

*Планарный двусвязный волновод.* Как и в случае, представленном в работе [2], нами проводились исследования трех конфигураций неэкранированного варианта волновода с разной формой диэлектрического заполнения, а также конфигурация волновода с полностью воздушным заполнением (рис. 1).

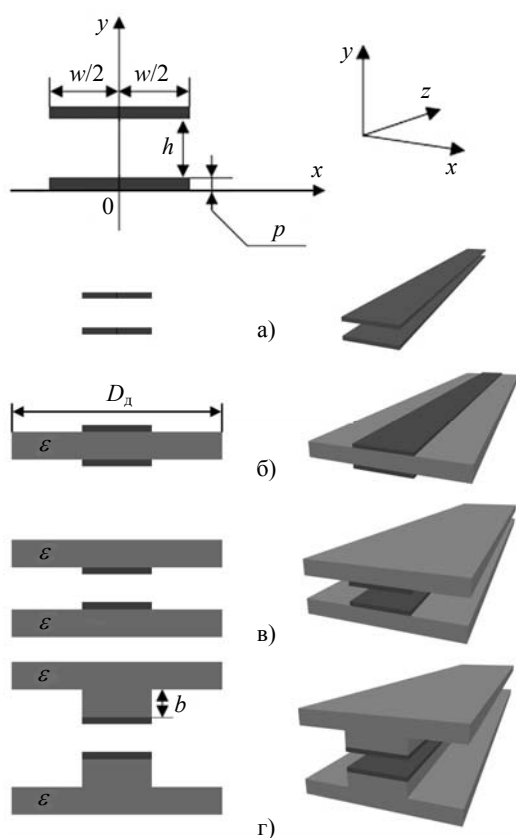


Рис. 1. Варианты планарного двусвязного волновода с разной формой диэлектрического заполнения

Для простоты дальнейшего изложения волновод, показанный на рис. 1, а будет обозначаться как волновод типа (а), волновод, показанный на рис. 1, б – как волновод типа (б) и т. д.

*Дисперсия.* Частотная дисперсия является важной характеристикой, поскольку непосредственно показывает физические свойства волноведущей структуры и ее влияние на распространяющуюся волну.

Для определения дисперсии на основе результатов, полученных *FDTD*-методом, была использована следующая методика. На первом этапе проводились расчеты распространения волн как в основном квази-*TEM*-режиме, так и в многомодовом. При этом в многомодовом режиме фазовое и амплитудное условия возбуждения в плоскости поперечного сечения волновода были выбраны так, чтобы они соответствовали аналитически рассчитанному распределению электромагнитного поля определенной моды.

На основе полученной полной картины электромагнитного поля в волноводе в каждой точке его поперечного сечения рассчитывались фазовая скорость и, следовательно, волновой вектор. Расчеты были проведены при условии, что ширина волновода  $w = 2$  мм.

Результаты расчетов дисперсионных кривых в квази-*TEM* и в многомодовом режимах показаны на рис. 2.

Отметим, что на рис. 2 не представлены дисперсионные характеристики для волноводов с внешним диэлектрическим заполнением (типа (в) и (г)), поскольку вследствие его геометрической сложности определение дисперсии моды  $LM_{10}$  для волноводов такого типа не представляется возможным даже численно. Следовательно, нельзя определить область непрерывного спектра волновых чисел поля излучения, без которого дисперсионные зависимости являются некорректными.

На рис. 2 видно, что каждой моде, выше  $HE_{10}$ , соответствуют две кривые с волновыми числами  $k'_{Z[u]}$  и  $k'_{Z[k]}$ . Такое условное разделение на волновое число в центре ( $k'_{Z[u]}$ ) и на краях ( $k'_{Z[k]}$ ) волноведущей структуры было сделано постольку, поскольку результаты исследования процессов распространения волн показали значительное отличие фазовой скорости волны в разных точках ее поперечного сечения. При этом такая неоднородность волнового фронта сохраняется при любом фазовом и амплитудном условиях возбуждения. Следовательно, в таком открытом волноводе в многомодовом режиме при заданных геометрических параметрах вместо одной конкретной моды распространяется пакет мод, фазовые скорости которых лежат в диапазоне между кривыми  $k'_{Z[u]}$  и  $k'_{Z[k]}$  (см. рис. 2). И только для

волны  $HE_{10}$  сохраняется однородность фазовой скорости в поперечном сечении, что позволяет назвать ее непосредственно 1-й модой планарного волновода. В таком случае экспериментальное исследование моды  $HE_{10}$  представляется возможным, поскольку существует единое фазовое и амплитудное условия ее возбуждения.

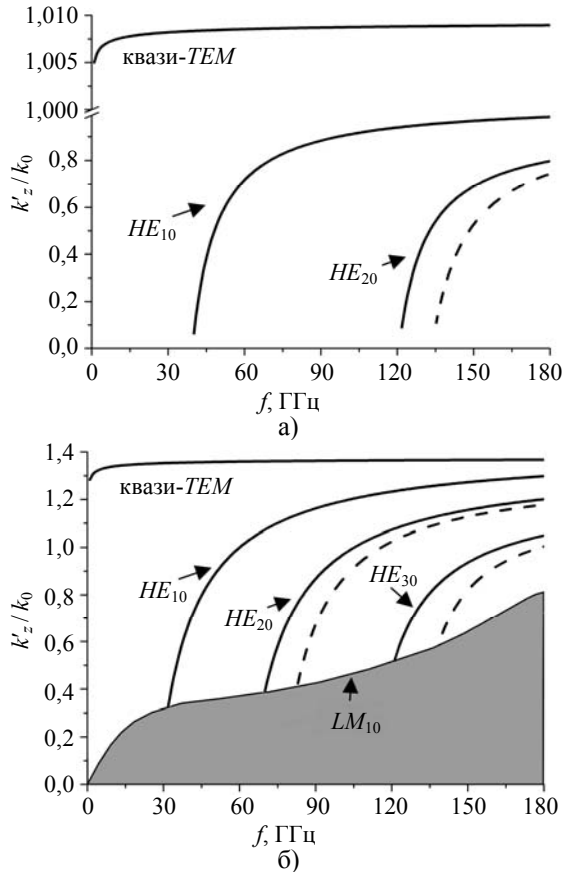


Рис. 2. Рассчитанные дисперсионные зависимости в квази-ТЕМ и многомодовом режимах: а) – дисперсия в волноводе типа (а); б) – дисперсия в волноводе типа (б); - - -  $-k'_{z[и]} / k_0$ ; —  $-k'_{z[к]} / k_0$ ;  $k_0$  – волновое число в свободном пространстве

Методика эксперимента схематически представлена на рис. 3.



Рис. 3. Схема экспериментальной ячейки, используемой для возбуждения моды  $HE_{10}$  и измерения ее длины волны

Для создания условия возбуждения 1-й моды высокочастотный сигнал от генератора разделялся при помощи гибридного ответвителя и направлялся по двум каналам, разность фаз между которыми на резонансной частоте ответвителя составляла  $180^\circ$ . Количество изготовленных гибридных ответвителей было выбрано таким образом, чтобы значения резонансных частот равномерно заполнили исследуемый диапазон.

Далее два канала, ширина которых выбиралась равной  $w < \lambda/4$ , сводились в один более широкий ( $w = 2$  мм) канал длиной  $L = 50$  мм. Поскольку сдвиг фаз между подводящими волноводами составлял  $180^\circ$ , то при их боковом соединении в получившемся более широком волноводе формировалось поперечное распределение поля, соответствующее распределению поля волны  $HE_{10}$ .

На конце широкого волновода верхняя и нижняя металлические полоски замыкались для формирования граничного условия короткого замыкания. Очевидно, что в таком случае в волноводе формировалась стоячая волна, измеряя длину которой, можно непосредственно определить ее фазовую скорость. Как показано на рис. 3, измерения длины волны проводились при помощи воздушным ближнеполевым зондом [2]. Результаты эксперимента в сравнении с результатами расчетов показаны на рис. 4.

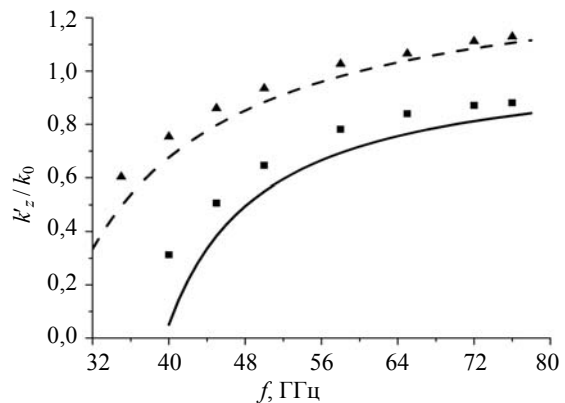


Рис. 4. Рассчитанные и экспериментальные дисперсионные зависимости, полученные для первой моды  $HE_{10}$ : — (расчет), ■ – (эксперимент) волновод типа (а); - - - (расчет), ▲ – (эксперимент) волновод типа (б)

Отметим, что некоторая несогласованность результатов расчета и эксперимента возникает из-за влияния на волновой процесс ближнеполевого зонда, вносимого в эванесцентное поле вокруг планарного волновода.

Однако, несмотря на такую несогласованность, результаты показали, что, с одной стороны, расчеты, проводимые при помощи авторского программного комплекса, являются достоверными, а с другой – такая экспериментальная

методика достаточно эффективна при исследовании волновых процессов в планарных открытых структурах.

**Потери.** Очевидно, что потери в волноводе данного типа также являются важнейшим параметром, так как определяют частотный диапазон, в котором он может быть использован.

При исследовании потерь ширина металлизации волновода была выбрана  $a = \lambda_c / 8$ , где  $\lambda_c$  – длина волны, соответствующая частоте 150 ГГц. В работе [2] были представлены расчетные и экспериментальные результаты исследования электродинамических характеристик планарного волновода вплоть до частоты 120 ГГц, то в рамках данной работы было проведено исследование уже на частоте 180 ГГц.

Результаты численных и экспериментальных исследований потерь в квази-*ТЕМ*-режиме в зависимости от типа волновода и его высоты показаны на рис. 5. Из него видно, что потери в планарном волноводе значительные в сравнении, например, с прямоугольным волноводом, и создание длинных линий на его основе уже не представляется возможным. Однако такой волновод является идеальной структурой для построения широкополосных коротких трактов.

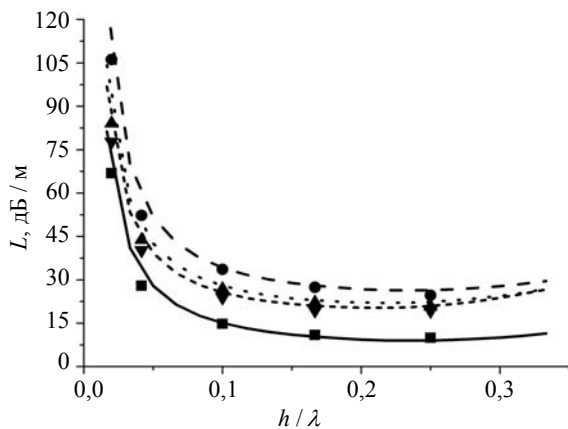


Рис. 5. Зависимость величины потерь от высоты волновода на частоте 180 ГГц: — (расчет), ■ (эксперимент) волновод типа (а); - - - (расчет), ● (эксперимент) волновод типа (б); ····· (расчет), ▲ (эксперимент) волновод типа (в); ······ (расчет), ▼ (эксперимент) волновод типа (г)

**Степень интеграции.** Следующим важным параметром любого современного волновода является его степень интеграции – наименьшее расстояние между двумя близкорасположенными волноводами, на котором их взаимным коэффициентом связи можно пренебречь. Очевидно, что критерий определения такого расстояния будет разным в зависимости от необходимых параметров структуры в каждом конкретном случае. Однако определение зависимости коэффициента связи от высоты волновода и расстояния относи-

тельно его края даст достаточно полное представление о степени интеграции.

В качестве основного подхода была выбрана теория четных и нечетных мод [7, 8], которая применяется для расчета разного рода пассивных элементов, например делителей мощности или направленных ответвителей. Преимущество этого метода состоит в том, что он позволяет рассчитывать коэффициенты связи между многосвязными волноводами исходя только из их волнового сопротивления для каждой из мод. Например, авторами [9] показана возможность расчета коэффициента связи линий произвольной длины ( $L > \lambda / 4$ ) именно при помощи такого метода. Однако сами волновые сопротивления должны быть рассчитаны другим способом на основании конкретной геометрии волновода, что в случае многосвязных структур практически невозможно без использования численных методов.

В нашей работе мы рассмотрим понятие степени интеграции, исследуя стандартный четвертьволновой направленный ответвитель, построенный на основе разных планарных волноводов вследствие того, что его коэффициент связи  $C$  зависит от волновых сопротивлений четных ( $Z_{ВЧ}$ ) и нечетных ( $Z_{ВН}$ ) мод простым соотношением [7].

$$C = \frac{Z_{ВЧ} - Z_{ВН}}{Z_{ВЧ} + Z_{ВН}}, \quad Z_{В} = \sqrt{Z_{ВЧ} Z_{ВН}}. \quad (1)$$

Для расчета коэффициента связи  $C$  при помощи *FDTD*-метода в его рамках были построены модели направленных ответвителей с разными геометрическими параметрами. Расчеты проводились в зависимости от ширины, высоты волноводов и величины щели  $g$  между ними. Некоторые из результатов, полученные при расчете исследуемого волновода высотой  $h = 300$  мкм, в сравнении с результатами, полученными при расчете микрополосковой линии, показаны на рис. 6.

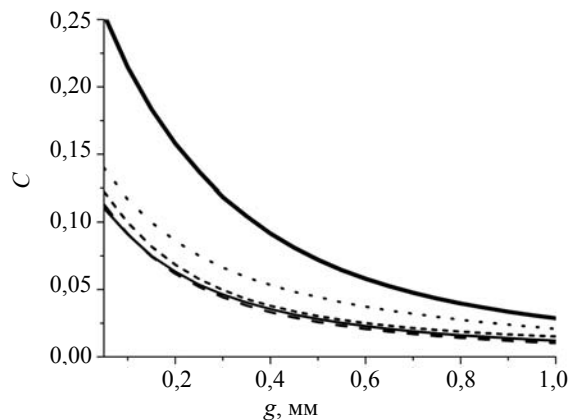


Рис. 6. Зависимость коэффициента связи  $C$  от ширины щели  $g$ : — волновод типа (а); - - - волновод типа (б); ····· волновод типа (в); ······ волновод типа (г); — микрополосковая линия

Однако мы привели не все результаты исследований, поскольку большинство кривых для разных типов планарного волновода при одинаковой высоте характеризуются малым отличием и размещение их на одном графике не представляется возможным.

Отметим, что  $C$  в случае планарного волновода при любых его геометрических параметрах является меньшим, чем в случае микрополосковой линии. Это свидетельствует о том, что планарный волновод обладает большей степенью интеграции, чем его прямой конкурент.

Если сопоставить представленные на рис. 6 зависимости коэффициента связи  $C$  от  $g$  с распределением эванесцентного поля, исследованным в работе [2], то можно заметить подобие динамики изменения изучаемых величин. Дополнительные исследования характеристик эванесцентного поля планарного волновода показали, что динамика изменения  $C$  от  $g$  и нормированной амплитуды эванесцентного поля  $A_s$  от расстояния до края волновода  $l_k$  является идентичной с точностью до 5% для всех видов исследуемых волноводов при фиксированном волновом сопротивлении. Такая закономерность дает возможность определить коэффициент пропорциональности  $K$  между  $C$  и  $A_s$  ( $C \approx KA_s$ ) для каждого типа диэлектрического заполнения планарного волновода, для чего было дополнительно проведено экспериментальное исследование, в процессе которого было изготовлено 10 направленных ответвителей разной геометрии. Результаты исследований волновода с волновым сопротивлением  $Z_B = 50$  Ом представлены в таблице.

Коэффициент пропорциональности	Тип волновода			
	=	—	—	—
$K$	0,136	0,140	0,169	0,151

Таким образом, проведя короткий численный расчет распределения эванесцентного поля планарного волновода, определив  $Z_{ВН}$  и  $Z_{ВЧ}$  исходя из таблицы и формулы (1), а также используя методику, представленную в работе [9], можно рассчитать коэффициент связи линий произвольной длины ( $L > \lambda/4$ ), находящихся на расстоянии  $g$ , что позволит определить степень их интеграции.

*Элементы волноводной базы.* Поскольку нами было показано, что планарный двусвязный волновод характеризуется сравнительно малыми потерями, позволяющими изготовление коротких

трактов с малой дисперсией в квази-*ТЕМ*-режиме, высокой степенью интеграции, а, значит, и высокой добротностью (малым коэффициентом связи с окружающими его электродинамическими структурами) по сравнению, например, с микрополосковой линией, то вызывает интерес возможность создания элементов планарной волноводной базы на его основе и сравнение их электродинамических характеристик с характеристиками существующих аналогов.

Исследования [10] показали, что пассивные структуры, созданные на основе планарного волновода на резонаторном принципе, например фильтры, по сравнению с созданными на основе микрополосковой линии, характеризуются большей крутизной фронтов зон заграждения и пропускания благодаря большей добротности самого планарного волновода. Однако не изучен характер влияния типа волновода на характеристики фильтрующих структур бегущей волны.

Соответственно, далее будет рассмотрена задача распространения волн в фильтре, созданном на основе интерференционного принципа Маха-Цандера. Самой простой структурой такого типа является двухплечевой гребенчатый фильтр (рис. 7, а).

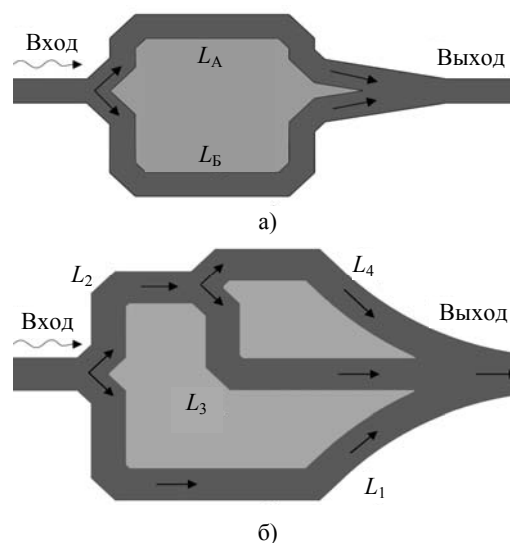


Рис. 7. Схематическая конструкция двухплечевого а) и трехплечевого б) фильтров Маха-Цандера:  $\Delta L = |L_B - L_A|$ ;  $L_1 = 17,4$  мм;  $L_2 = 7$  мм;  $L_3 = 11,6$  мм;  $L_4 = 10,8$  мм

Разный набег фазы сигналов в двух плечах такого фильтра приводит к формированию регулярных узких зон заграждения и широких зон пропускания на его проходной амплитудно-частотной характеристике. Частотное расстояние между зонами заграждения определяется соотношением

$$\Delta f = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon}\Delta L}, \quad (2)$$

где  $\Delta L$  – разность между длиной плеч;  $c$  – скорость света. Очевидно, что двухплечевой интерферометр позволяет создать фильтр с произвольной шириной зон пропускания. Однако наибольший интерес представляет изучение многоплечевого фильтра, поскольку, варьируя количество плеч и их длину, можно синтезировать произвольную нерегулярную амплитудно-частотную характеристику. В данной работе рассмотрен фильтр с тремя плечами (рис. 7, б).

Расчитанная зависимость амплитуды от частоты трехплечевого фильтра, созданного на основе планарного волновода, в сравнении с зависимостью для аналогичного фильтра на основе микрополосковой линии показана на рис. 8.

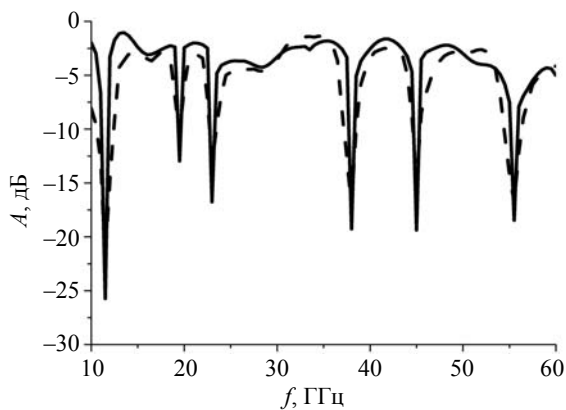


Рис. 8. Амплитудно-частотная характеристика трехплечевого фильтра Маха-Цандера: — волновод типа (б); - - - микрополосковая линия

Результаты показали, что фильтр, созданный на интерференционном принципе, так же, как и фильтр, созданный на резонансном принципе, характеризуется большей добротностью в случае использования планарного двусвязного волновода.

Из рис. 8 видно, что, как и было сказано ранее, зависимость амплитуды от частоты характеризуется нерегулярностью расположения полос заграждения и пропускания в исследуемом диапазоне частот.

Следующим элементом волноводной базы, созданным на основе планарного волновода и изученного в настоящей работе, является *PIN*-модулятор. Его конструкция схематически показана на рис. 9.

Модулятор состоит из отрезка прямоугольного волновода, двух переходов и отрезка планарного волновода с полностью воздушным заполнением, в середине которого были размещены *PIN*-диоды. Поскольку *PIN*-диоды в СВЧ-диапазоне ведут себя как переменные резисторы, эквивалентное сопротивление которых зависит от протекающего через них тока, то именно подачей напряжения  $V$  в  $n$ -область сочленения двух дио-

дов (рис. 9) производилась модуляция распространяющегося сигнала.

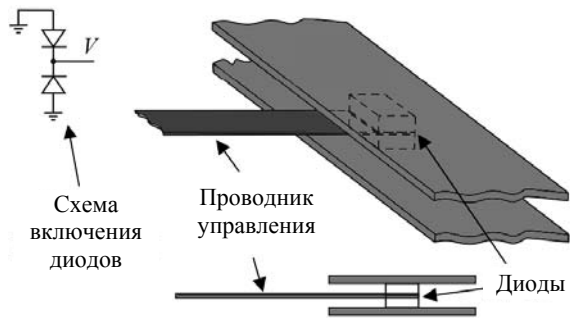


Рис. 9. Схематическая конструкция *PIN*-модулятора

При изготовлении модулятора использовались диоды, геометрическая величина мезоструктуры которых составляла  $50 \times 50 \times 10$  мкм. Ширина планарного волновода  $w = 0,4$  мм, а высота  $h = 50$  мкм. Численные и экспериментальные исследования были проведены в диапазоне частот 78...125 ГГц. Результаты исследований модулятора на основе планарного волновода, в сравнении с аналогом на основе микрополосковой линии, показаны на рис. 10.

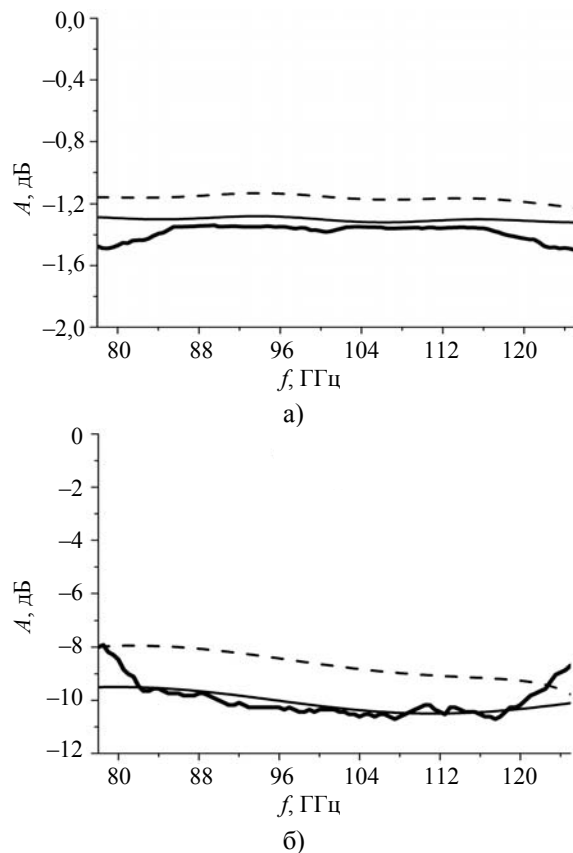


Рис. 10. Амплитудно-частотная характеристика *PIN*-модулятора: а) – состояние пропускания; б) – состояние заграждения; — (расчет) волновод типа (а); — (эксперимент) волновод типа (а); - - - (расчет) микрополосковая линия

Видно, что результаты расчетов хорошо согласуются с результатами эксперимента. Они показывают, что такой модулятор является широкополосным и, в отличие от модуляторов, созданных на основе прямоугольного волновода, может быть использован во всем диапазоне 78...125 ГГц. При этом электродинамические характеристики модулятора не будут зависеть от емкости диодов. К тому же, как видно из рис. 10, модулятор на основе планарного волновода характеризуется лучшими электродинамическими параметрами, чем аналог на основе микрополосковой линии.

К недостаткам такого модулятора можно отнести только малую величину загораживания. Однако, как показывают дополнительные расчеты, такой недостаток устраняется путем последовательного размещения нескольких диодных пар.

**Выводы.** Таким образом, теоретически и экспериментально показана перспективность использования планарного двусвязного волновода при создании элементов волноводной базы в мм диапазоне, а также возможность создания фильтра и модулятора оригинальных конструкций. Исследуемый волновод характеризуется малыми потерями и дисперсией в широком диапазоне частот вплоть до 180 ГГц, что дает возможность изготовления широкополосных коротких трактов даже на частотах, близких к субмм диапазону. Показано, что поскольку планарный волновод характеризуется высокой степенью интеграции, то изготавливаемые на его основе печатные платы могут быть существенно уплотнены по сравнению с аналогами на основе микрополосковых линий с сохранением электродинамических параметров.

Главным полученным результатом можно считать тот факт, что любая структура, созданная на основе планарного волновода, при любых условиях будет обладать лучшими электродинамическими характеристиками, чем аналогичная структура на основе микрополосковой линии.

1. Yoon K. B. Optical backplane systems using waveguide-embedded PSBs and optical slots / K. B. Yoon, I. K. Cha, S. H. Ahn // *J. of Lightwave Technology*. – 2004. – 22, N 9. – P. 2119.
2. Skripka S. L. Electrodynamics of wave processes into two-connected planar wave guide structures / S. L. Skripka, V. V. Danilov // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2009. – 52, N 6. – P. 324–329.
3. Yee K. S. Numerical solutions of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media / K. S. Yee // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1966. – 14, N 3. – P. 302–307.

4. Berenger J. P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J. P. Berenger // *J. of Computational Physics*. – 1994. – 114, N 2. – P. 185–200.
5. Beggs J. H. Finite-Difference Time-Domain Implementation of Surface Impedance Boundary Conditions / J. H. Beggs, K. S. Yee // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1992. – 40, N 1. – P. 49–56.
6. Luebbers R. A. Frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive materials / R. A. Luebbers // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 1990. – 32, N 3. – P. 222–227.
7. Shimizu J. K. Coupled-Transmission-Line Directional Couplers / J. K. Shimizu // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1958. – 6, N 4. – P. 403–410.
8. Paolino D. Design more accurate interdigitated couplers / D. Paolino // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1976. – 15, N 5. – P. 34–38.
9. Young L. The analytical equivalence of TEM-mode directional couplers and transmission-line stepped-impedance filters / L. Young // *Proc. of IEE*. – 1963. – 110, N 2. – P. 275–281.
10. Скрипка С. Л. Планарные фотонные структуры сверхвысококачественного диапазона / С. Л. Скрипка // *Доп. НАН України*. – 2010. – № 1. – С. 83–86.

S. L. Skripka, V. V. Danilov, I. S. Pavlovsky

## PLANAR STRUCTURES OF WAVEGUIDING CIRCUITRY FOR MILLIMETER BAND

The wave processes in opened planar waveguide were investigated numerically and experimentally. Propagation modes phase velocity measurements methodology and technique were proposed and implemented. According to results of experiment and numerical modelling the planar waveguide is characterized by low loss, low dispersion for quasi-TEM-mode and large scale of integration, and therefore it is perspective for development of short waveguiding structures and integrated circuits for millimeter band. Possibility of development of filters and modulator for millimeter band was also demonstrated in this paper.

**Key words:** waveguide, scale of integration, loss, gain-frequency characteristic, filter, coupler, modulator.

С. Л. Скрипка, В. В. Данилов, І. С. Павловський

## ПЛАНАРНІ СТРУКТУРИ ХВИЛЕВІДНОЇ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

За допомогою числового методу та експериментально досліджено хвильові процеси у відкритому двозв'язному планарному хвилеводі. Запропоновано експериментальну методику вимірювання фазової швидкості вищих мод у планарному хвилеводі. Згідно з результатами експерименту та математичного моделювання, планарний хвилевід характеризується малими втратами, малою дисперсією в квазі-TEM-режимі та високим ступенем інтеграції, тому він є перспективним для побудови коротких трактів та інтегральних схем в мм діапазоні. Показано можливість створення в мм діапазоні фільтрів та модулятора на основі планарного хвилеводу.

**Ключові слова:** хвилевід, ступінь інтеграції, втрати, амплітудно-частотна характеристика, фільтр, відгалужувач, модулятор.

Рукопись поступила 07.06.11 г.