

К.В.Боброва, И.А.Булатова, Е.А. Иванова, Э.Ю.Седышев
Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

Расчёт модифицированных линий передач для объёмных интегральных схем СВЧ

Предлагается метод расчета волнового сопротивления модифицированных линий передач в составе объёмных интегральных схем СВЧ. Метод расчета использует эмпирические формулы волновых сопротивлений линий передач, как архив значений погонных параметров модифицируемой линии.

Ключевые слова: объёмные интегральные схемы, линии передач, волновое сопротивление.

Трёхмерные интегральные схемы сверхвысоких частот постепенно завоёвывают позиции в списке функциональных устройств СВЧ. С каждым годом разработчики радиотехнической аппаратуры приближаются к созданию универсальной методики синтеза объёмных интегральных схем (ОИС) СВЧ, эта система должна вобрать в себя все знания о принципах функционирования ОИС, но и практические наработки устройств за предыдущие годы.

На сегодняшний день в мире насчитываются десятки центров и лабораторий, которые заняты только исследованиями объёмных интегральных структур СВЧ. Страны участницы процесса освоения ОИС СВЧ: Россия, США, Япония, Германия.

Первые попытки синтеза ОИС СВЧ в СПбГУТ им.проф.М.А.Бонч-Бруевича были произведены в Лаборатории Синтеза СВЧ устройств ЛЭИС в середине 90-х годов прошлого века, при этом ЛЭИС (ныне СПбГУТ им проф. М.А.Бонч-Бруевича) работал совместно с МЭИС, где трудились основоположники отечественной объёмной интегральной схемотехники В.И.Гвоздев и Е.И.Нефедов [1].

Попытки синтеза «многоэтажных» интегральных схем от фильтров до коммутаторов, к сожалению, в прошлом веке столкнулись с серьезными проблемами, создаваемыми в основном технологическим несовершенством и отсутствием программного продукта моделирования электродинамических систем, а также отсутствием возможности настройки ОИС, которые на сегодняшний день практически полностью решены.

Общие сведения о работе ОИС изложены в литературе [1], авторы сформулировали основные принципы построения (принцип электродинамического соответствия, принцип базового элемента (БЭ)) предполагаемых структур и узлов, а также рассмотрели алгоритмы синтеза произвольных ОИС СВЧ по техническому заданию. Прошлый век в теории ОИС СВЧ закончился в основном разработкой предполагаемых переходов от одного типа линий к другому и интеграцией элементов планарных схем в объём. Здесь, пожалуй, ничего не изменилось и по сравнению с планарными ГИС, основы любой интегральной схемы СВЧ – линии и резонаторы.

Сегодня разработчики микроволновой интегральной техники имеют в своем арсенале более 100 различных линий передачи энергии, многие из которых довольно легко интегрируются в ОИС. Основу этого ряда составляют хорошо известные нам линии:

- полосковая симметричная (несимметричная);

- копланарная:
- щелевая.

Можно только удивляться, что три типа линий дают такое многообразие практических реализаций. Заметим, что даже изменение оси симметрии линии приводит к появлению новой.

Потребность ОИС СВЧ в новых линиях передач сегодня очевидна, а методики расчета рабочих характеристик новых линий позволяли бы разработчику не задумываться о том, что удобная конструктивно линия не может быть рассчитана.

Рассмотрим самый первый исторический пример модификации щелевой линии. Как известно, щелевая линия плохо «уживается» с параллельным включением шлейфов. Дело в том, что в плоскости самой линии можно установить только последовательный шлейф, также трудно и последовательное включение сосредоточенных элементов в щелевую линию. Поэтому в ряде источников середины 90-х годов прошлого века предлагалось разместить правую и левую обкладки линии в разных плоскостях, при этом для простоты установки в слой элементов (диодов, резисторов и т.п.) разработчики предложили сделать перекрытие (рис.1).

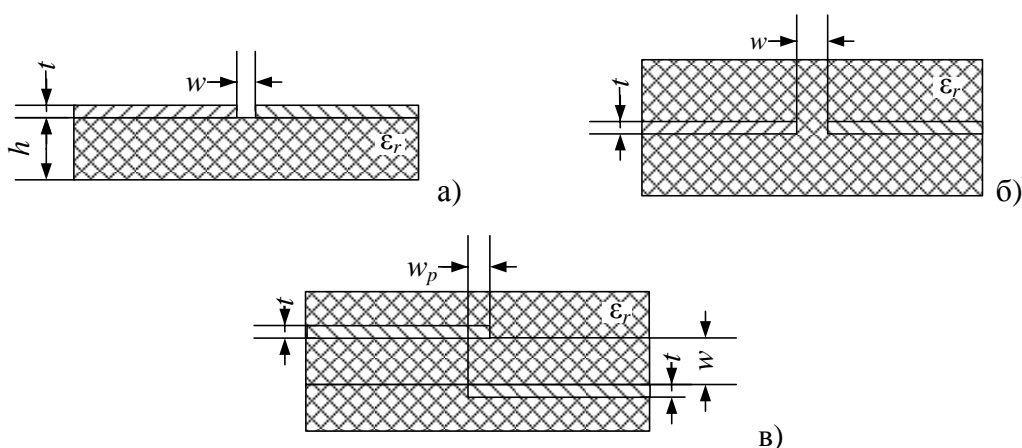


Рисунок 1. Модификация щелевой линии а) щелевая линия, б) щелевая двуслойная линия, в) щелевая трехслойная линия с перекрытием

Такое конструктивное преобразование несет в себе огромный потенциал для разработчика. Меняется не только диапазон волнового сопротивления, но и рабочий диапазон частот, повторяемость устройства, технологичность. К сожалению, методик расчета щелевой линии «с перекрытием» на сегодняшний день в литературе не представлено, хотя некоторые СВЧ-калькуляторы считают похожие линии.

Даже квазистатический расчет волнового сопротивления подобной линии – сложная инженерно-техническая задача. ОИС СВЧ не только требуют новых конструктивных решений, но и должны вбирать в себя все достижения микроволновой техники гибридных интегральных схем. Так, например, классическая несимметричная полосковая линия (НПЛ) может быть модифицирована (или трансформирована) в довольно сложную электродинамическую конструкцию, с которой легко перейти на другие типы линий (рис. 2). Модифицированная несимметричная полосковая линия (МНПЛ) позволяет также легко

перераспределять энергию по полуплоскосям. Она не только конструктивно проста, но и позволяет с легкостью устанавливать связи между подобными линиями в толще ОИС СВЧ.

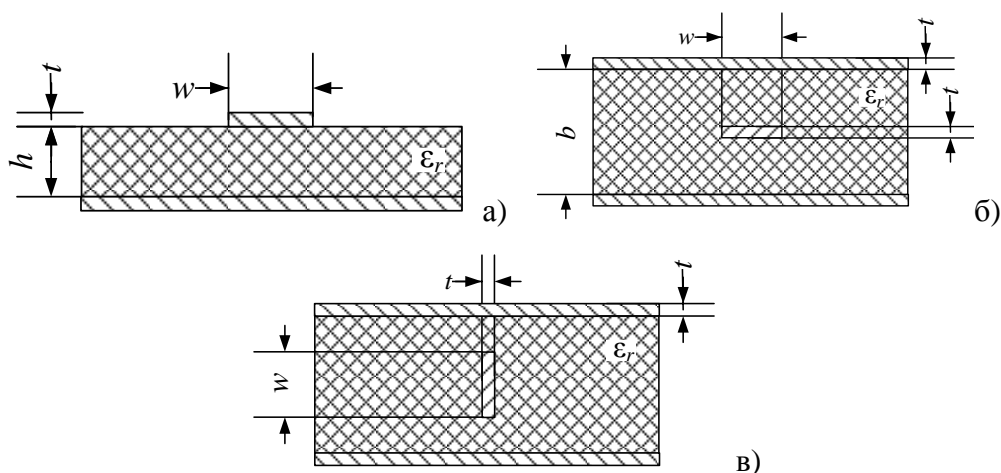


Рисунок 2. Полосковая линия: несимметричная (а), симметричная (б) и модифицированная (в)

Расчет характеристик подобной структуры также сложная инженерно-техническая задача, особенно, если учесть, что номинал вырождающейся емкости существенно уменьшается (емкость плоского конденсатора превращается в торцевую емкость).

Примеры модификаций линий на рисунках 1 и 2 показывают возможность трансформации стандартных линий. Логическим завершением трансформации двух основных типов линий будет модификация копланарного волновода (рис.3), причем предлагаемые две линии обладают новизной даже в смысле самой конструкции.

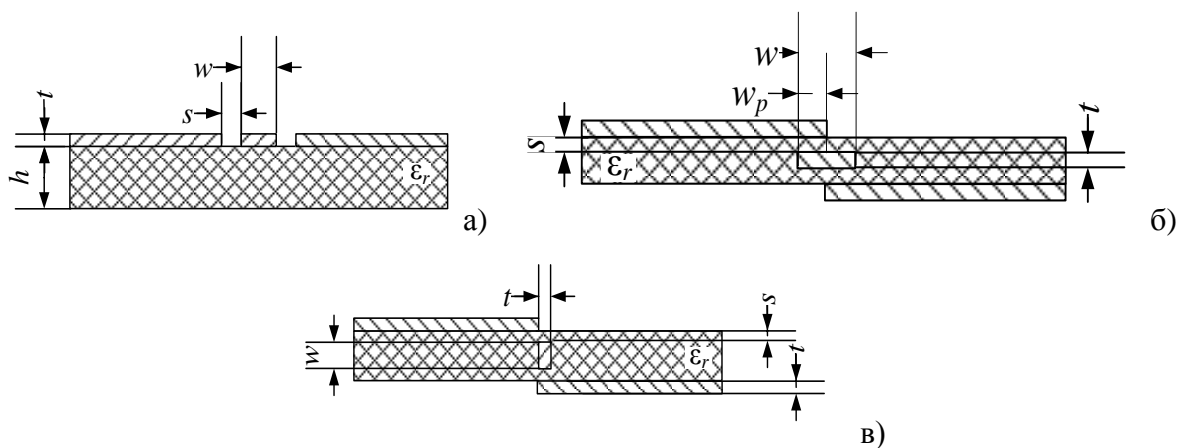


Рисунок 3. Копланарный волновод (а) и модифицированный КВ (б,в)

Расчет основных типов линий ОИС СВЧ сегодня не представляет труда. Инженерные методики расчета параметров линий СВЧ достаточно точны, но имеют большое количество ограничений. Рассчитать волновое сопротивление любой классической (щелевой, симметричной полосковой и симметричной копланарной) линии можно с помощью эмпирических формул, зная геометрические размеры линии [2-4]. К сожалению, любое

изменение основ геометрии линии, её симметрии приводит разработчика к потребности пересмотра методики.

Вначале инженеры научились считать волновое сопротивление двухпроводной линии, которая на СВЧ трансформировалась в классическую щелевую линию. Ограничение при расчете здесь накладывает соотношение «ширина зазора - высота подложки».

Для $0,02 \leq \frac{w}{h} \leq 0,2$

$$Z_0 = 72,62 - 15,283 \cdot \ln \varepsilon_r + 50 \cdot \frac{\left(\frac{w}{h} - 0,02\right) \cdot \left(\frac{w}{h} - 0,1\right)}{\frac{w}{h}} + \ln\left(\frac{w}{h} \cdot 10^2\right) \cdot [19,23 - 3,693 \ln \varepsilon_r] -$$

$$- \left[0,139 \cdot \ln \varepsilon_r - 0,11 + \frac{w}{h} \cdot (0,465 \ln \varepsilon_r + 1,44) \right] \cdot \left(11,4 - 2,636 \ln \varepsilon_r - \frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right)^2. \quad (1)$$

Для $0,2 \leq \frac{w}{h} \leq 1$

$$Z_0 = 113,19 - 53,55 \log \varepsilon_r + 1,25 \frac{w}{h} \cdot (114,59 - 51,88 \cdot \log \varepsilon_r) + 20 \cdot \left(\frac{w}{h} - 0,2\right) \cdot \left(1 - \frac{w}{h}\right) -$$

$$- \left[0,15 + 0,23 \cdot \log \varepsilon_r + \frac{w}{h} \cdot (-0,79 + 2,07 \cdot \log \varepsilon_r) \right] \cdot$$

$$\cdot \left[10,25 - 5 \cdot \log \varepsilon_r + \frac{w}{h} \cdot (2,1 - 1,42 \cdot \log \varepsilon_r) - \frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right]^2. \quad (2)$$

Где w – ширина зазора, h – толщина диэлектрика, t – толщина линии, ε_r - диэлектрическая проницаемость материала, λ_0 - длина волны в свободном пространстве (рис.1а, б).

При анализе формул видно, что диапазон получаемых волновых сопротивлений щелевой линии лежит в довольно узкой полосе значений, причем большая часть геометрической реализации (2) приводит нас к большим значениям волнового сопротивления, что не очень хорошо, так как большие значения волновых сопротивлений не находят практического применения.

Коаксиальная реализация на СВЧ получила свое развитие в виде симметричной полосковой линии, которая также довольно легко считается по формулам с такими же ограничениями, как и щелевая линия. Приведем формулы для расчета симметричной волновой линии, скомпанованные для алгоритмизации:

При $\frac{w}{b} \geq 0,35 \left(1 - \frac{t}{b}\right)$

$$Z_0 \sqrt{\varepsilon_r} = \frac{30\pi}{\left(\left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} \right) \cdot \frac{w}{b} + \left(2 \cdot \left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} \right) \ln \left(\left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} \right) + 1 \right) - \left(\left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} \right) - 1 \right) \ln \left(\left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} \right)^2 - 1 \right) \right) \right)}. \quad (3)$$

При $\frac{w}{b} \leq 0.35 \left(1 - \frac{t}{b}\right)$ и $w \geq t$

$$Z_{\epsilon} \sqrt{\epsilon_r} = 60 \ln \left(\frac{4b}{w \cdot \pi \cdot \left(0.5 + 0.8 \frac{t}{w} - 0.12 \left(\frac{t}{w}\right)^2\right)} \right). \quad (4)$$

Где w – ширина зазора, b – толщина диэлектрика, t – толщина линии, ϵ_r – диэлектрическая проницаемость материала, λ_0 – длина волны в свободном пространстве (рис.2а, б).

Копланарный волновод включает в себе свойства и симметричной полосковой линии, и щелевой, поэтому может служить универсальным средством стыковки этих линий, его характеристическое сопротивление находится также по формулам с наложенными ограничениями на отношение «зазор - центральный проводник».

$$Z_{\epsilon} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{\phi}^t}} \cdot \frac{K'(k_{\phi})}{K(k_{\phi})}. \quad (5)$$

, где $K(k)$ и $K'(k)$ – эллиптические интегралы первого рода, чьи значения могут приближенно вычисляться по инженерным алгоритмам

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & 0.707 \leq k \leq 1 \end{cases}, \quad (6)$$

где:

$$\epsilon_{\phi}^t = \epsilon_{\phi} - \frac{0.7 \cdot (\epsilon_{\phi} - 1) \cdot \frac{t}{w}}{\left[\frac{K(k)}{K'(k)} \right] + 0.7 \frac{t}{w}}, \quad (7)$$

$$\epsilon_{\phi} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ \operatorname{tg} \left[0.775 \ln \left(\frac{h}{w} \right) + 1.75 \right] + \frac{k \cdot w}{h} \left[0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k) \right] \right\}, \quad (8)$$

$$k = \frac{s}{s + 2w}, \quad (9)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (10)$$

$$k_{\phi} = \frac{s + \left(\frac{1.25t}{\pi}\right) \cdot \left[1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right]}{s + \left(\frac{1.25t}{\pi}\right) \cdot \left[1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right] + 2\left(w + \left(\frac{1.25t}{\pi}\right) \cdot \left[1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right]\right)} \approx k + (1 - k^2) \frac{\left(\frac{1.25t}{\pi}\right) \cdot \left[1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right]}{2w}. \quad (11)$$

Где w – ширина центрального проводника, s – ширина щели(зазор), h – толщина диэлектрика, t – толщина линии, ϵ_r - диэлектрическая проницаемость материала, λ_0 - длина волны в свободном пространстве (рис.3а).

Таким образом, инженер при использовании данных типов линий легко может рассчитать волновое сопротивление, однако не любое устройство может быть получено с использованием классических типов линий. Иногда разработчикам приходится, параллельно копланарной трассе включать шлейф согласования (особенно при согласовании транзисторов, которые просто устанавливаются на копланарный волновод). В данной ситуации есть один единственный выход: модифицирование основной линии и разнесение токонесущих пленок по разным слоям (уровням). Сама идея не нова, но не получила широкого распространения, так как расчет характеристик модифицированных линий до настоящего времени не рассматривался. Также отметим, что и сама копланарная линия с перекрытием обладает некоторой новизной.

Нами предлагается следующий **МЕТОД РАСЧЕТА МОДИФИЦИРОВАННЫХ ЛИНИЙ**: трансформация линий (рис.1 (в), рис.3 (б)) всегда идет по пути изменения одного из **РАСПРЕДЕЛЕННЫХ** параметров, как правило, емкости. Поэтому можно считать, что при модификации и щелевой, и копланарной линий **распределенная индуктивность неизменна**.

Зная, что конструктивно меняется лишь один из параметров линии (зазор) и сохраняется неизменным второй (формально сечение проводника), в формуле для волнового сопротивления мы получаем изменение лишь одного погонного параметра (распределенной емкости) линии. Этот параметр, как и его значение до модификации, мы легко найдем квазистатическим приближением, анализируя исходную и новую конфигурацию линии (формулы для различного вида емкостей и их конфигураций в литературе приведены достаточно полно).

Таким образом, мы можем найти из существующих формул 1...11 значение второго погонного параметра (в нашем случае индуктивности). То есть мы используем расчетные формулы 1...11, как «банк данных» погонных индуктивности и емкости. Это оправдано еще и тем, что все эти формулы имеют эмпирические части, которые получены многолетними уточнениями значений волновых сопротивлений линий, полученных путем эксперимента.

Зная погонные индуктивность и емкость исходной линии, произвести трансформацию линии не представляет труда.

В нашем случае мы подставляем в формулу для волнового сопротивления модифицированной линии новое значение погонной емкости и старое значение погонной индуктивности.

Таким образом, мы получаем алгоритм расчета любой модифицированной линии, где, в основном, сохраняется топология поля, и с определенной вероятностью неизменен один из параметров.

Мы провели расчеты, из которых **следует**, что трансформация линий весьма привлекательна, так как диапазоны волновых сопротивлений модифицированных линий расширяют сферы применения исходных.

Рассмотрим подробно наши исследования.

В таблице 1 представлены результаты расчёта модифицированной щелевой линии (рис.1в). Толщина подложки диэлектрика составила 1 мм, $\epsilon_r = 9.7$, толщина металлизации $t = 30$ мкм. Исходя из заданных значений зазора w , рассчитано значение волнового сопротивления Z_B по формулам 1, 2.

По формуле плоского конденсатора (12) рассчитано значение погонной ёмкости линии C , создаваемой щелевыми зазорами, и погонной ёмкости модифицированной линии $C_{\text{мод.}}$, создаваемой краевыми ёмкостями и ёмкостью перекрытия.

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{d}, \quad (12)$$

где ϵ_0 – электрическая постоянная, равная $8,855 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, S – площадь обкладки, d – расстояние между обкладками.

Зная значение волнового сопротивления и погонной ёмкости, из формулы (13) можно рассчитать значение погонной индуктивности L .

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow L = Z \cdot C^2. \quad (13)$$

Положив значение погонной индуктивности неизменным и подставив значение погонной ёмкости модифицированной щелевой линии, можно найти волновое сопротивление модифицированной линии $Z_{\text{в.мод.}}$:

$$Z_{\text{в.мод.}} = \sqrt{\frac{L}{C_{\text{мод.}}}}. \quad (14)$$

Таблица 1. Расчёт волнового сопротивления модифицированной щелевой линии

$w, \text{ мм}$	$Z_B, \text{ Ом}$	$C, \text{ пФ/м}$	$L, \text{ нГн/м}$	$C_{\text{мод}}, \text{ пФ/м}$	$Z_{\text{в.мод.}}, \text{ Ом}$
0,2	55,32	12,88	39,41	454,98	9,31
0,4	61,29	6,44	24,18	227,49	10,31
0,6	65,80	4,29	18,58	151,66	11,07
0,8	69,45	3,22	15,53	113,74	11,68
1,0	72,57	2,58	13,56	91,00	12,21
1,2	75,33	2,15	12,18	75,83	12,67
1,4	77,83	1,84	11,14	65,00	13,09
1,6	80,14	1,61	10,34	56,87	13,48
1,8	82,30	1,43	9,69	50,55	13,84
2,0	84,33	1,29	9,16	45,50	14,19

Как видно из рисунка 4, можно достичь низкого волнового сопротивления щелевой линии при технологически удобной ширине щели.

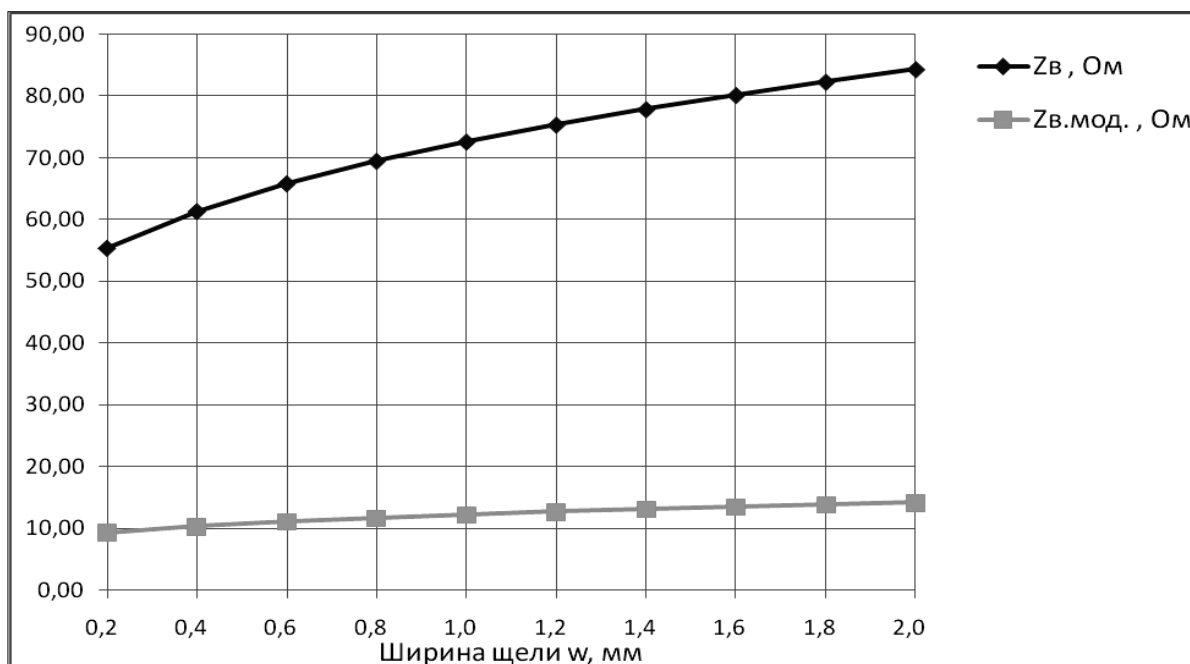


Рисунок 4. Зависимость волнового сопротивления щелевой линии $Z_{в}$ и модифицированной щелевой линии $Z_{в.мод.}$ от зазора w

В таблице 2 представлены результаты расчёта модифицированного копланарного волновода (рис.3б). Толщина подложки диэлектрика составила 1 мм, $\epsilon_r - 2,2$, толщина металлизации $t - 30$ мкм.

Исходя из заданных значений волнового сопротивления $Z_{в}$, рассчитано значение зазора s по формулам 5-11. Остальные значения в таблице 2 рассчитываются аналогичным образом, как и при расчёте щелевой линии.

Таблица 2. Расчёт волнового сопротивления модифицированного КВ

s , мм	$Z_{в}$, Ом	C , пФ/м	L , нГн/м	$C_{мод}$, пФ/м	$Z_{в.мод.}$, Ом
0,01	20	95,49	38,19	413,77	9,61
0,06	50	10,63	26,56	46,04	24,02
0,15	70	3,90	19,09	16,88	33,63
0,42	100	1,39	13,91	6,03	48,04
1,12	140	0,52	10,23	2,26	67,25
2,10	170	0,28	8,04	1,21	81,67
3,10	190	0,19	6,81	0,82	91,27
3,70	200	0,16	6,32	0,68	96,08
5,40	220	0,11	5,24	0,47	105,69
7,60	240	0,08	4,43	0,33	115,29

Как видно из рисунка 5, для копланарного волновода сохраняется та же тенденция, что и для щелевой линии: при том же зазоре s в модифицированном КВ можно достичь меньших значений волнового сопротивления, чем в классическом КВ.

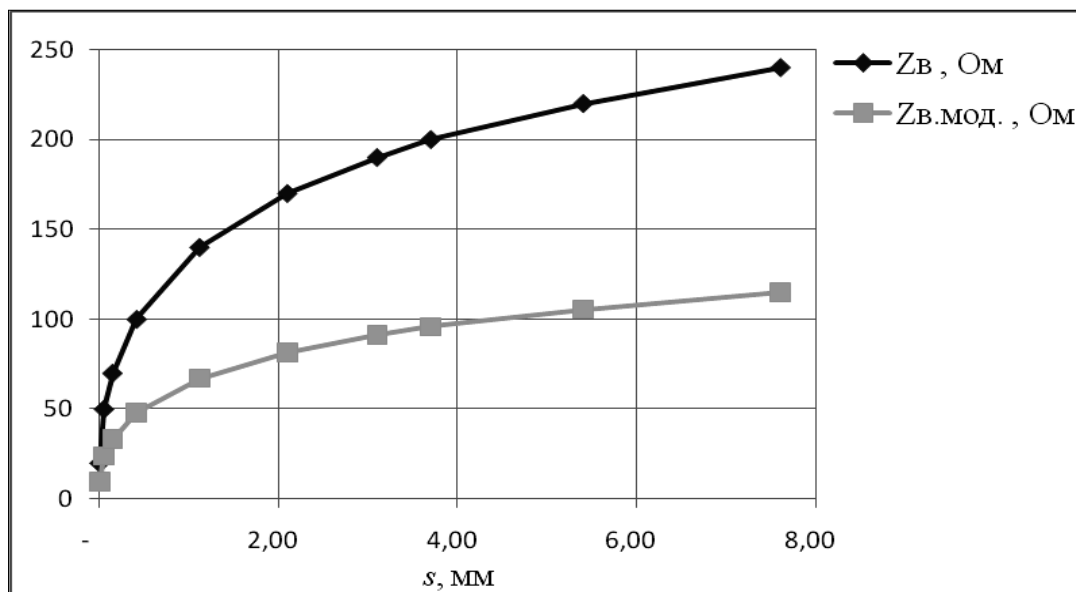


Рисунок 5. Зависимость волнового сопротивления КВ Z_B и модифицированного КВ $Z_{B.мод.}$ от зазора s

Работоспособность модифицированного КВ (рис.3 в) экспериментально проверена на макете (рис. 6).

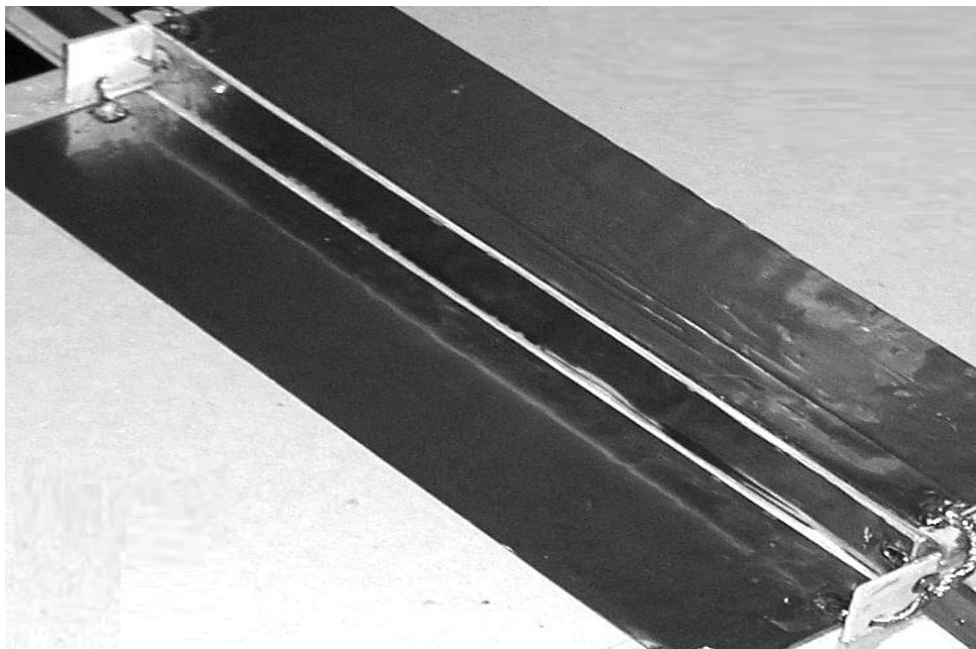


Рисунок 6. Макет модифицированного копланарного волновода

Вывод: очевидно, что каждая модификация линий на рисунках 1, 2 и 3 несёт разработчику дополнительные возможности при синтезе новых устройств СВЧ в составе ОИС,

предлагаемая методика расчета волновых сопротивлений модифицированных линий может быть также распространена и на любые похожие трансформации линий СВЧ.

Библиографический список

1. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. Объёмные интегральные схемы СВЧ // – М.: Наука – Главная редакция физико-математической литературы – 1985.
2. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В. И. Вольмана // – М. «Радио и связь» – 1982.
3. К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. Машинное проектирование СВЧ устройств /перевод с англ. С.Д. Бродецкой, под ред. В.Г. Шейнкмана // - М.: Радио и связь – 1987.
4. Ramesh Garg and K. S. Gupta. Expressions for Wavelength and Impedance of a Slotline// IEEE transactions microwave theory and techniques – august 1976.
5. Перич М.Т., Ильич С.С., Алексич С.Р., Райцевич Н.В., Петров Р.В., Татаренко А.С., Бичурин М.И. Анализ полосковой линии передачи, расположенной вертикально между двумя параллельными бесконечными заземляющими пластинами с использование гибридного метода граничных элементов// Фундаментальные исследования – №1 за 2013 г. (№1).