УДК 621.372.8

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ЭКРАНИРОВАННЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

А. Н. Коваленко *

Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики, г. Москва, Россия

На основе ранее предложенного автором численно-аналитического метода расчёта собственных волн полосковых структур разработана математическая модель экранированных связанных микро-полосковых линий. Она позволяет быстро и с высокой точностью решать задачи как анализа, так и синтеза таких линий. Исследована зависимость основных электродинамических параметров линий от размеров экрана. Установлена возможность выравнивания коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн в широком диапазоне изменения физических и геометрических параметров линий. Представлены результаты расчёта размеров линий, определяемых из решения задач синтеза при условии равенства коэффициентов замедления.

ВВЕДЕНИЕ

Отрезок связанных микрополосковых линий с конечной длиной, используемый в направленных ответвителях, фильтрах и других микрополосковых устройствах, является одним из основных элементов интегральных схем для сверхвысокочастотного диапазона. Его можно описать матрицей рассеяния, элементы которой определяются из решения задачи о собственных волнах регулярных связанных линий. Эффективный численно-аналитический метод решения этой задачи для экранированной микрополосковой линии предложен в статье [1]. В работе [2] этот метод обобщён на экранированные связанные микрополосковые линии в многослойной диэлектрической среде. На основе этого метода разработана математическая модель связанных микрополосковых линий, позволяющая эффективно решать задачи не только анализа, но и синтеза микрополосковых устройств. При проектировании таких устройств актуальной проблемой является выравнивание коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн. Её решение позволяет улучшить электродинамические характеристики микрополосковых устройств на связанных линиях, в частности направленность и развязку микрополоскового направленного ответвителя. В случае равенства коэффициентов замедления упрощается также определение длины отрезка линий на участке связи. В настоящей работе проблема выравнивания коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн в связанных микрополосковых линиях решается путём оптимального выбора размеров экрана. При этом размеры связанных линий (ширина полосковых проводников и расстояние между ними) определяются из решения задач синтеза связанных линий.

1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭКРАНИРОВАННЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Поперечное сечение экранированных микрополосковых линий показано на рис. 1.

При одинаковой ширине полосковых проводников задача о собственных волнах связанных линий сводится к двум задачам о собственных волнах одиночной линии: 1) с магнитной стенкой в плоскости симметрии x=a, 2) с электрической стенкой в этой плоскости. Из первой задачи

^{*} aleks-kovalenko@mail.ru

определяются собственные волны чётного типа (синфазные волны), из второй — нечётного типа (противофазные волны). Для волн чётного типа в плоскости симметрии равна нулю тангенциальная составляющая напряжённости магнитного поля. Для волн нечётного типа в этой плоскости равна нулю тангенциальная составляющая напряжённости электрического поля. Обе задачи сведены к решению бесконечной однородной системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно коэффициентов разложения плотности тока на полосковом проводнике по чебышевскому базису. Для собственных волн нечётного типа выражения для матричных коэффициентов, представленных в виде бесконечных рядов, имеют такой же вид, как и для экранированной микрополосковой линии [1]. Для

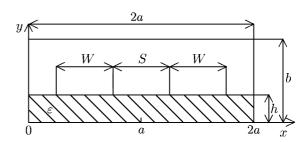


Рис. 1. Поперечное сечение экранированных связанных микрополосковых линий. Здесь W — ширина полосковых проводников, S — расстояние между проводниками, h — толщина подложки, ε — относительная диэлектрическая проницаемость подложки, 2a и b — размеры экрана. Оси x и y декартовой системы координат направлены вдоль сторон поперечного сечения

собственных волн чётного типа выражения для матричных коэффициентов представляются в аналогичном виде [2]. Использование в качестве базиса полиномов Чебышева с весовыми функциями, учитывающими в явном виде особенность поля на краях полосковых проводников, обеспечивает быструю сходимость разложений плотности тока.

Основными электродинамическими параметрами связанных линий являются коэффициенты замедления и волновые сопротивления синфазной и противофазной волн. Через них определяются элементы матрицы рассеяния и рабочие характеристики восьмиполюсника в виде отрезка связанных линий с конечной длиной. Коэффициенты замедления находятся из условия равенства нулю определителя СЛАУ. Волновые сопротивления определяются через мощность и ток и представляются в виде бесконечных рядов, аналогичных приведённым в работе [3]. При разработке алгоритма расчёта коэффициентов замедления и волновых сопротивлений предложенным в статье [1] способом улучшена сходимость рядов для матричных коэффициентов СЛАУ и рядов для волновых сопротивлений. Улучшение сходимости рядов позволяет существенно сократить время численной реализации алгоритма. На основе последнего создана компьютерная программа, позволяющая с высокой точностью и скоростью решать задачи анализа и синтеза связанных микрополосковых линий в широком диапазоне изменения их параметров.

При решении задач анализа по заданным размерам линий, диэлектрической проницаемости подложки и частоты определяются коэффициенты замедления n_1 , n_2 и волновые сопротивления синфазной и противофазной волн соответственно. Находятся также элементы матрицы рассеяния и выражающиеся через них рабочие характеристики восьмиполюсника в виде отрезка связанных линий при заданных значениях его длины и волнового сопротивления подводящих линий. Время решения задачи анализа в широком диапазоне изменения параметров на персональном компьютере среднего класса составляет $10 \div 20$ мс.

При решении задач синтеза по заданным волновым сопротивлениям Z_1, Z_2 определяются ширина полосковых проводников W и расстояние S между ними, а также высота экрана b, при которой возможно равенство коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн. Могут также задаваться либо коэффициент связи $K=(Z_1-Z_2)/(Z_1+Z_2)$, либо связь $C=20\lg(1/K)$, а также волновое сопротивление $Z_0=\sqrt{Z_1Z_2}$. В этом случае вначале по заданным величинам C и Z_0 определяются значения Z_1 и Z_2 , а затем размеры W и S. При разработке алгоритма ре

S/h		0,05	0,10	0,20	0,50	2,00	5,00	10,00
N = 1	n_1	2,760	2,768	2,778	2,791	2,741	2,669	2,653
	n_2	2,399	2,402	2,409	2,434	2,550	2,635	2,651
	Z_1 , Om	72,42	70,78	68,23	63,26	55,27	52,37	51,19
	Z_2 , Om	29,32	30,90	33,38	38,37	46,89	50,22	51,31
N=5	n_1	2,770	2,774	2,781	2,790	2,741	2,669	2,654
	n_2	2,358	2,368	2,384	2,422	2,550	2,636	2,651
	Z_1 , Om	69,16	68,19	66,47	62,56	55,27	52,34	51,41
	Z_2 , Om	24,05	27,12	31,08	37,57	46,89	50,20	51,17
N = 9	n_1	2,770	2,774	2,781	2,790	2,741	2,669	2,654
	n_2	2,358	2,368	2,384	2,422	2,550	2,636	2,651
	Z_1 , Om	69,14	68,18	66,46	62,55	55,27	52,34	51,41
	Z_2 , Om	23,85	27,05	31,07	37,56	46,89	50,20	51,17

Таблина 1

шения задач синтеза использовался метод Хука и Дживса [4]. Время решения задачи синтеза не превышает $1 \div 2$ с.

Работа программы проверялась в следующем диапазоне изменения параметров линий: $0.1 \le W/h \le 10;\ 0.05 \le S/h \le 10;\ 1.1 \le b/h \le 20;\ 2W/h \le a/h \le 50;\ 1.001 \le \varepsilon \le 20;\ 0.1 \le f_n[\Gamma\Gamma \mathbf{q} \cdot \mathbf{m}\mathbf{m}] \le 30,$ где $f_n = fh,\ f$ — частота.

В результате расчётов, выполненных на персональном компьютере, исследована сходимость разработанного алгоритма и решён вопрос о выборе порядка редуцированной СЛАУ N=4L+1, где 2L и 2L+1— число учитываемых членов в разложениях поперечной и продольной составляющих плотности тока на полосковом проводнике соответственно. Также определено число M (см. ниже), которое нужно учитывать в рядах для матричных коэффициентов и волновых сопротивлений после улучшения сходимости этих рядов.

Число L в указанном диапазоне изменения параметров не превышает 2. Число M при $b/h \ge 2$ выбирается как максимальное из чисел E(a/h), $E(\xi a/h)$, 20, где E(x) — целая часть x, $\xi = f_n[\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathsf{mm}] \sqrt{\varepsilon}/50$. При b/h < 2 число M увеличивается в h/(b-h) раз. При таком выборе чисел L и M погрешность расчёта не превышает 0,05% для коэффициентов замедления и 0,1% для волновых сопротивлений. Быстрая сходимость алгоритма даже при малых расстояниях между проводниками подтверждается данными, представленными в табл. 1, в которой приведены результаты расчёта коэффициентов замедления n_1, n_2 и волновых сопротивлений Z_1, Z_2 при $a/h = 20, b/h = 10, W/h = 1, \varepsilon = 9,6, f_n = 10 [\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathsf{mm}]$ и различных значениях порядка редуцированной СЛАУ N и отношения S/h.

Из данных табл. 1 следует, что при S/h>10 дальнейшее увеличение отношения S/h практически не влияет на электродинамические параметры связанных линий.

2. ВЫРАВНИВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЗАМЕДЛЕНИЯ СИНФАЗНОЙ И ПРОТИВОФАЗНОЙ ВОЛН

В результате анализа численных результатов установлено, что при b/h > 10 и a/h > W/h + S/(2h) + 10 размеры экрана 2a и b практически не влияют на электродинамические параметры связанных линий. При таких размерах экрана можно моделировать открытые микрополосковые линии. Особенностью открытых связанных микрополосковых линий по сравнению с линиями в однородной среде является отличие коэффициентов замедления синфазной и противофазной

Таблина 2

S/h	0,10	0,20	0,50	1,00	2,00	5,00	10,00	
W/h = 0.25	n_1	2,302	2,302	2,303	2,303	2,303	2,303	2,302
	n_2	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302
	Z_1 , Om	113,2	107,0	95,40	86,11	81,18	78,65	78,62
	Z_2 , Om	40,10	48,25	61,38	71,08	77,09	78,62	78,64
W/h = 0.5	n_1	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303
	n_2	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302
	Z_1 , Om	83,04	79,59	72,37	66,08	61,91	60,82	60,81
	Z_2 , Om	32,96	38,83	48,33	55,37	59,71	60,81	60,82
W/h = 1.0	n_1	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303
	n_2	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,303
	Z_1 , Om	54,98	53,40	49,87	46,56	44,26	43,65	43,65
	Z_2 , Om	26,59	30,40	36,31	40,52	43,02	43,65	43,65
W/h = 2.0	n_1	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303	2,303
	n_2	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302	2,302
	Z_1 , Om	32,89	32,32	30,97	29,64	28,67	28,40	28,40
	Z_2 , Om	20,23	22,19	25,10	27,04	28,14	28,40	28,40

волн и их частотная зависимость. Это приводит к принципиальной невозможности идеального согласования и развязки восьмиполюсника в виде отрезка связанных линий с конечной длиной. В случае экранированных линий возможно равенство коэффициентов замедления при высотах экрана, меньших удвоенной толщины подложки [5].

Важным параметром, определяющим качество согласования и развязки, является коэффициент $q=(n_1-n_2)/(n_1+n_2)$. Через него выражаются элементы матрицы рассеяния восьмиполюсника. При q его характеристики улучшаются. При q=0 возможны идеальное согласование и идеальная развязка на заданной частоте.

Для открытых линий $(a/h\gg 1\ \text{и}\ b/h\gg 1)$ коэффициент q положителен. При уменьшении отношения $b/h\ q$ уменьшается и при b/h<2 может менять знак. В этом случае возможно точное равенство коэффициентов замедления на заданной частоте. При уменьшении $f_n\ll 1\ [\Gamma\Gamma\mathfrak{q}\cdot\text{мм}]$ равенство коэффициентов замедления происходит при $b/h\approx 2$ в широком диапазоне изменения параметров. В табл. 2 приведены результаты расчёта коэффициентов замедления и волновых сопротивлений при $f_n=0,1\ [\Gamma\Gamma\mathfrak{q}\cdot\text{мм}],\ b/h=2,\ a/h=20,\ \varepsilon=9,6$ и различных значениях W/h и S/h.

С увеличением параметра f_n отношение b/h, при котором q=0, уменьшается. При этом сужается область изменения параметров W/h и S/h, при которых возможно равенство коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн.

В результате расчётов, выполненных на персональном компьютере, исследована зависимость коэффициента q от отношения b/h при различных значениях a/h, f_n , W/h и S/h, определяемых из решения задач синтеза при заданных значениях связи C и волнового сопротивления Z_0 .

В результате проведённого исследования установлено, что точное равенство коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн, соответствующее q=0, возможно в ограниченном диапазоне изменения параметра f_n ($0 < f_n \le f_{n\, \rm max}$). Для линий с широким верхним экраном ($a/h \ge 10$) при $\varepsilon = 9.6$; $Z_0 = 50$ Ом и C = 10 дБ величина $f_{n\, \rm max} \approx 4$ [ГГц·мм]. С увеличением связи C параметр $f_{n\, \rm max}$ уменьшается: при C = 20 дБ имеем $f_{n\, \rm max} \approx 2$ [ГГц·мм]. Путём уменьшения ширины экрана можно существенно увеличить $f_{n\, \rm max}$. При a/h = 2 величина $f_{n\, \rm max} \approx 15$ [ГГц·мм]

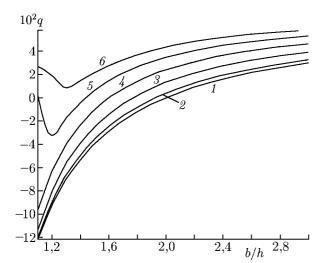


Рис. 2. Зависимости коэффициента q от высоты экрана для связанных линий с широким верхним экраном. Кривые 1-6 отвечают параметру f_n , равному 0.1; 1; 2; 3; 4 и 5 соответственно

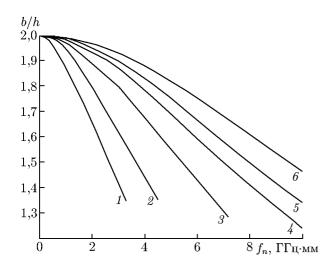


Рис. 4. Зависимости высоты экрана от частоты при различной ширине экрана и равенстве коэффициентов замедления. Кривые 1-6 отвечают значениям параметра a/h, равным 20; 10; 5; 3; 2,5 и 2 соответственно

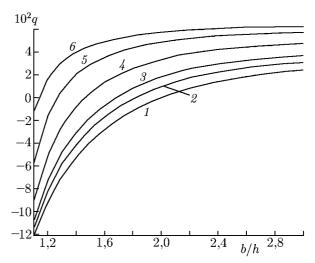


Рис. 3. Зависимости коэффициента q от высоты экрана для связанных линий с узким верхним экраном. Кривые $1\!-\!6$ отвечают параметру f_n , равному $0,1;\ 5;\ 7;\ 10;\ 13$ и 15 соответственно

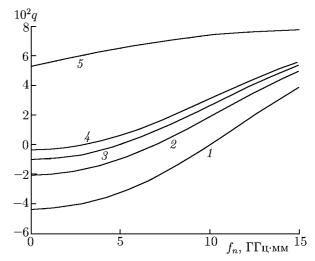


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициента q для линий с узким и широким экраном. Кривая 1 отвечает равенству q=0 при $f_n=10$ $\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathrm{mm}$, кривая 2- при $f_n=7$ $\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathrm{mm}$, кривая 3- при $f_n=5$ $\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathrm{mm}$, кривая 4- при $f_n=3$ $\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathrm{mm}$. Кривая 5 рассчитана при $f_n=5$ $\Gamma\Gamma \mathfrak{q} \cdot \mathrm{mm}$. Кривая 5 рассчитаные для линий с широким экраном при других значениях f_n , практически не отличаются от кривой 5

для C=10 дБ и $f_{n\max}\approx 13$ [ГГц · мм] для C=20 дБ.

На рис. 2 и 3 приведены графики, показывающие зависимость коэффициента q от величины b/h при различных значениях параметра f_n для линий с широким $(a/h=10, \, {\rm puc.}\, 2)$ и узким $(a/h=2, \, {\rm puc.}\, 3)$ верхним экраном.

На рис. 4 представлены графики зависимости высоты экрана, определённой из решения задачи синтеза (при $Z_0=50$ Ом, C=10 дБ и q=0), от частоты при различной ширине экрана.

Таблина 3

f_n , $\Gamma\Gamma$ ц·мм		0,1	1,0	3,0	5,0	7,0	10,0	13,0
C = 8 дБ	b/h	2,000	1,992	1,932	1,825	1,693	1,487	1,303
	W/h	0,576	0,574	0,558	0,526	0,486	0,416	0,346
	S/h	0,107	0,106	0,104	0,099	0,093	0,083	0,076
	n	2,302	2,302	2,301	2,299	2,294	2,281	2,251
C = 10 дБ	b/h	2,000	1,991	1,929	1,818	1,681	1,463	1,265
	W/h	0,639	0,635	0,618	0,585	0,538	0,451	0,354
	S/h	0,197	0,196	0,190	0,180	0,167	0,147	0,134
	n	2,302	2,302	2,300	2,296	2,289	2,267	2,213
C=13 дБ	b/h	2,000	1,991	1,920	1,806	1,658	1,421	1,204
	W/h	0,690	0,689	0,669	0,632	0,576	0,469	0,323
	S/h	0,366	0,365	0,353	0,331	0,305	0,264	0,220
	n	2,302	2,302	2,298	2,292	2,280	2,239	2,135
C=15 дБ	b/h	2,000	1,991	1,922	1,798	1,640	1,390	1,161
	W/h	0,708	0,705	0,686	0,648	0,589	0,464	0,280
	S/h	0,493	0,491	0,474	0,443	0,405	0,345	0,289
	n	2,302	2,302	2,298	2,289	2,271	2,216	2,068
C=18 дБ	b/h	1,999	1,990	1,916	1,782	1,611	1,335	1,101
	W/h	0,718	0,716	0,697	0,657	0,591	0,435	0,198
	S/h	0,695	0,692	0,667	0,620	0,560	0,463	0,356
	n	2,302	2,301	2,296	2,284	2,258	2,170	1,949
C=20 дБ	b/h	1,999	1,990	1,913	1,770	1,589	1,294	1,070
	W/h	0,718	0,718	0,697	0,656	0,587	0,405	0,148
	S/h	0,834	0,831	0,799	0,740	0,668	0,533	0,383
	n	2,302	2,301	2,296	2,280	2,247	2,133	1,875

При заданной частоте с уменьшением ширины экрана увеличивается его высота и расширяется область изменения параметров, в которой возможно выравнивание коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн. В табл. 3 приведены результаты решения задачи синтеза экранированных связанных микрополосковых линий с узким экраном (a/h=2) при $\varepsilon=9.6$ и $Z_0=50$ Ом. Высота экрана b определялась из условия равенства коэффициентов замедления синфазной и противофазной волн: $n_1=n_2=n$.

Частотные зависимости коэффициента q при C=10 дБ приведены на рис. 5 для линий с узким экраном (a/h=2); кривые 1–4), а также, для сравнения, для линий с широким экраном $(a/h=20,\,b/h=10)$; кривая 5).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана математическая модель экранированных связанных микрополосковых линий, основанная на строгом решении граничной задачи электродинамики. Она позволяет получить численные результаты с большой точностью и с малыми вычислительными затратами. Высокие точность и скорость расчётов позволяют эффективно использовать эту модель как при инженерном проектировании, так и в системах анализа и оптимизации микрополосковых устройств на связанных линиях. Путём уменьшения ширины экрана можно существенно расширить область изменения параметров, в которой возможно выравнивание коэффициентов замедления синфаз-

ной и противофазной волн. Представленные в работе численные результаты могут быть непосредственно использованы при проектировании микрополосковых направленных ответвителей с высокой направленностью в широком диапазоне изменения их параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Коваленко А. Н. // Изв. вузов. Радиофизика. 1978. Т. 21, № 2. С. 188.
- 2. Коваленко А. Н. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 12. С. 759.
- 3. Коваленко А. Н. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ. М.: МИРЭА, 1988. С. 28.
- 4. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств устройств. М.: Радио и связь, 1987. 432 с.
- 5. Лерер А. М., Михалевский В. С. // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 3. С. 470.

Поступила в редакцию 18 ноября 2014 г.; принята в печать 12 апреля 2015 г.

ELECTRODYNAMIC ANALYSIS AND SYNTHESIS OF SHIELDED COUPLED MICROSTRIP LINES

A. N. Kovalenko

We develop a mathematical model of shielded coupled microstrip lines basing on the numerical analytic method of calculating eigenwaves of strip structures, which was proposed by the author earlier. This model allows one to solve the problems of both analysis and synthesis of such lines fast and with high accuracy. The dependence of main electrodynamic parameters of such lines on the shield size is studied. The possibility to align the delay coefficients of the inphase and antiphase waves is confirmed in a wide range of variations in the physical and geometric parameters of the lines. The results of calculating the line dimensions, which are determined on the basis of solving synthesis problems upon the conditions of equality of the delay coefficients, are presented.