



TESI DOCTORAL

Títol

Modelatge multimodal de transicions i asimetries
en línies three-line-microstrip

Realitzada per

Juan Pablo Rodríguez Cepeda

en el Centre

Enginyeria i Arquitectura La Salle

i en el Departament

Comunicaciones i Teoria del Senyal

Dirigida per

Miquel Ribó i Pal

AGRAÏMENTS

Un cop en un llibre vaig llegir una frase que deia que una resposta és sempre el final d'una recerca. La meva particular recerca es va iniciar fa aproximadament quatre anys quan, en una de les meves visites a un dels savis que hom pot trobar en aquest planeta Terra, a les meves orelles va sonar la següent frase: "Pablo, és moment d'iniciar la Tesi". Dit i fet. Poc després em vaig posar mans a l'obra fins arribar al dia d'avui on, tot i tenir moltes i moltes preguntes encara per respondre, la meva recerca ha arribat a la seva fi.

Evidentment, el camí fins a aquest punt no ha estat ni molt menys senzill. Són moltes les vegades que m'he perdut i he hagut de tornar. Moltes més les que m'he caigut i m'he hagut d'aixecar. Però, malgrat el meu esforç i la meva perseverança, no hagués pogut recórrer ni tan sols una sola passa si no hagués comptat amb el vostre suport. Particularment, crec que els èxits en aquesta vida mai són obra d'una sola persona sinó que sempre és el resultat de la feina feta en equip. Mireu si pot ser-ne de certa aquesta frase que fins i tot, un home al que la gent anomena "the Boss", diu que sense l'ajuda i suport de la seva banda no es veu capaç d'anar enlloc.

Vosaltres sou la meva estimada banda. I com ell fa en els seus certs concerts, m'agradaria agrair membre a membre tot aquest suport que m'heu donat. En primer lloc, vull donar les gràcies a la meva família, el Dani, l'Ila i molt especialment a la meva mare, l'Analia, la qual sempre ha estat al meu costat i m'ha recolzat de manera incondicional en aquesta empresa. També vull agrair al meu amic i company Albert-Miquel. Crec que si no fos per ell avui dia encara estaria fent els cursos de doctorat. Gràcies també als dos altres integrants de la ja desmantellada secció d'electromagnetisme, el "Peixe" i el JR. Ha estat un autèntic plaer poder treballar al vostre costat tot aquest temps. No puc oblidar-me d'en Pau. Un autèntic crack com a persona. Ell ha estat qui m'ha fet veure que era una persona afortunada. M'ha costat molt però, finalment, he aconseguit entendre perquè m'ho deia. Vull agrair al Simó, al Ricard i al David, tres grans companys que han estat al meu costat en els moments difícils. També vull tenir unes paraules per a la resta de membres del departament, el Raül, el Marc, el Guille, el Joan i la Gemma, persones sense les quals això no hagués estat el mateix. Moltes i moltes gràcies a dos grans amics, el Carinyet i el Toni. Al primer per ser com és i per haver estat al meu costat en els moments més difícils. Al segon, pel mateix i per haver-me obert els ulls amb els seus dos grans teoremes de "El bocata de Chorizo" i "El milagro de Lanzarote". Vull tenir un agraïment molt i molt especial per a l'Eu. Una persona que m'ha seguit molt de prop, que m'ha escoltat sempre que ho he necessitat, que m'ha fet riure i que m'ha ajudat quan ho he necessitat. Eu, tu saps que per a tu guardo un seient preferencial al tren de la

meva vida. També agrair el suport dels meus millors amics el Rubén, l'Hector, el Vicky, el Fanés, el David i la Bàrbara. Tots ells d'alguna o altra manera han estat components essencials d'aquesta banda.

Finalment, m'agradaria acabar la presentació de la meva banda tal i com el Boss ho sol fer. "And last but not least". I per últim però no menys important. Una gran banda necessita un gran director. I la meva banda té el millor director amb què es pot comptar. Miquel, moltes i moltes gràcies. Gràcies per haver-me obert la porta del món de la recerca, per haver-me ensenyat a gaudir de la feina ben feta i, sobretot, per haver-me format com a persona. És un orgull tenir una tesi doctoral en la qual com a director figuri el teu nom. Sense tu això no hagués estat possible. Miquel, aquest èxit també és teu.

“The important thing is not to stop questioning”

Albert Einstein

RESUM

Una línia de transmissió three-line-microstrip consisteix en tres pistes paral·leles practicades sobre la cara d'un dielèctric amb un pla de massa inferior. La propagació en aquesta línia es pot descriure en termes de tres modes fonamentals anomenats ee, oo i oe. Tot i que aquests modes són ortogonals interaccionen entre sí a qualsevol transició, discontinuïtat o asimetria. En el pla d'una transició o asimetria es genera un intercanvi d'energia o conversió modal en el que prenen part tots els modes.

En aquest treball s'analiza la conversió modal que s'origina en un conjunt de transicions i asimetries construïdes sobre línies three-line-microstrip. L'estudi es realitza aplicant la tècnica de l'anàlisi multimodal. L'ús d'aquesta tècnica permet la deducció d'una sèrie de models multimodals (un per a cada transició) que proporcionen una anàlisi simple, rigorosa i quantitativa d'aquest fenomen.

La validesa d'aquest estudi es verifica de manera experimental. Els bons resultats obtinguts demostren que els models multimodals proposats prediuen de manera precisa el comportament de les transicions. Aquest fet permet el seu ús per analitzar circuits o estructures constituïts per trams de tres pistes acoblades. En el cas d'aquesta tesi, han estat aplicats als camps de l'EMC i de les microones. Pel que fa a l'EMC, s'ha realitzat un estudi de l'acoblament i la integritat del senyal en configuracions de PCB amb trams de tres pistes acoblades. Aquest estudi ha permès identificar les transicions i asimetries en aquests circuits com a possibles fonts d'interferència i de degradació dels senyals ja que la conversió modal es pot interpretar com a un procés d'interferència que involucra tots els senyals presents. Pel que fa a les microones, s'ha realitzat una anàlisi multimodal de filtres spurline. Aquesta anàlisi ha permès desenvolupar dues noves estructures, la principal característica de les quals és la seva compacitat que, a diferència d'altres estructures similars, s'aconsegueix permetent la presència d'un nou mode en el procés de ressonància. L'ús dels models multimodals per a l'anàlisi d'aquestes estructures ha permès una interpretació clara i senzilla del seu funcionament així com el desenvolupament d'una sèrie de regles de disseny que permeten un ajust fàcil i ràpid de certs paràmetres dels filtres com ara la freqüència central i l'ample de banda.

RESUMEN

Una línea de transmisión three-line-microstrip consiste en tres pistas paralelas practicadas sobre la cara de un dieléctrico con un plano de masa inferior. La propagación en esta línea se puede describir en términos de tres modos fundamentales llamados ee , oo i oe . Aunque estos modos son ortogonales interactúan entre sí en cualquier transición, discontinuidad o asimetría. En el plano de una transición o asimetría se genera un intercambio de energía o conversión modal en el que toman parte todos los modos.

En este trabajo se analiza la conversión modal que se origina en un conjunto de transiciones i asimetrías construidas sobre líneas three-line-microstrip. El estudio se realiza aplicando la técnica del análisis multimodal. El uso de esta técnica permite la deducción de una serie de modelos multimodales (un par para cada transición) que proporcionan un análisis simple, riguroso i cuantitativo de este fenómeno.

La validez de este estudio se verifica de manera experimental. Los buenos resultados obtenidos demuestran que los modelos multimodales propuestos predicen de manera precisa el comportamiento de las transiciones. Este hecho permite su uso para analizar circuitos o estructuras constituidos por tramos de tres pistas acopladas. En esta tesis doctoral, han sido aplicados a los campos de la EMC i de las microondas. En el primero de ellos, se ha realizado un estudio del acoplamiento y la integridad de la señal en configuraciones de PCB con tramos de tres pistas acopladas. Este estudio ha permitido identificar las transiciones y asimetrías en estos circuitos como posibles fuentes de interferencia y de degradación de las señales ya que la conversión modal se puede interpretar como a un proceso de interferencia que involucra todas las señales presentes. En el campo de las microondas, se ha realizado un análisis multimodal de filtros spurline. Este análisis ha permitido desarrollar dos nuevas estructuras, cuya principal característica es su compactidad que, a diferencia de otras estructuras similares, se consigue permitiendo la presencia de un nuevo modo en el proceso de resonancia. El uso de los modelos multimodales para el análisis de estas estructuras ha permitido una interpretación clara i sencilla del su funcionamiento así como el desarrollo de una serie de reglas de diseño que permiten un ajuste fácil i rápido de ciertos parámetros de los filtros como por ejemplo la frecuencia central y el ancho de banda.

ABSTRACT

A three-line-microstrip transmission line consists of three parallel coupled strips printed on a grounded dielectric substrate. The propagation in this line can be described in terms of three fundamental modes, namely the *ee*, *oo* and *oe* modes. These modes are orthogonal and propagate independently unless a transition or asymmetry is present in the line. Any transition or asymmetry will generate an energy exchange or modal interaction among all the propagating modes.

In this work, the modal interaction of a set of transitions and asymmetries in three-line-microstrip transmission lines is analyzed. The study is carried out by using the multimodal analysis. By means of this technique a set of multimodal circuit models (one for each transition) is derived. These models provide a simple and a quantitative interpretation of the modal interaction.

The proposed multimodal analysis is experimentally validated. The obtained results show that the derived multimodal models accurately predict the behavior of the transitions. Due to this fact, they can be used for the analysis of circuits and structures composed of three-coupled-strip sections. In this work, the models have been applied to both the EMC and microwave fields. In the former, they have been employed to study the cross-talk and signal-integrity problems in PCB configurations involving tree-coupled-trace sections. The performed analysis has shown that transitions and asymmetries in these circuits must be considered as a source of interference and signal degradation since the modal interaction can be interpreted as an interference process that involves all the present signals. In the latter, a multimodal analysis of spurline filters has been performed. This study has allowed the derivation of two new filter structures whose main feature is their compactness, which, in contrast to other analogous filters, is achieved by allowing the presence of an additional mode in the resonance process. The use of the multimodal models for the analysis of these structures has permitted both a simple interpretation of the filter operation and the derivation of a set of design rules which allows a rapid fine tuning of some filter parameters such as the center frequency and the bandwidth.

Índex

AGRAÏMENTS	i
RESUM	v
RESUMEN	vii
ABSTRACT	ix
1 INTRODUCCIÓ	1
2 LES LÍNIES DE TRANSMISSIÓ	5
2.1 Introducció	5
2.2 Línia de transmissió microstrip	6
2.3 Línia de transmissió microstrip acoblada	6
2.4 Línia de transmissió three-line-microstrip	8
3 TRANSICIÓ MICROSTRIP A THREE-LINE-MICROSTRIP	11
3.1 Introducció	11
3.2 Transició microstrip a three-line-microstrip	12
3.3 Anàlisi modal de la transició	12
3.4 Model circuital multimodal	14
3.5 Validació experimental	15
4 TRANSICIÓ MICROSTRIP ACOBLADA A THREE-LINE-MICROSTRIP	19
4.1 Introducció	19
4.2 Transició microstrip acoblada a three-line-microstrip	20
4.3 Anàlisi modal de la transició	20
4.4 Model circuital multimodal	22
4.5 Validació experimental	24
5 TRANSICIÓ D'IMPEDÀNCIES EN SÈRIE	31
5.1 Introducció	31
5.2 Transició d'impedàncies en sèrie	32
5.3 Anàlisi modal de la transició	32
5.4 Model circuital multimodal	34
5.5 Validació experimental	36

6	CREU MICROSTRIP - THREE-LINE-MICROSTRIP	41
6.1	Introducció	41
6.2	Creu microstrip - three-line-microstrip	42
6.3	Anàlisi modal de la transició	42
6.4	Model circuital multimodal	44
6.5	Validació	47
7	TRANSICIÓ THREE-LINE-MICROSTRIP A TRES MICROSTRIPS	53
7.1	Introducció	53
7.2	Transició three-line-microstrip a tres microstrips	54
7.3	Anàlisi modal de la transició	54
7.4	Model circuital multimodal	56
7.5	Validació	59
8	MODELATGE MULTIMODAL APLICAT A PCBs	65
8.1	Introducció	65
8.2	Anàlisi multimodal d'una configuració de PCB	67
8.3	Validació experimental	69
8.4	Conclusions	73
9	MODELATGE MULTIMODAL APLICAT A FILTRES SPURLINE	75
9.1	Introducció	75
9.2	Filtre spurline amb via holes asimètric	76
9.3	Filtre spurline amb gaps asimètric	84
9.4	Conclusions	87
10	CONCLUSIONS I LÍNIES DE FUTUR	89
10.1	Conclusions	89
10.2	Línies de futur	91
	Bibliografia	93
A	PUBLICACIONS	99

Índex de figures

2.1	Línia de transmissió microstrip. (a) Definició de tensió i corrent modal del mode microstrip i (b) modelatge circuital de la línia. . . .	6
2.2	Línia de transmissió microstrip acoblada. Definició de tensions i corrents modals: (a) mode microstrip acoblat parell i (b) mode microstrip acoblat senar. (c) Modelatge modal i (d) modelatge físic de la línia.	7
2.3	Línia de transmissió three-line-microstrip. Definició de tensions i corrents modals: (a) mode ee, (b) mode oo i (c) mode oe. (d) Modelatge modal i (e) modelatge físic de la línia.	9
3.1	Transició microstrip a three-line-microstrip.	12
3.2	(a) Transició microstrip a three-line-microstrip. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip.	13
3.3	Circuit multimodal equivalent de la transició microstrip a three-line-microstrip.	15
3.4	(a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.	16
3.5	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del circuit de validació.	18
4.1	Transició microstrip acoblada a three-line-microstrip.	20
4.2	(a) Transició microstrip acoblada a three-line-microstrip. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip.	21
4.3	(a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.	25
4.4	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació amb $Z_B = \infty$ (circuit obert).	27
4.5	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació amb $Z_B = 68 \Omega$ (adaptat).	28
4.6	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació amb $Z_B = 0$ (curtcircuit).	29
5.1	Transició d'impedàncies en sèrie.	32

5.2	(a) Transició d'impedàncies en sèrie. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie.	33
5.3	(a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.	37
5.4	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del circuit de validació.	40
6.1	Creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel.	42
6.2	(a) Creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la creu.	43
6.3	(a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.	48
6.4	Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{22} , S_{21} i S_{31} del circuit de validació.	51
7.1	Transició three-line-microstrip a tres microstrips.	54
7.2	(a) Transició three-line-microstrip a tres microstrips. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips.	55
7.3	(a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.	60
7.4	Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{22} , S_{33} i S_{44} del circuit de validació.	61
7.5	Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació.	62
7.6	Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{32} , S_{42} i S_{43} del circuit de validació.	63
8.1	(a) Configuració de PCB en la qual una pista de senyal de clock es traça en presència d'altres dues pistes de senyal i (b) el seu model circuital multimodal.	68
8.2	(a) Configuració de PCB amb una derivació a la pista de clock. (b) Configuració de PCB amb dues derivacions a la pista de clock. (c) Configuració de PCB sense derivacions a la pista de clock.	70
8.3	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) utilitzant el model circuital multimodal de la Figura 8.1(b) del near-end cross-talk (S_{31}) de la configuració de PCB de la Figura 8.2(a). Mesura i simulació sobreposades (línia blava discontinua) del far-end cross-talk (S_{41}) del mateix circuit. Mesura (línia magenta discontinua) del near-end (S_{31}) i del far-end (S_{41}) cross-talk de la configuració de PCB de la Figura 8.2(c).	71

8.4	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) utilitzant el model circuital multimodal de la Figura 8.1(b) del near-end (S_{31}) i del far-end (S_{41}) de la configuració de PCB de la Figura 8.2(b). Mesura (línia magenta discontinua) del near-end (S_{31}) i del far-end (S_{41}) cross-talk de la configuració de PCB de la Figura 8.2(c).	72
9.1	Filtre spurline amb via holes asimètric.	76
9.2	(a) Layout i (b) model circuital multimodal d'un filtre spurline amb via holes asimètric.	78
9.3	(a) Layout i (b) model circuital multimodal d'un filtre spurline amb via holes asimètric genèric.	80
9.4	Mòdul dels paràmetres S_{11} i S_{21} d'un filtre spurline amb via holes asimètric genèric per a diferents longituds del tram central de línia three-line-microstrip $2d_1 + d_2$ ($l_1 = l_2 = 0$).	81
9.5	(a) Influència de d_1 ($d_2 = 33$ mm - $2d_1$, $l_1 = l_2 = 0$), (b) influència de l_2 ($d_1 = 3.9$ mm, $d_2 = 25.2$ mm, $l_1 = 0$) i (c) influència de l_1 ($d_1 = 3$ mm, $d_2 = 27$ mm, $l_2 = 0$) en la resposta freqüencial d'un filtre spurline amb via holes asimètric genèric.	81
9.6	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del filtre spurline amb via holes asimètric implementat.	83
9.7	Filtre spurline amb gaps asimètric.	84
9.8	(a) Layout i (b) model circuital multimodal d'un filtre spurline amb gaps asimètric.	85
9.9	Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del filtre spurline amb gaps asimètric implementat.	88

Capítol 1

INTRODUCCIÓ

Les línies de transmissió multiconductores (LTM) són estructures formades per $n + 1$ conductors, un dels quals es pren com a referència. Algunes de les línies de transmissió que formen part d'aquest conjunt són, per exemple, la línia coplanar o la línia microstrip acoblada.

La línia three-line-microstrip, tres pistes acoblades paral·leles sobre un pla de massa, també pertany al grup de LTM. Mitjançant aquest tipus de línia de transmissió es poden construir estructures com ara acobladors [1]-[5], filtres [6]-[13], *DC blocks* [14] o reflectòmetres [15]-[17]. Aquest ampli ventall d'aplicacions que ofereix la línia three-line-microstrip ha fomentat el seu estudi. La propagació en un sistema d' n línies acoblades paral·leles amb un pla de massa ($n + 1$ conductors) es pot descriure en termes d' n modes fonamentals ortogonals entre sí [18]. Per tant, la propagació en una línia three-line-microstrip ($n = 3$) es pot descriure a partir de tres modes fonamentals. Aquests modes queden completament caracteritzats per la seva distribució de tensions i corrents a la línia i per les seves respectives constants de propagació i impedàncies característiques. El primer autor en obtenir aquests modes va ser Yamamoto [19], el qual va deduir la distribució de tensions i corrents modals per al cas d'un medi homogeni. Seguidament, Pavlidis [1] va caracteritzar aquests modes per al cas d'un medi inhomogeni. Més tard, Tripathi [20] va generalitzar aquesta anàlisi obtenint una distribució genèrica de la qual les proposades per Yamamoto i Pavlidis en són un cas particular. A més a més, a [20] Tripathi proporciona expressions analítiques per a les constants de propagació i les impedàncies modals. Sobre les impedàncies modals existeix força documentació. Molts autors han analitzat aquestes impedàncies per diverses configuracions de línies three-line-microstrip (diferents amplades de les pistes, diferents separacions o diferents alçades de substat) emprant tècniques numèriques [1], [2], [4], [5], [21], [22]. Els autors també han invertit esforços en caracteritzar la línia three-line-microstrip des d'un punt de vista circuital. A la bibliografia la majoria d'ells modela la línia three-line-microstrip mitjançant la seva matriu d'impedàncies [1], [19], [20], admitàncies [19], [20], o capacitàncies [2], [5], [21]. Alternativament, però, també es proposa la caracterització d'aquesta línia mitjançant de la seva matriu de paràmetres S [15], [17].

Tot i que els tres modes fonamentals són ortogonals, interaccionaran entre ells a qualsevol asimetria, discontinuïtat o transició que hi hagi a la línia. Tot i l'àmplia documentació que existeix sobre la línia three-line-microstrip, no es dis-

posa de bibliografia en què s'analitzi de forma explícita l'efecte d'asimetries i discontinuïtats en aquest tipus de línia. Els autors atorguen a aquestes transicions el paper de condicions de contorn. Modelen els circuits que contenen alguna mena d'asimetria o discontinuïtat seguint una estructura de *tram de línia three-line-microstrip - condició de contorn - tram de línia three-line-microstrip*. L'avantatge de modelar els circuits d'aquesta manera és que permeten relacionar l'entrada i la sortida de manera molt fàcil (només cal multiplicar les matrius d'impedàncies o admitàncies dels diferents trams), a més de reflectir de forma molt clara la topologia física del circuit. El seu desavantatge, però, es troba en el fet que aquests models només proporcionen els valors de tensions i corrents a l'entrada i sortida dels circuits i, per tant, no ofereixen informació del que hi està passant realment, és a dir, no aporten informació sobre com afecten les asimetries o discontinuïtats a la propagació dels diversos modes que propaga la línia o de com interactuen entre sí en aquestes transicions. Tampoc existeix massa bibliografia que faci referència a transicions entre una línia three-line-microstrip i d'altres línies de transmissió. L'única transició documentada correspon a la transició entre una línia three-line-microstrip i una línia coplanar. En [23],[24] es limiten a analitzar aquesta transició de forma experimental. Per la seva banda, a [25] Raskin introdueix el concepte de conversió modal. En cap cas, però, analitza de forma quantitativa el balanç modal que s'hi produeix.

Per aquest motiu, es fa necessària la deducció d'eines que permetin una explicació simple i detallada de la conversió modal que es produeix a les transicions i asimetries, i que proporcionin una anàlisi quantitativa d'aquest fenomen. La millor manera d'abordar-ho és emprant la tècnica de l'anàlisi multimodal. Aquesta tècnica permet una anàlisi simple, rigorosa i quantitativa dels fenòmens de propagació i conversió modal en entorns de línies acoblades. L'anàlisi multimodal ja ha estat utilitzada prèviament per a l'anàlisi de la conversió modal. A [26], Ribó va emprar aquesta tècnica per analitzar aquest fenomen en un entorn coplanar. Posteriorment, Pajares [27] va estendre aquesta anàlisi per al cas d'una línia microstrip acoblada. Fins ara, però, no hi ha cap referència de l'ús d'aquesta tècnica per a l'estudi de la interacció modal en línies formades per més de tres conductors. Per tant, l'objectiu d'aquesta tesi doctoral és l'anàlisi des d'un punt de vista multimodal de diverses transicions i asimetries construïdes sobre una línia de transmissió three-line-microstrip. Aquest estudi ha de permetre la deducció de models circuital que proporcionin una anàlisi rigorosa i quantitativa del fenomen de conversió modal que s'hi produeix.

El present treball s'estructura de la següent manera. En el capítol 2 es presenten les tres línies de transmissió implicades en les diferents transicions i asimetries analitzades en aquesta tesi. Per a cadascuna d'aquestes línies s'exposen els modes de propagació que suporten, i se'n realitza un modelatge circuital. Els capítols que van del 3 al 7 engloben les transicions estudiades en aquest treball. Al capítol 3 s'analitza la transició microstrip a three-line-microstrip. Al capítol 4 s'estudia la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip. Al capítol 5, la transició d'impedàncies en sèrie. Al capítol 6, la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel. Finalment, al capítol 7 s'analitza la transició three-line-microstrip a tres línies microstrip no acoblades. Tots aquests capítols comparteixen la mateixa estructura. Primerament, es presenta la transició a analitzar. Tot seguit, es realitza la seva anàlisi multimodal. A partir d'aquesta anàlisi

es dedueix el model circuital multimodal de la transició. L'últim punt de cada capítol correspon a la validació del model multimodal obtingut. Els capítols 8 i 9 corresponen a capítols on els models multimodals obtinguts s'apliquen a l'anàlisi de diferents problemàtiques d'enginyeria. Al capítol 8, s'utilitza l'anàlisi multimodal per a l'estudi de l'acoblament entre pistes i de la integritat del senyal en plaques de circuit imprès. Per la seva banda, al capítol 9 es realitza una anàlisi multimodal dels filtres spurline i se'n presenten dues noves configuracions. Finalment, en el capítol 10 s'exposen les conclusions que s'han extret d'aquest treball i es proposen les línies de futur cap a on hauria de continuar aquesta línia de recerca.

Capítol 2

LES LÍNIES DE TRANSMISSIÓ MICROSTRIP, MICROSTRIP ACOBLADA I THREE-LINE-MICROSTRIP

2.1 Introducció

En aquest capítol es presenten les diferents línies de transmissió amb les quals s'ha treballat en aquesta tesi doctoral i que corresponen a les línies de transmissió microstrip, microstrip acoblada i three-line-microstrip. Una línia de transmissió es defineix com a un conjunt de dos o més conductors amb secció recta constant en una determinada direcció de l'espai. És ben conegut que la propagació d'una ona electromagnètica ve regida per les equacions de Maxwell i per les característiques del medi. Així doncs, els camps que es propaguen per una línia de transmissió no poden tenir distribucions arbitràries. S'anomena mode de propagació a cadascuna de les possibles distribucions de camp que una línia de transmissió pot suportar. D'aquesta manera si, en el rang de freqüències d'interès, una línia de transmissió només és capaç de suportar un mode (és a dir, només és possible una única distribució de camp) es diu que és una línia de transmissió monomodal. Si per contra, dues o més distribucions de camp són possibles, es parlarà d'una línia de transmissió multimodal. En els apartats següents s'analitzen les diferents línies de transmissió involucrades en aquest treball: es presenta el mode o modes de propagació que suporta cadascuna d'aquestes línies de transmissió, es defineixen les tensions i corrents modals que caracteritzen aquests modes i es realitza el modelatge circuital de cadascuna d'elles.

2.2 Línia de transmissió microstrip

Una línia de transmissió microstrip consisteix en una pista conductora (strip) practicada sobre la cara d'un dielèctric amb un pla de massa inferior. La línia de transmissió microstrip és una línia de transmissió monomodal ja que només és capaç de propagar un únic mode anomenat mode microstrip [28], [29]. La Figura 2.1(a) mostra la definició de tensió i corrent modal d'aquest mode. Com es pot observar, la tensió modal es defineix entre l'strip i el pla de massa, i el corrent modal circula per l'strip i retorna pel pla de massa.

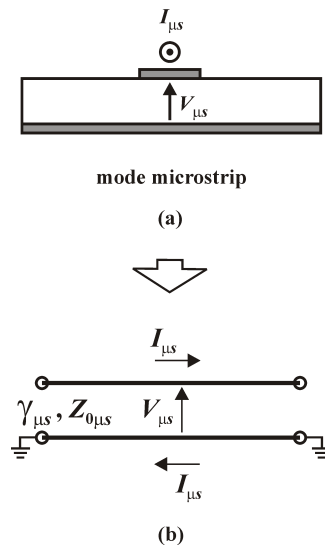


Figura 2.1: Línia de transmissió microstrip. (a) Definició de tensió i corrent modal del mode microstrip i (b) modelatge circuital de la línia.

Des del punt de vista circuital (Figura 2.1(b)), la línia microstrip s'interpreta com a una línia de transmissió caracteritzada per una constant de propagació $\gamma_{\mu s}$ i una impedància característica $Z_{0\mu s}$ que propaga una tensió modal $V_{\mu s}$ i un corrent modal $I_{\mu s}$.

2.3 Línia de transmissió microstrip acoblada

Una línia de transmissió microstrip acoblada consisteix en dues pistes paral·leles (strips) practicades sobre la cara d'un dielèctric amb un pla de massa inferior. La línia de transmissió microstrip acoblada és una línia de transmissió multimodal ja que en el cas més general és capaç de propagar simultàniament dos modes anomenats mode microstrip acoblat parell (o mode comú) i mode microstrip acoblat senar (o mode diferencial) [27]. A la Figura 2.2 es mostra la definició de tensions i corrents modals per a cadascun d'aquests modes. En el cas del mode parell la tensió modal es defineix entre els strips i el pla de massa, i el corrent modal circula pels dos strips i retorna pel pla de massa (Figura 2.2(a)). En el cas del mode senar la tensió modal es defineix entre els dos strips, i el corrent modal circula per un d'ells i retorna per l'altre (Figura 2.2(b)).

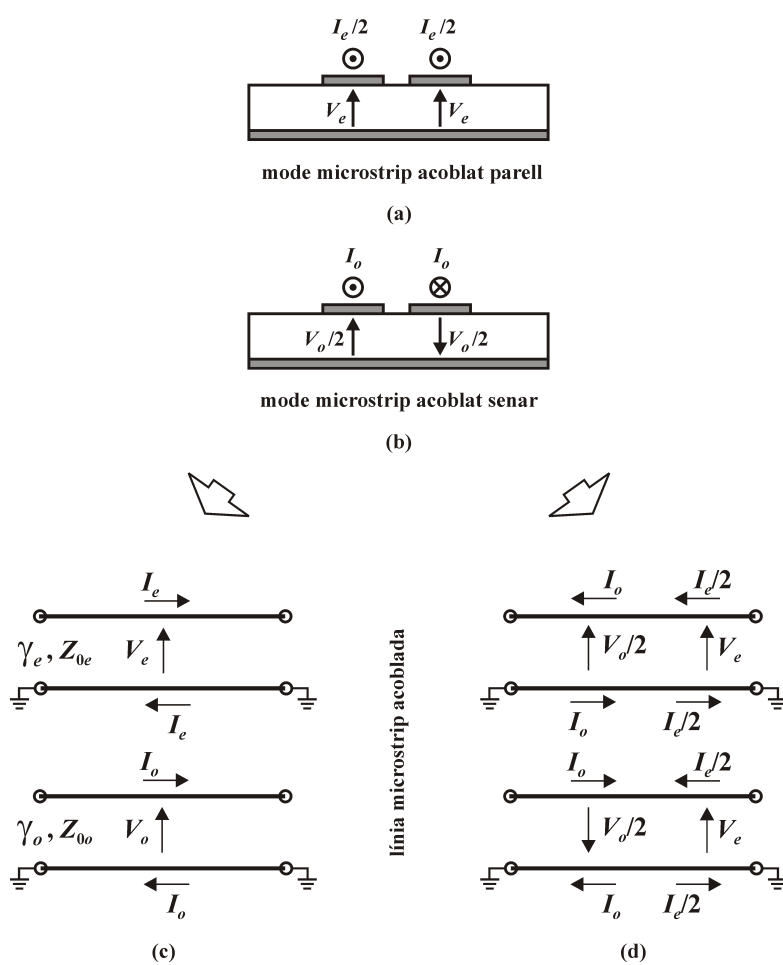


Figura 2.2: Línia de transmissió microstrip acoblada. Definició de tensions i corrents modals: (a) mode microstrip acoblat parell i (b) mode microstrip acoblat senar. (c) Modelatge modal i (d) modelatge físic de la línia.

Des del punt de vista circuital, existeixen dues formes de modelar la línia microstrip acoblada. Per una banda, es pot interpretar com dues línies de transmissió independents (una per al mode parell i una altra per al mode senar) que propaguen tota la tensió modal (V_e i V_o , respectivament) i tot el corrent modal (I_e i I_o , respectivament) i caracteritzades per una constant de propagació i una impedància característica $\gamma_e, Z_{0e}, \gamma_o$ i Z_{0o} , respectivament. Aquesta manera d'interpretar la línia s'anomena modelatge modal de la línia microstrip acoblada (Figura 2.2(c)). Per altra banda, es pot interpretar la línia microstrip acoblada com dues línies de transmissió (una per a cada strip) propagant cadascuna d'elles una part del mode parell i una part del mode senar (Figura 2.2(d)). Llavors, es diu que es realitza un modelatge físic de la línia microstrip acoblada.

2.4 Línia de transmissió three-line-microstrip

Una línia de transmissió three-line-microstrip consisteix en tres pistes paral·leles (strips) practicades sobre la cara d'un dielèctric amb un pla de massa inferior. La línia de transmissió three-line-microstrip és una línia de transmissió multimodal ja que en el cas més general pot propagar simultàniament tres modes: el mode ee, el mode oo i el mode oe [1],[19], [20]. A la Figura 2.3 es pot veure la definició de les tensions i corrents modals per a cadascun d'aquests modes. En el mode ee la tensió modal es defineix entre els tres strips i el pla de massa, i el corrent modal circula pels tres strips i retorna pel pla de massa (Figura 2.3(a)). En el mode oo la tensió modal es defineix entre els dos strips exteriors i l'strip central, i el corrent modal circula pels dos strips exteriors i retorna pel central (Figura 2.3(b)). Finalment, en el mode oe la tensió modal es defineix entre els dos strips exteriors, i el corrent modal circula per un dels dos strips exteriors i retorna per l'altre (Figura 2.3(c)).

Des del punt de vista circuital, es pot modelar la línia three-line-microstrip de dues maneres diferents. D'una banda, es pot realitzar un modelatge modal de la línia three-line-microstrip interpretant-la com tres línies de transmissió independents (una per al mode ee, una per al mode oo i una per al mode oe) que propaguen tota la tensió modal (V_{ee}, V_{oo} i V_{oe} , respectivament) i tot el corrent modal (I_{ee}, I_{oo} i I_{oe} , respectivament) i caracteritzades per una constant de propagació i una impedància característica $\gamma_{ee}, Z_{0ee}, \gamma_{oo}, Z_{0oo}, \gamma_{oe}$ i Z_{0oe} , respectivament (Figura 2.3(d)). D'altra banda, es pot realitzar un modelatge físic interpretant la línia three-line-microstrip com tres línies de transmissió (una per a cada strip) propagant cadascuna d'elles una part del mode ee, una part del mode oo i una part del mode oe (Figura 2.3(e)).

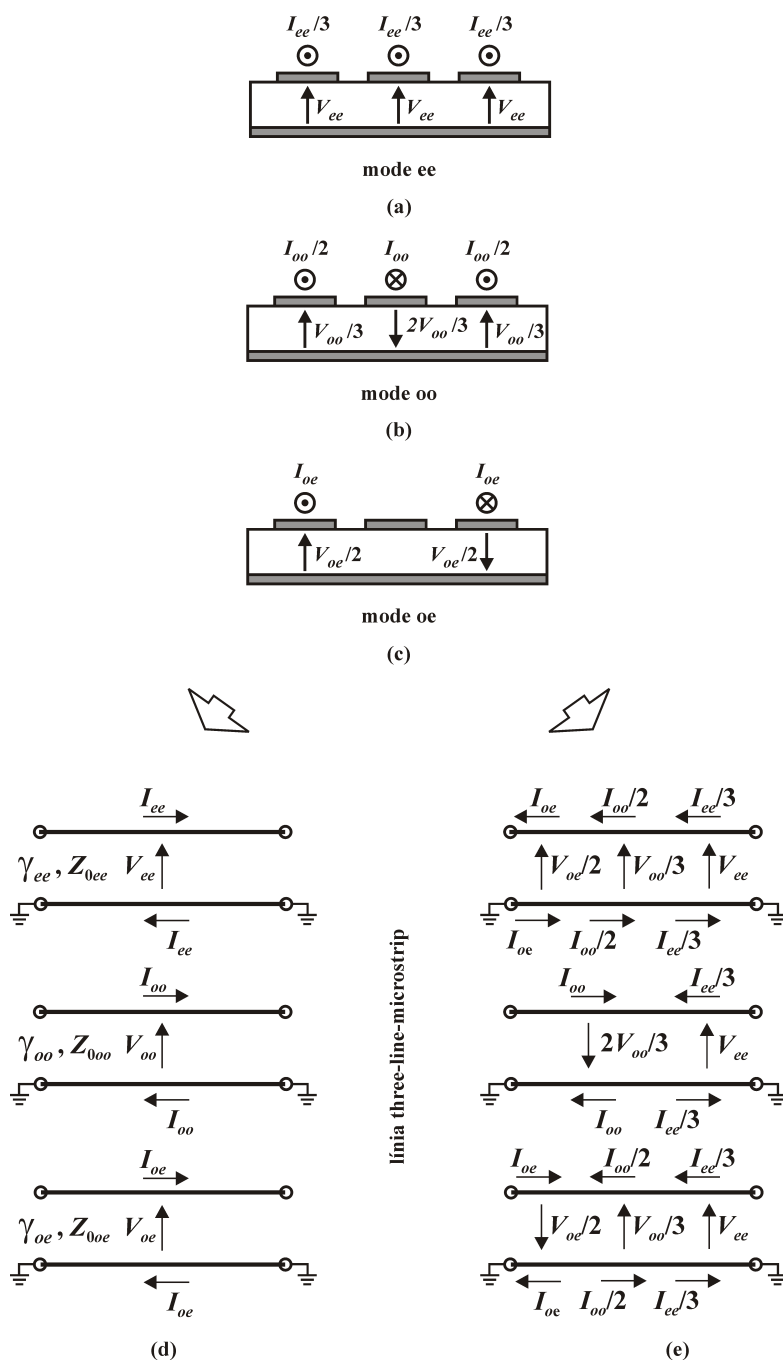


Figura 2.3: Línia de transmissió three-line-microstrip. Definició de tensions i corrents modals: (a) mode ee, (b) mode oo i (c) mode oe. (d) Modelatge modal i (e) modelatge físic de la línia.

Capítol 3

TRANSICIÓ MICROSTRIP A THREE-LINE-MICROSTRIP

3.1 Introducció

En aquest capítol es realitzarà una anàlisi multimodal de la transició microstrip a three-line-microstrip. Tot i que la interacció modal en aquesta transició és molt intuïtiva, el seu estudi resulta d'interès per dos motius. D'una banda, l'estudi d'una transició simple com aquesta pot servir per a entendre de forma clara la metodologia d'anàlisi que es seguirà al llarg de tot aquest treball. Per altra banda, la deducció d'un model circuital multimodal per a aquesta transició serà necessària per tal d'abordar el modelatge multimodal de filtres spurline proposat en el capítol 9 d'aquest treball. Per tant, l'objectiu d'aquest capítol és l'obtenció d'un model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip que permeti analitzar de forma simple, rigorosa i quantitativa la interacció modal entre tots els modes presents a la transició. D'aquesta manera, aquest capítol s'estructura de la següent forma: en primer lloc es presenta la transició a analitzar; a continuació es realitza la seva anàlisi modal; tot seguit es dedueix el seu model circuital multimodal; finalment, es valida experimentalment el model multimodal obtingut.

3.2 Transició microstrip a three-line-microstrip

La transició microstrip a three-line-microstrip s'origina quan un tram de línia microstrip es connecta en cascada amb un tram de línia three-line-microstrip, tal i com es pot observar a la Figura 3.1.

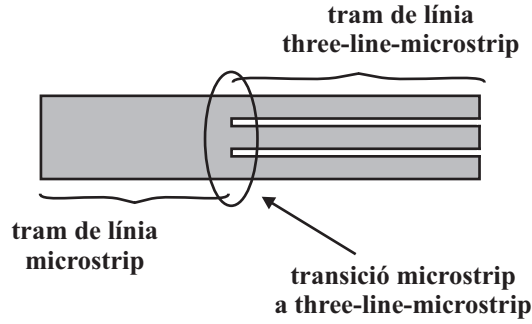


Figura 3.1: Transició microstrip a three-line-microstrip.

3.3 Anàlisi modal de la transició microstrip a three-line-microstrip

Sigui la transició microstrip a three-line-microstrip de la Figura 3.2(a). En aquesta transició es veuran implicades dues línies de transmissió diferents. La línia microstrip propagarà un mode microstrip (Figura 2.1(a)). Per la seva banda, la línia three-line-microstrip és una línia multimodal i, en el cas més general, propagarà els modes *ee*, *oo* i *oe* simultàniament (Figura 2.3(a), Figura 2.3(b), Figura 2.3(c), respectivament). Tots aquests modes coexistiran a la transició i cadascun d'ells se'n veurà afectat de forma diferent. Per tant, una anàlisi rigorosa de la transició haurà de tenir en compte tots aquests modes. En el pla de la transició, es pot modelar la transició microstrip a three-line-microstrip mitjançant un conjunt de conductors, un per a cada strip. Assignant a cadascun d'ells les corresponents tensions i corrents modals s'obté el circuit de la Figura 3.2(b), on $V_{\mu s}$ i $I_{\mu s}$ corresponen a la tensió i corrent modal del mode microstrip, mentre que V_{ee} , I_{ee} , V_{oo} , I_{oo} , V_{oe} i I_{oe} , corresponen a les tensions i corrents modals dels modes *ee*, *oo* i *oe*, respectivament. Com que aquestes tensions i corrents modals es defineixen en el pla de la transició, es pot analitzar el circuit de la Figura 3.2(b) emprant la teoria de circuits. Per tant, aplicant les lleis de Kirchoff sobre el circuit de la Figura 3.2(b), s'obté el conjunt d'equacions modals de la transició:

$$V_{\mu s} = V_{ee} \quad (3.1)$$

$$V_{oo} = 0 \quad (3.2)$$

$$V_{oe} = 0 \quad (3.3)$$

$$I_{\mu s} = -I_{ee} \quad (3.4)$$

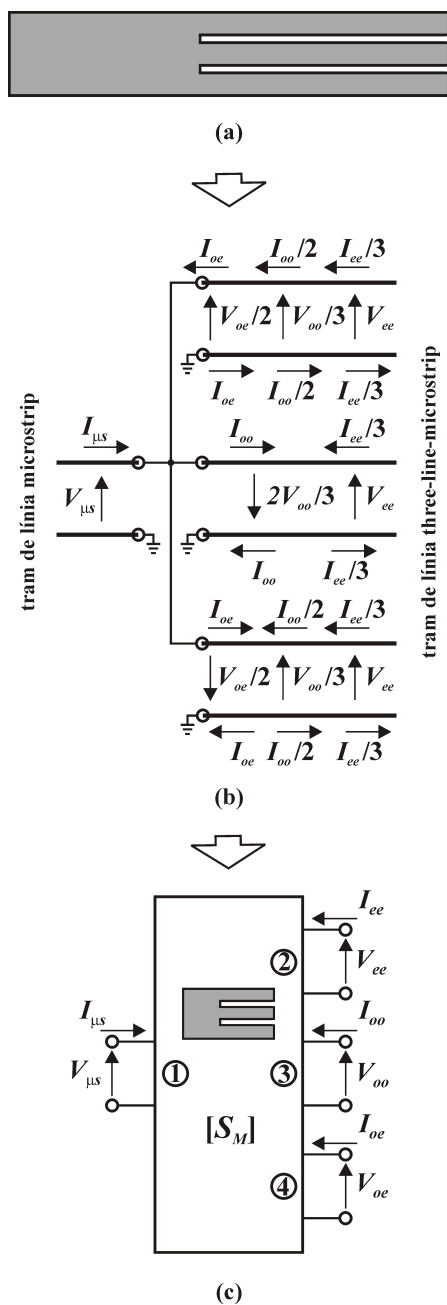


Figura 3.2: (a) Transició microstrip a three-line-microstrip. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip.

Aquest conjunt d'equacions caracteritza completament la transició des d'un punt de vista modal i circuital. Aquestes equacions corrobora el comportament que a priori es podia esperar de la transició. Les equacions (3.1) i (3.4) demostren que el mode microstrip es converteix en mode ee tal i com intuïtivament es podia deduir a partir de les distribucions de tensions i corrents modals de cadascun d'aquests modes. Per la seva banda, les equacions (3.2) i (3.3) demostren que els modes oo i oe queden curtcircuitats corroborant, novament, una anàlisi intuïtiva de la transició.

3.4 Model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip i la seva matriu de paràmetres S modals

Tal i com es mostra a la Figura 3.2(c), des del punt de vista modal es pot interpretar la transició microstrip a three-line-microstrip com a un circuit de quatre ports que confina cadascun dels modes presents en un port diferent:

- el port 1 correspon al mode microstrip, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s}$,
- el port 2 correspon al mode ee, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee} i pel seu corrent modal I_{ee} ,
- el port 3 correspon al mode oo, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo} i pel seu corrent modal I_{oo} ,
- el port 4 correspon al mode oe, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe} i pel seu corrent modal I_{oe} .

El model multimodal de la Figura 3.2(c) queda completament caracteritzat per la seva matriu de paràmetres S modals $[S_M]$, la qual es pot obtenir a partir del sistema d'equacions (3.1)-(3.4) com

$$[b_M] = [S_M] \cdot [a_M] \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} b_{\mu s} \\ b_{ee} \\ b_{oo} \\ b_{oe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{\mu s} \\ a_{ee} \\ a_{oo} \\ a_{oe} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

on $a_{\mu s}$, $b_{\mu s}$, a_{ee} , b_{ee} , a_{oo} , b_{oo} , a_{oe} i b_{oe} corresponen a les ones normalitzades incidents i reflectides de tensió per als modes microstrip, ee, oo i oe, respectivament, definides com $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$, $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$

amb $\alpha = \mu s, ee, oo, oe$. Z_0 correspon a una impedància real arbitrària respecte de la qual s'han normalitzat les ones incidents i reflectides de tensió, i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S modals.

La matriu de paràmetres S modals mostra que en el pla de la transició el mode microstrip es converteix en mode ee (i viceversa) mentre que els modes oo i oe queden curtcircuitats, tal i com s'havia comentat anteriorment. A partir d'aquesta matriu de paràmetres S modals és pot deduir el circuit de la Figura 3.3, el qual correspon al circuit equivalent de la transició.

El model circuital multimodal proposat és, doncs, un model simple de la transició ja que és circuital; un model rigorós, ja que té en compte tots els modes presents; i permet analitzar de manera quantitativa la conversió modal (en aquest cas, només entre el mode microstrip i el mode ee) que s'hi genera ja que separa la contribució de cada mode en un port diferent. Cal remarcar que el model circuital multimodal obtingut només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Els efectes que depenen de les característiques del substracte i de les característiques geomètriques propis d'una transició real (pèrdues, propagació, desadaptacions) quedaran determinats per les constants de propagació, impedàncies característiques i longituds de les diferents línies de transmissió (una per a cada mode) que es connectaran als ports modals de la transició.

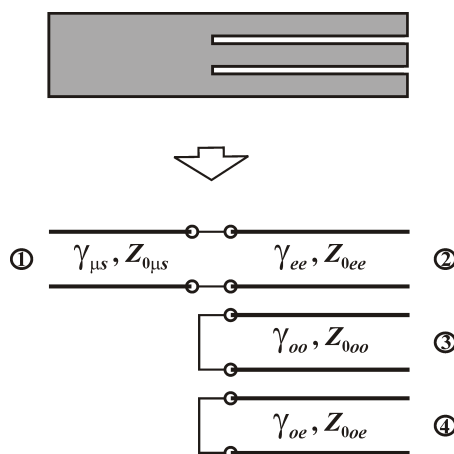


Figura 3.3: Circuit multimodal equivalent de la transició microstrip a three-line-microstrip.

3.5 Validació experimental del model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip

Per tal de validar el model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip obtingut en l'apartat anterior s'ha construït, mesurat i simulat el circuit de la Figura 3.4(a). El circuit s'ha fabricat sobre un substracte de gruix $h = 1.6$ mm, amb una constant dielèctrica $\epsilon_r = 2.6$ i un gruix de metal·lització

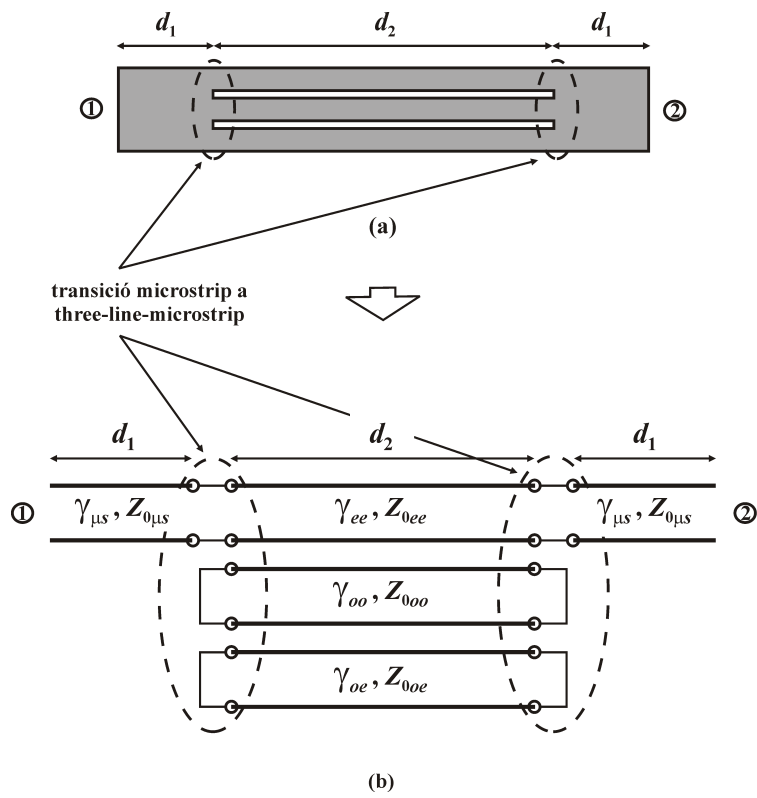


Figura 3.4: (a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.

de coure de $35 \mu\text{m}$. Les seves dimensions són $d_1 = 20 \text{ mm}$ i $d_2 = 54 \text{ mm}$. En el tram de línia three-line-microstrip els strips tenen una amplada de 1.4 mm i estan separats entre ells una distància de 0.2 mm . Els trams de línia microstrip tenen una amplada de 4.6 mm , presentant, d'aquesta manera, una impedància característica de 50Ω .

Utilitzant el model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip obtingut a l'apartat anterior, es pot modelar el circuit de validació de la Figura 3.4(a) mitjançant el circuit de la Figura 3.4(b). Com es pot observar a la figura, el tram de línia three-line-microstrip es modela mitjançant tres línies de transmissió independents de longitud d_2 (una per a cadascun dels tres modes) que uneixen els corresponents ports modals de les transicions microstrip a three-line-microstrip. Anàlogament, cada tram de línia microstrip es modela mitjançant una línia de transmissió de longitud d_1 . Cal recordar que, com ja s'ha comentat anteriorment, el model multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Per tant, en el circuit equivalent de la Figura 3.4(b), els efectes de propagació, desadaptacions i atenuació vindran donats per les constants de propagació ($\gamma_{\mu s}$, γ_{ee} , γ_{oo} i γ_{oe}), impedàncies característiques ($Z_{0\mu s}$, Z_{0ee} , Z_{0oo} i Z_{0oe}) i longituds de les diferents línies de transmissió que formen part del circuit.

La Figura 3.5 mostra els resultats de la mesura (línia vermella discontinua) i de la simulació utilitzant el circuit de la Figura 3.4(b) (línia blava), dels paràmetres S_{11} i S_{21} del circuit de validació. La gran semblança de les gràfiques valida completament el model circuital multimodal per a la transició microstrip a three-line-microstrip proposat en aquest capítol.

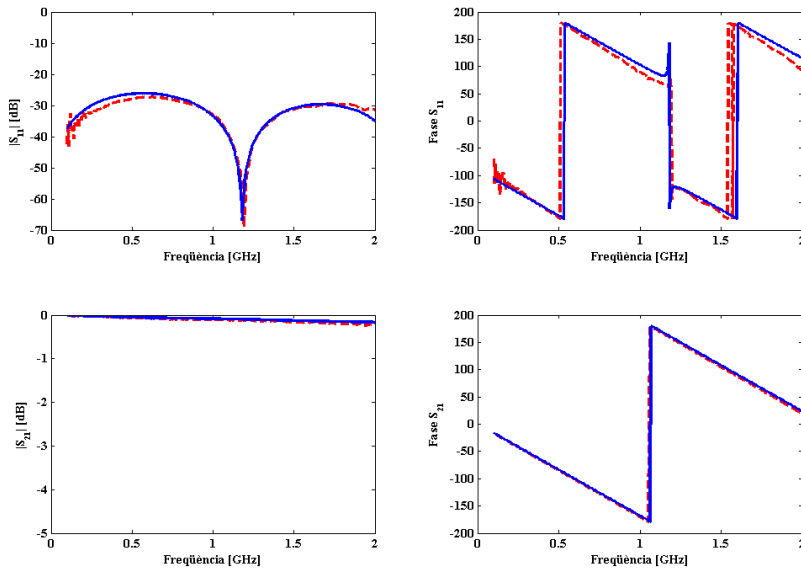


Figura 3.5: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del circuit de validació.

Capítol 4

TRANSICIÓ MICROSTRIP ACOBLADA A THREE-LINE-MICROSTRIP

4.1 Introducció

En aquest capítol es durà a terme una anàlisi multimodal de la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip. Exemples d'aquest tipus de transició es poden trobar amb freqüència a les plaques de circuit imprès (PCB). En aquests circuits és molt habitual trobar trams en els quals diverses pistes de senyal (en el cas d'aquesta transició tres pistes) segueixen una trajectòria paral·lela i, tot seguit, una d'elles es separa de la resta [30]. L'asimetria provocada per aquesta transició generarà un intercanvi d'energia entre tots els modes presents i afectarà a la seva propagació de forma diferent en cada cas. Per tant, és interessant poder disposar d'un model que proporcioni una explicació simple d'aquests dos fenòmens. Això es pot aconseguir utilitzant la tècnica de l'anàlisi multimodal, la qual proporciona una interpretació simple i una anàlisi quantitativa dels fenòmens de propagació i conversió modal en entorns de línies acoblades. L'objectiu d'aquest capítol és, doncs, la deducció d'un model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip que permeti analitzar de forma simple, rigorosa i quantitativa la interacció modal que hi té lloc. Per a tal objectiu, aquest capítol s'estructura de la següent manera: primerament es presenta la transició a analitzar; seguidament es procedeix a realitzar la seva anàlisi modal; a continuació es dedueix el seu model circuital multimodal; finalment, es realitza la validació experimental del model multimodal obtingut.

4.2 Transició microstrip acoblada a three-line-microstrip

La transició microstrip acoblada a three-line-microstrip es forma quan en un tram de línia three-line-microstrip una de les pistes exteriors es separa i deixa de seguir una trajectòria paral·lela a les altres dues. A la Figura 4.1 es mostra un exemple d'aquesta transició.

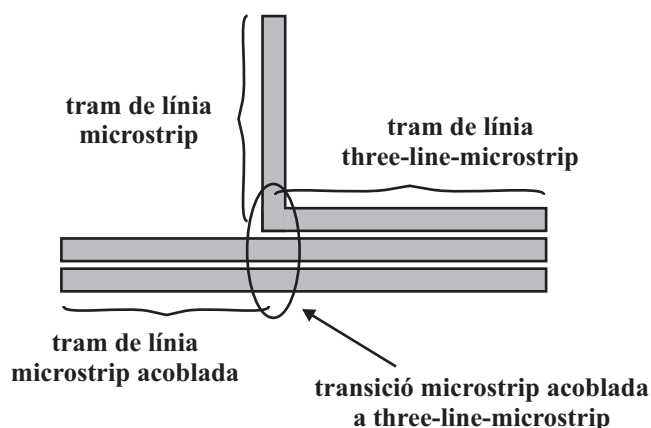


Figura 4.1: Transició microstrip acoblada a three-line-microstrip.

4.3 Anàlisi modal de la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip

Sigui la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip de la Figura 4.2(a). En aquesta transició hi són presents diferents tipus de línia de transmissió. La línia microstrip propagarà un mode microstrip (Figura 2.1(a)). Les línies microstrip acoblada i three-line-microstrip són línies de transmissió multimodals i, per tant, en el cas més general propagaran simultàniament els modes microstrip acoblat parell (Figura 2.2(a)) i microstrip acoblat senar (Figura 2.2(b)), en el cas de la primera, i els modes ee (Figura 2.3(a)), oo (Figura 2.3(b)) i oe (Figura 2.3(c)), en el cas de la segona. L'asimetria provocada per la transició originarà una interacció entre tots aquests modes. Per tant, una anàlisi rigorosa de la transició els haurà de tenir tots en compte. En el pla de la transició, es pot modelar la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip mitjançant una sèrie de conductors, un per a cada strip. Assignant a cadascun d'ells les corresponents tensions i corrents modals, s'obté el circuit de la Figura 4.2(b), on $V_{\mu s}$ i $I_{\mu s}$ corresponen a la tensió i corrent modal del mode microstrip, V_e , I_e , V_o i I_o corresponen, respectivament, a les tensions i corrents modals dels modes microstrip acoblat parell i senar, mentre que V_{ee} , I_{ee} , V_{oo} , I_{oo} , V_{oe} i I_{oe} , corresponen, respectivament, a les tensions i corrents modals dels modes ee , oo i oe . Aquestes tensions i corrents modals es defineixen en el pla de la transició. Per tant, es pot utilitzar la teoria de circuits per a analitzar-la. D'aquesta manera, aplicant les lleis de Kirchoff sobre el circuit de la Figura 4.2(b), s'obté el conjunt d'equacions modals de la transició:

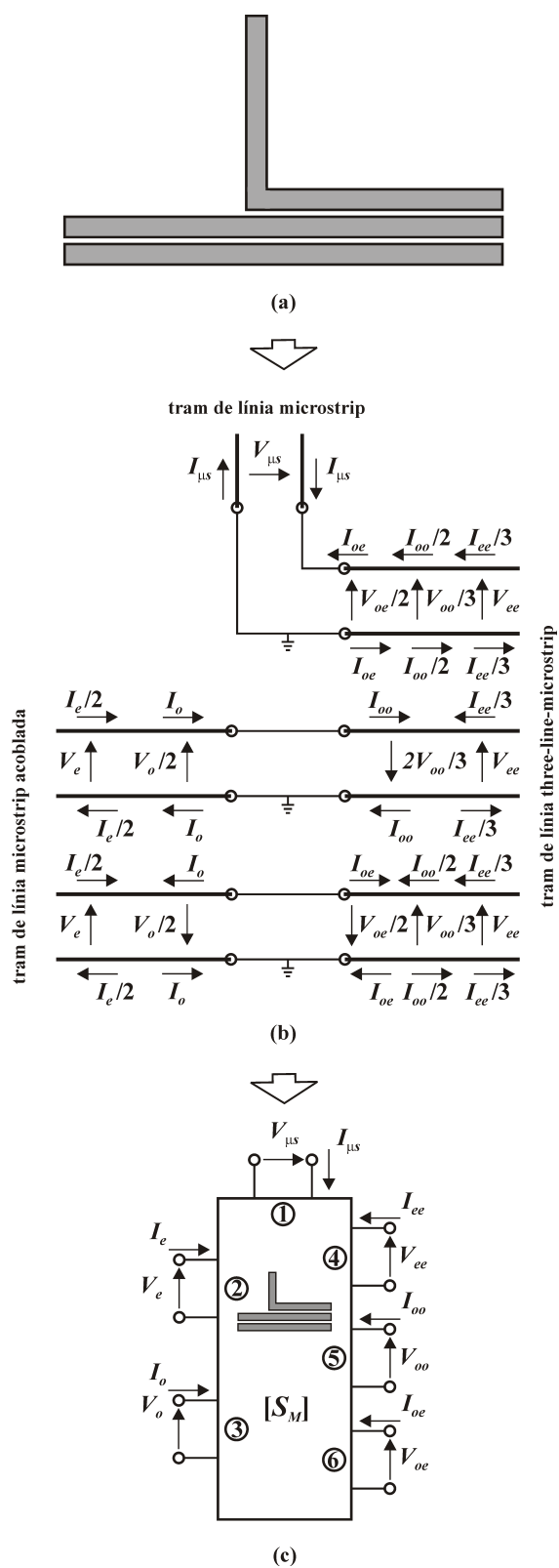


Figura 4.2: (a) Transició microstrip acoblada a three-line-microstrip. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip.

$$3V_{ee} = V_{\mu s} + 2V_{oe} \quad (4.1)$$

$$I_{\mu s} + I_e = -I_{ee} \quad (4.2)$$

$$2V_e = 2V_{ee} - \frac{V_{oo}}{3} - \frac{V_{oe}}{2} \quad (4.3)$$

$$I_e = -\frac{2}{3}I_{ee} + \frac{I_{oo}}{2} + I_{oe} \quad (4.4)$$

$$V_o = \frac{V_{oe}}{2} - V_{oo} \quad (4.5)$$

$$2I_o = \frac{3}{2}I_{oo} - I_{oe} \quad (4.6)$$

Aquest conjunt d'equacions caracteritza completament la transició des d'un punt de vista modal i circuital. A diferència que en el cas de la transició microstrip a three-line-microstrip on la conversió modal és molt senzilla, el balanç modal a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip no és tan intuïtiu. Tot i la lògica que es deriva de les equacions (4.1) i (4.2), la resta d'equacions demostra que la interacció modal en aquesta transició és força complexa. Aquest fet dóna validesa a l'anàlisi multimodal proposada en aquest capítol.

4.4 Model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip

Des del punt de vista modal, es pot interpretar la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip com a un circuit de 6 ports (Figura 4.2(c)) que confina cadascun dels modes presents en un port diferent:

- el port 1 correspon al mode microstrip, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s}$,
- el port 2 correspon al mode microstrip acoblat parell, caracteritzat per la seva tensió modal V_e i pel seu corrent modal I_e ,
- el port 3 correspon al mode microstrip acoblat senar, caracteritzat per la seva tensió modal V_o i pel seu corrent modal I_o ,
- el port 4 correspon al mode ee, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee} i pel seu corrent modal I_{ee} ,

- el port 5 correspon al mode oo, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo} i pel seu corrent modal I_{oo} ,
- el port 6 correspon al mode oe, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe} i pel seu corrent modal I_{oe} .

El circuit multimodal de la Figura 4.2(c) queda completament caracteritzat per la seva matriu de paràmetres S modals $[S_M]$, la qual es dedueix a partir del sistema d'equacions (4.1)-(4.6) com

$$[b_M] = [S_M] \cdot [a_M] \quad (4.7)$$

$$\begin{bmatrix} b_{\mu s} \\ b_e \\ b_o \\ b_{ee} \\ b_{oo} \\ b_{oe} \end{bmatrix} = \frac{1}{689} \cdot \begin{bmatrix} 12 & 266 & -30 & 411 & 240 & 420 \\ 266 & -75 & 24 & 498 & -192 & -336 \\ -30 & 24 & 75 & 6 & -600 & 328 \\ 411 & 498 & 6 & -220 & -48 & -84 \\ 240 & -192 & -600 & -48 & -23 & 132 \\ 420 & -336 & 328 & -84 & 132 & 231 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{\mu s} \\ a_e \\ a_o \\ a_{ee} \\ a_{oo} \\ a_{oe} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

on $a_{\mu s}$, $b_{\mu s}$, a_e , b_e , a_o , b_o , a_{ee} , b_{ee} , a_{oo} , b_{oo} , a_{oe} i b_{oe} corresponen a les ones normalitzades incidents i reflectides de tensió per als modes microstrip, microstrip acoblat parell, microstrip acoblat senar, ee, oo i oe, respectivament, definides com $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$, $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$ amb $\alpha = \mu s, e, o, ee, oo, oe$. Z_0 correspon a una impedància real arbitrària respecte de la qual s'han normalitzat les ones incidents i reflectides de tensió, i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S modals.

La matriu de paràmetres S modals mostra que en el pla de la transició es produeix un intercanvi d'energia entre tots els modes presents. Per exemple, en arribar a la transició, una part del mode oe es reflecteix (S_{66}), però també excita els modes microstrip (S_{16}), microstrip acoblat parell (S_{26}) i senar (S_{36}), així com els modes ee (S_{46}) i oo (S_{56}). L'anàlisi de la matriu (4.8) també permet determinar que a la transició hi ha certs modes que es troben quasi bé aïllats entre sí (transmissions molt petites). Així doncs, no existeix pràcticament conversió modal entre el mode microstrip acoblat senar i els modes microstrip ($S_{31} = S_{13} = -30/689$), microstrip acoblat parell ($S_{32} = S_{23} = 24/689$) i ee ($S_{43} = S_{34} = 6/689$). El mateix succeeix entre el mode ee i el mode oo ($S_{54} = S_{45} = -48/689$). Cal remarcar que tota aquesta anàlisi s'ha realitzat suposant que $Z_{0_{\mu s}} = Z_{0_e} = Z_{0_o} = Z_{0_{ee}} = Z_{0_{oo}} = Z_{0_{oe}} = Z_0$. En el cas que això no es compleixi això caldrà renormalitzar la matriu, amb la qual cosa els valors dels paràmetres S es poden veure modificats.

El model circuital multimodal proposat permet, doncs, una anàlisi rigorosa de la transició (té en compte tots els modes que s'hi propaguen) així com una anàlisi quantitativa del balanç modal que s'hi produeix (el model permet predir la conversió modal entre qualsevol parell de modes) separant la contribució de cadascun dels modes en un port diferent. Cal remarcar que el model circuital

multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Els efectes que depenen de les característiques del substrat i de les característiques geomètriques (atenuació, propagació, desadaptacions) propis d'una transició real quedaran determinats mitjançant les constants de propagació, impedàncies característiques i longituds de les línies de transmissió (una per a cada mode) que es connectaran als ports modals de la transició.

4.5 Validació experimental del model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip

Per tal de validar el model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line microstrip obtingut en el punt anterior, s'ha construït, mesurat i simulat el circuit de la Figura 4.3(a). El circuit s'ha construït sobre un substrat FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $h = 1.55$ mm) amb un gruix de metal·lització de coure de $35 \mu\text{m}$. Les seves dimensions són $d_1 = 50$ mm, $d_2 = 25$ mm i $d_3 = 50$ mm. Les pistes tenen una amplada de 1.4 mm i estan separades una distància de 0.2 mm entre elles. Com es pot observar a la Figura 4.3(a) s'han carregat ambdós extrems de la pista central amb una impedància de valor Z_B . Per tal d'avaluar la precisió del model en diferents condicions, s'ha mesurat i simulat el circuit de validació per a tres valors diferents de Z_B : $Z_B = \infty$ (circuit obert), $Z_B = 68 \Omega$ (adaptat) i $Z_B = 0$ (curtcircuit).

Utilitzant el model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip deduït al punt anterior, es pot modelar el circuit de test de la Figura 4.3(a) mitjançant el circuit de la Figura 4.3(b). Tal i com es mostra a la figura, el tram de línia three-line-microstrip es modela mitjançant tres línies de transmissió independents (una per a cadascun dels tres modes) de longitud d_3 . De forma anàloga, cada tram de línia microstrip acoblada es modela per mitjà de dues línies de transmissió independents de longitud d_2 , propagant l'una el mode microstrip acoblat parell i l'altra el mode microstrip acoblat senar. Els trams de línia microstrip es modelen mitjançant línies de transmissió de longitud d_1 que propaguen un mode microstrip. Totes aquestes línies de transmissió es connecten als corresponents ports modals de les transicions microstrip acoblada a three-line-microstrip. Cal recordar que el model multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Per tant, en el circuit equivalent de la Figura 4.3(b) els efectes de propagació, desadaptacions i atenuació vindran donats per les constants de propagació ($\gamma_{\mu s}$, γ_e , γ_o , γ_{ee} , γ_{oo} i γ_{oe}), impedàncies característiques ($Z_{0_{\mu s}}$, Z_{0_e} , Z_{0_o} , $Z_{0_{ee}}$, $Z_{0_{oo}}$ i $Z_{0_{oe}}$) i longituds de les diferents línies de transmissió que formen part del circuit.

Cal també remarcar que diverses no idealitats han estat contemplades a la simulació circuital:

(*) Model circuital multimodal per a la Te microstrip - microstrip acoblada. Tesi doctoral Francisco Javier Pajares Vega [27], capítol 3, pàg. 43.

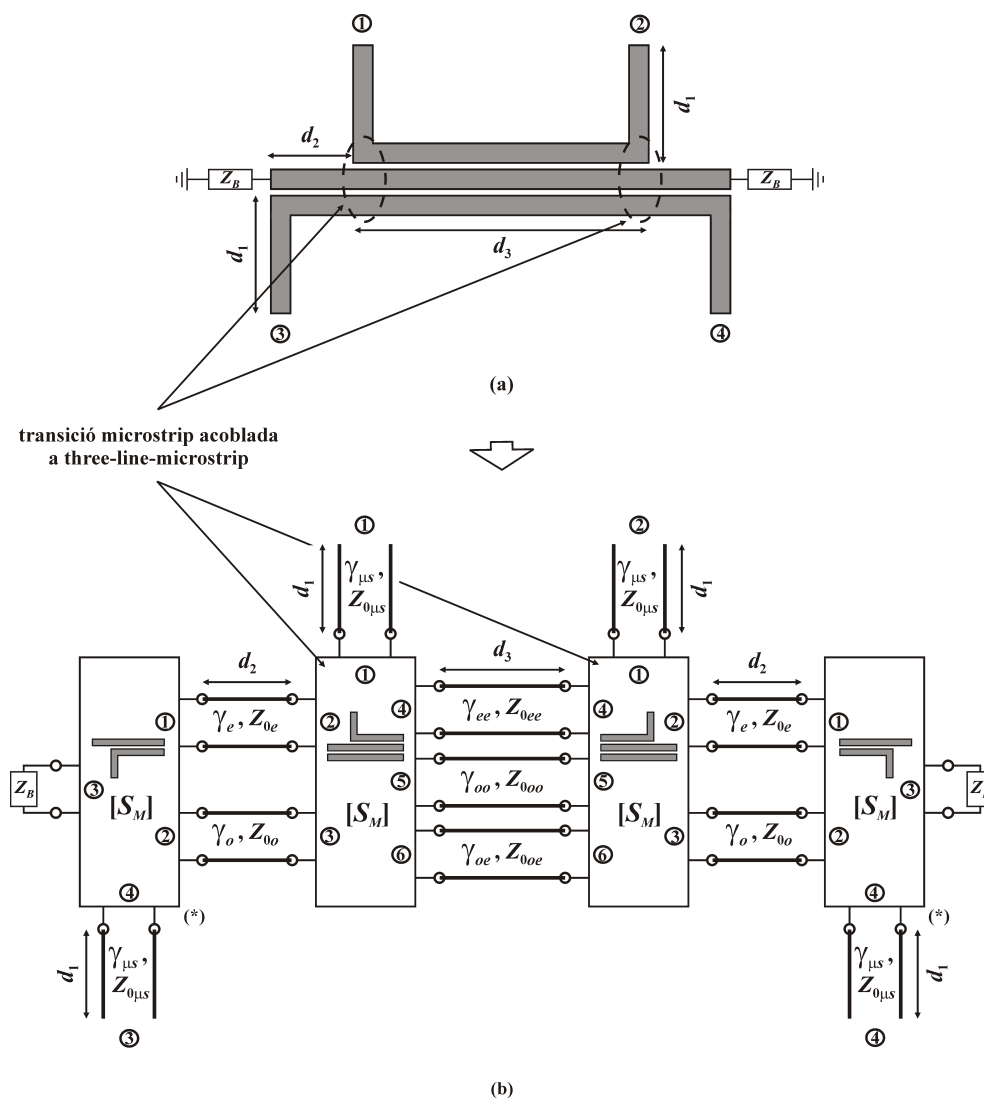


Figura 4.3: (a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.

- els efectes paràsits a la transició s'han modelat mitjançant impedàncies reactives connectades en sèrie als ports de la transició, seguides d'admitàncies reactives connectades en paral·lel. L'únic efecte significatiu correspon al representat per la impedància sèrie connectada al port del mode microstrip de la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip, la qual té un valor $Z_{s_{us}} = j10^{-9}f$, on f representa el valor de la freqüència en Hz.

Les Figures 4.4, 4.5 i 4.6 mostren els resultats de la mesura (línia vermella discontinua) i de la simulació (línia blava) utilitzant el circuit de la Figura 4.3(b), dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació per als casos de $Z_B = \infty$ (circuit obert), $Z_B = 68 \Omega$ (adaptat) i $Z_B = 0$ (curtcircuit), respectivament. La gran concordança entre les mesures i les simulacions valida completament el model circuital multimodal per a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip presentat en aquest capítol.

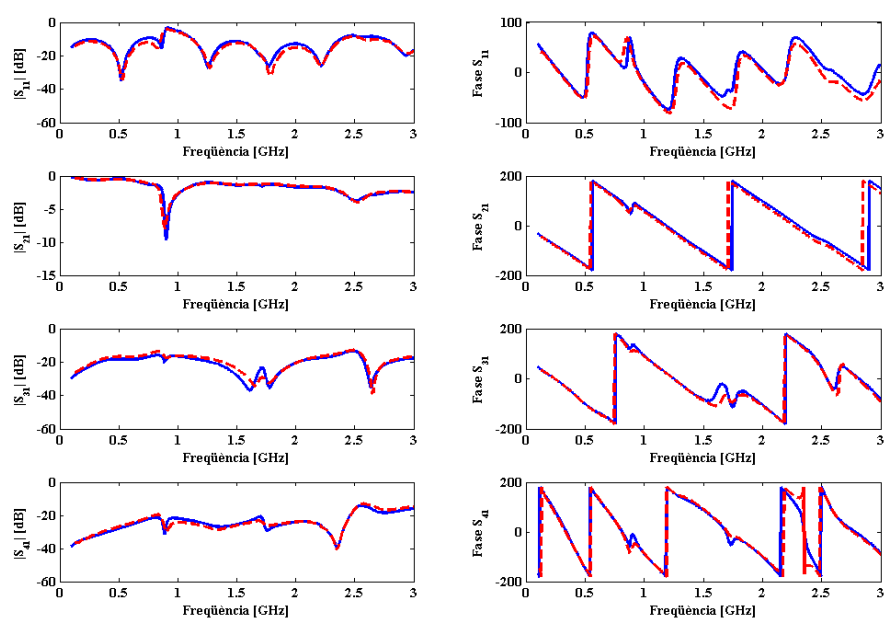


Figura 4.4: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació amb $Z_B = \infty$ (circuit obert).

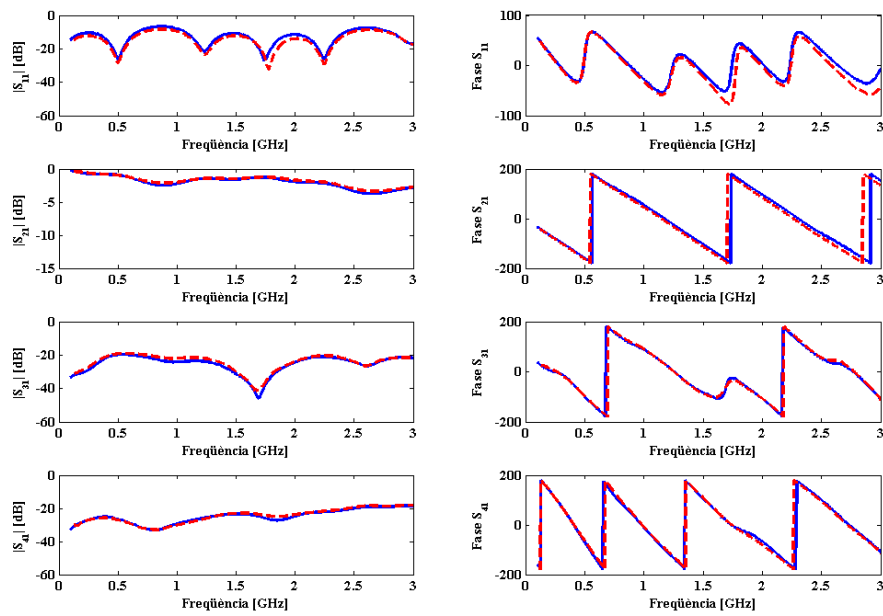


Figura 4.5: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació amb $Z_B = 68 \Omega$ (adaptat).

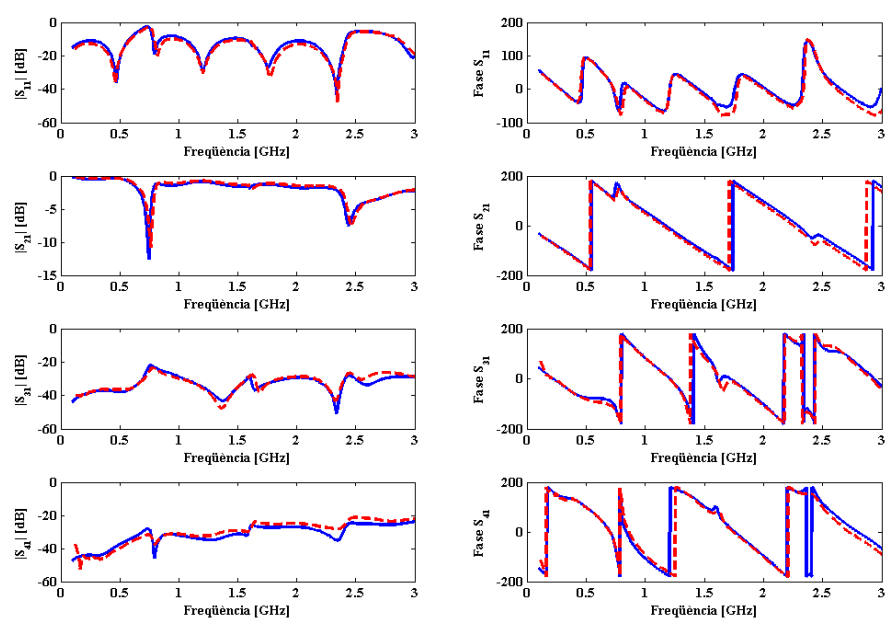


Figura 4.6: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació amb $Z_B = 0$ (curtcircuit).

Capítol 5

TRANSICIÓ D'IMPEDÀNCIES EN SÈRIE

5.1 Introducció

En aquest capítol es procedirà a realitzar una anàlisi multimodal de la transició d'impedàncies en sèrie. Exemples d'aquesta transició es poden trobar molt sovint a les plaques de circuit imprès (PCB). En moltes ocasions el rutejat de la pròpia placa provoca que pistes que transporten senyals amb un alt contingut freqüencial (com ara una pista de senyal de clock) es situïn prop d'altres pistes. Aquestes components d'alta freqüència s'acoblen amb facilitat i interfereixen, d'aquesta manera, les pistes de senyal del voltant. Una de les estratègies més utilitzades per mitigar aquest problema és la inserció d'una impedància en sèrie (com per exemple ferrites o inductàncies) que filtra aquestes components d'alta freqüència i redueix la possibilitat d'acoblament [31]-[38]. D'altra banda, aquesta mena de transicions es dona també en l'àmbit de les microones. Concretament es poden trobar en un tipus de ressonadors anomenats spurline, els quals s'empren per a construir filtres passa-banda o rebuig-banda [6], [7]. Qualsevol asimetria en el valor de les impedàncies que formen la transició originarà un trasbals d'energia entre els modes ee, oo i oe de la línia three-line-microstrip. Per tant, és interessant poder disposar d'un model que permeti una anàlisi simple i quantitativa d'aquest fenomen. L'objectiu d'aquest capítol és la deducció d'un model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie que permeti analitzar de forma simple, rigorosa i quantitativa la interacció modal que s'hi produeix. Per a tal objectiu, aquest capítol s'estructura de la següent manera: en primer lloc es presenta la transició a analitzar; a continuació es procedeix a realitzar la seva anàlisi modal; tot seguit es procedeix a la deducció del seu model circuital multimodal; finalment, es realitza la validació experimental del model multimodal obtingut.

5.2 Transició d'impedàncies en sèrie

Tal i com es mostra a la Figura 5.1, la transició d'impedàncies en sèrie s'origina quan en un tram de línia three-line-microstrip s'insereix una impedància en sèrie a cadascun dels strips que formen la línia.

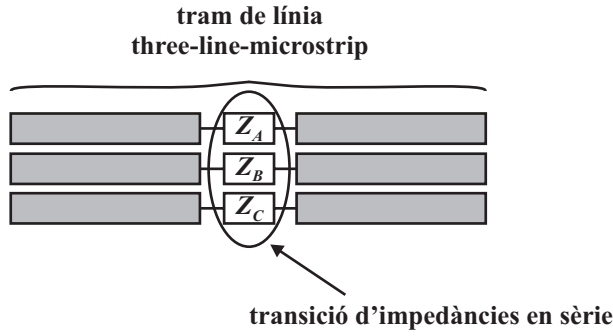


Figura 5.1: Transició d'impedàncies en sèrie.

5.3 Anàlisi modal de la transició d'impedàncies en sèrie

Sigui la transició d'impedàncies en sèrie de la Figura 5.2(a). En el cas més general, pel tram de línia three-line-microstrip es propagaran simultàniament els modes ee, oo i oe (Figura 2.3(a), Figura 2.3(b) i Figura 2.3(c), respectivament). Qualsevol asimetria en els valors de les impedàncies que formen la transició ($Z_A \neq Z_B \neq Z_C$) causarà una interacció entre tots aquests modes. Per tant, una anàlisi rigorosa de la transició haurà de considerar tots els modes. En el pla de la transició, es pot modelar la transició d'impedàncies en sèrie mitjançant un conjunt de conductors, un per a cada strip. Assignant a cadascun d'ells les corresponents tensions i corrents modals, s'obté el circuit de la Figura 5.2(b), on V_{ee1} , I_{ee1} , V_{ee2} , I_{ee2} , V_{oo1} , I_{oo1} , V_{oo2} , I_{oo2} , V_{oe1} , I_{oe1} , V_{oe2} i I_{oe2} corresponen, respectivament, a les tensions i corrents modals dels modes ee, oo i oe, mentre que els subíndex 1 i 2 denoten les línies three-line-microstrip 1 i 2, respectivament. Aquestes tensions i corrents modals es defineixen en el pla de la transició; per tant, es pot analitzar el circuit de la Figura 5.2(b) utilitzant la teoria de circuits. Així, aplicant les lleis de Kirchoff sobre el circuit de la Figura 5.2(b), s'obté el conjunt d'equacions modals de la transició:

$$(V_{ee1} - V_{ee2}) + \frac{1}{3}(V_{oo1} - V_{oo2}) + \frac{1}{2}(V_{oe1} - V_{oe2}) = Z_A \left(\frac{I_{ee1}}{3} + \frac{I_{oo1}}{2} + I_{oe1} \right) \quad (5.1)$$

$$(V_{ee1} - V_{ee2}) - \frac{2}{3}(V_{oo1} - V_{oo2}) = Z_B \left(\frac{I_{ee1}}{3} - I_{oo1} \right) \quad (5.2)$$

$$(V_{ee1} - V_{ee2}) + \frac{1}{3}(V_{oo1} - V_{oo2}) - \frac{1}{2}(V_{oe1} - V_{oe2}) = Z_C \left(\frac{I_{ee1}}{3} + \frac{I_{oo1}}{2} - I_{oe1} \right) \quad (5.3)$$

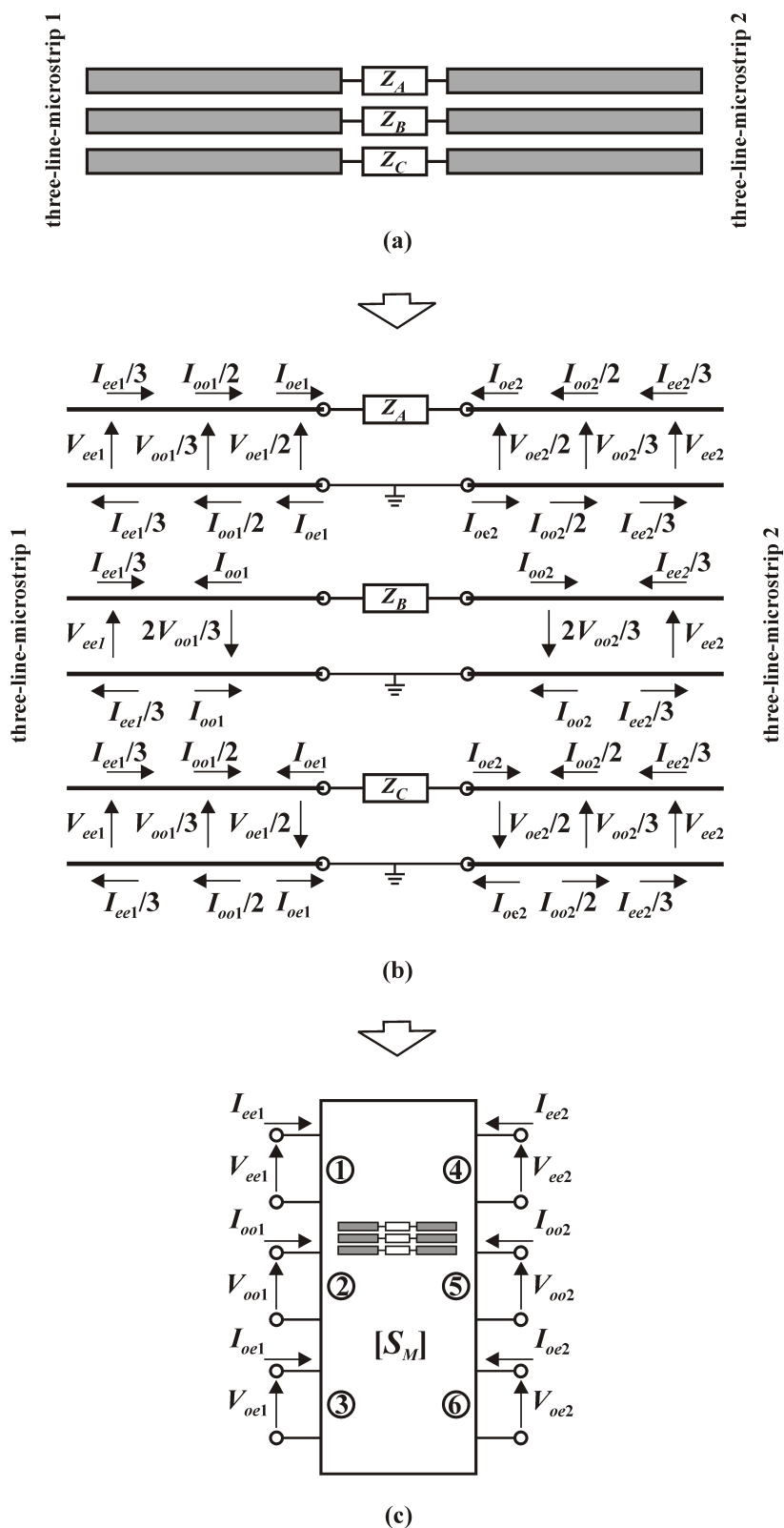


Figura 5.2: (a) Transició d'impedàncies en sèrie. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie.

$$I_{ee_1} = -I_{ee_2} \quad (5.4)$$

$$I_{oo_1} = -I_{oo_2} \quad (5.5)$$

$$I_{oe_1} = -I_{oe_2} \quad (5.6)$$

Aquest conjunt d'equacions caracteritza completament la transició des d'un punt de vista modal i circuital. Cal remarcar la lògica que es dedueix d'algunes de les equacions que integren aquest conjunt. Cal notar com les equacions (5.4)-(5.6) denoten una estructura en sèrie per a tots els modes, cosa que concorda totalment amb l'estructura de la transició.

5.4 Model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie

Des del punt de vista modal, es pot interpretar la transició d'impedàncies en sèrie com a un circuit de 6 ports (Figura 5.2(c)) que confina cadascun dels modes presents en un port diferent:

- el port 1 correspon al mode ee d'entrada, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee_1} i pel seu corrent modal I_{ee_1} ,
- el port 2 correspon al mode oo d'entrada, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo_1} i pel seu corrent modal I_{oo_1} ,
- el port 3 correspon al mode oe d'entrada, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe_1} i pel seu corrent modal I_{oe_1} ,
- el port 4 correspon al mode ee de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee_2} i pel seu corrent modal I_{ee_2} ,
- el port 5 correspon al mode oo de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo_2} i pel seu corrent modal I_{oo_2} ,
- el port 6 correspon al mode oe de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe_2} i pel seu corrent modal I_{oe_2} .

El circuit multimodal de la Figura 5.2(c) queda completament caracteritzat per la seva matriu de paràmetres S modals $[S_M]$, la qual es dedueix a partir del sistema d'equacions (5.1)-(5.6) com

$$[b_M] = [S_M] \cdot [a_M] \quad (5.7)$$

$$\begin{bmatrix} b_{ee1} \\ b_{oo1} \\ b_{oe1} \\ b_{ee2} \\ b_{oo2} \\ b_{oe2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma & \eta & -\beta & -\gamma \\ \beta & \delta & \epsilon & -\beta & \theta & -\epsilon \\ \gamma & \epsilon & \zeta & -\gamma & -\epsilon & \iota \\ \eta & -\beta & -\gamma & \alpha & \beta & \gamma \\ -\beta & \theta & -\epsilon & \beta & \delta & \epsilon \\ -\gamma & -\epsilon & \iota & \gamma & \epsilon & \zeta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{ee1} \\ a_{oo1} \\ a_{oe1} \\ a_{ee2} \\ a_{oo2} \\ a_{oe2} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\alpha = \kappa + \lambda \begin{cases} \kappa = 2(3Z_B + 4Z_0)[Z_A(Z_C + Z_0) + Z_C(Z_A + Z_0)] \\ \lambda = Z_B[(Z_A + Z_0)(3Z_C + 4Z_0) + (Z_C + Z_0)(3Z_A + 4Z_0)] \end{cases}$$

$$\beta = 12Z_0[(Z_A - Z_B)(Z_C + Z_0) + (Z_C - Z_B)(Z_A + Z_0)]$$

$$\gamma = 6Z_0(Z_A - Z_C)(3Z_B + 4Z_0)$$

$$\delta = \mu + \nu \begin{cases} \mu = 3(Z_B + 6Z_0)[Z_A(Z_C + Z_0) + Z_C(Z_A + Z_0)] \\ \nu = 6Z_B[(Z_A + Z_0)(Z_C + 6Z_0) + (Z_C + Z_0)(Z_A + 6Z_0)] \end{cases}$$

$$\epsilon = 6Z_0(Z_A - Z_C)(Z_B + 6Z_0)$$

$$\zeta = \xi + o \begin{cases} \xi = (Z_B + 6Z_0)[Z_A(3Z_C + 4Z_0) + Z_C(3Z_A + 4Z_0)] \\ o = 2(3Z_B + 4Z_0)[Z_A(Z_C + 6Z_0) + Z_C(Z_A + 6Z_0)] \end{cases}$$

$$\eta = 6Z_0(\rho + \sigma) \begin{cases} \rho = (Z_A + Z_0)(3Z_C + 4Z_0) + (Z_C + Z_0)(3Z_A + 4Z_0) \\ \sigma = 2(3Z_B + 4Z_0)[(Z_A + Z_0) + (Z_C + Z_0)] \end{cases}$$

$$\theta = 4Z_0(\tau + \nu) \begin{cases} \tau = (Z_A + Z_0)[(Z_B + 6Z_0) + 2(Z_C + 6Z_0)] \\ \nu = (Z_C + Z_0)[(Z_B + 6Z_0) + 2(Z_A + 6Z_0)] \end{cases}$$

$$\iota = Z_0(\phi + \chi) \begin{cases} \phi = (Z_B + 6Z_0)[(3Z_A + 4Z_0) + (3Z_C + 4Z_0)] \\ \chi = 2(3Z_B + 4Z_0)[(Z_A + 6Z_0) + (Z_C + 6Z_0)] \end{cases}$$

$$\Delta = \psi + \omega \begin{cases} \psi = 2(3Z_B + 4Z_0)[(Z_A + Z_0)(Z_C + 6Z_0) + (Z_C + Z_0)(Z_A + 6Z_0)] \\ \omega = (Z_B + 6Z_0)[(Z_A + Z_0)(3Z_C + 4Z_0) + (Z_C + Z_0)(3Z_A + 4Z_0)] \end{cases}$$

on a_{ee1} , b_{ee1} , a_{ee2} , b_{ee2} , a_{oo1} , b_{oo1} , a_{oo2} , b_{oo2} , a_{oe1} , b_{oe1} , a_{oe2} i b_{oe2} corresponen a les ones normalitzades incidents i reflectides de tensió per als modes ee, oo i oe d'entrada i sortida, respectivament, definides com $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$, $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$ amb $\alpha = ee1, ee2, oo1, oo2, oe1, oe2$. Z_0 correspon a una impedància real arbitrària respecte de la qual s'han normalitzat les ones incidents i reflectides de tensió, i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S modals.

La matriu de paràmetres S modals mostra que:

- si $Z_A = Z_B = Z_C$ no es produeix conversió modal ($S_{21} = S_{51} = S_{31} = S_{61} = S_{32} = S_{52} = 0$),
- si $Z_A = Z_C \neq Z_B$ es genera un balanç modal entre els modes ee i oo ($S_{21} = -S_{51} = \frac{12Z_0(Z_A - Z_B)}{2(3Z_B + 4Z_0)(Z_A + 6Z_0) + (3Z_A + 4Z_0)(Z_B + 6Z_0)}$) però cap d'aquests dos modes excita el mode oe i viceversa ($S_{31} = S_{61} = S_{32} = S_{52} = 0$),
- si $Z_A \neq Z_C$ (independentment del valor de Z_B) es produeix un intercanvi modal entre tots els modes presents a la transició.

El model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie deduït en aquest apartat proporciona, doncs, una anàlisi rigorosa de la transició ja que té en compte tots els modes presents i una anàlisi quantitativa del balanç modal que s'hi genera ja que pot predir la conversió modal entre qualsevol parell de modes separant la contribució de cadascun d'ells en ports diferents.

Com ja s'ha comentat en models anteriors, cal remarcar que el model circuital multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Els efectes que depenen de les característiques del substrat i de les característiques geomètriques (atenuació, propagació, desadaptacions) propis d'una transició real vindran donats per mitjà de les constants de propagació, impedàncies característiques i longituds de les línies de transmissió (una per a cada mode) que es connectaran als ports modals de la transició.

5.5 Validació experimental del model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie

Amb l'objectiu de validar el model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie deduït en l'apartat anterior, s'ha implementat, mesurat i simulat el circuit de la Figura 5.3(a). El circuit s'ha construït sobre un substrat amb una constant dielèctrica $\epsilon_r = 2.6$, amb una alçada d' $h = 1.6$ mm i amb un gruix de metal·lització de coure de $35 \mu\text{m}$. Les seves dimensions són $d_1 = 20$ mm, $d_2 = 50$ mm i $d_3 = 4$ mm. En el tram de línia three-line-microstrip els strips tenen una amplada de 1.4 mm i estan separats 0.2 mm entre ells. Els trams de línia microstrip tenen una amplada de 4.6 mm per tal d'obtenir una impedància característica de 50Ω .

Com es pot observar a la Figura 5.3(a), la transició d'impedàncies en sèrie es forma inserint un gap (idealment una impedància de valor infinit) en el strip superior del tram de línia three-line-microstrip, o dit d'una altra manera, la transició d'impedàncies en sèrie del circuit de validació correspon al cas de $Z_A = \infty$ i $Z_B = Z_C = 0$. Aquesta combinació de valors d'impedància farà que s'excitin tots

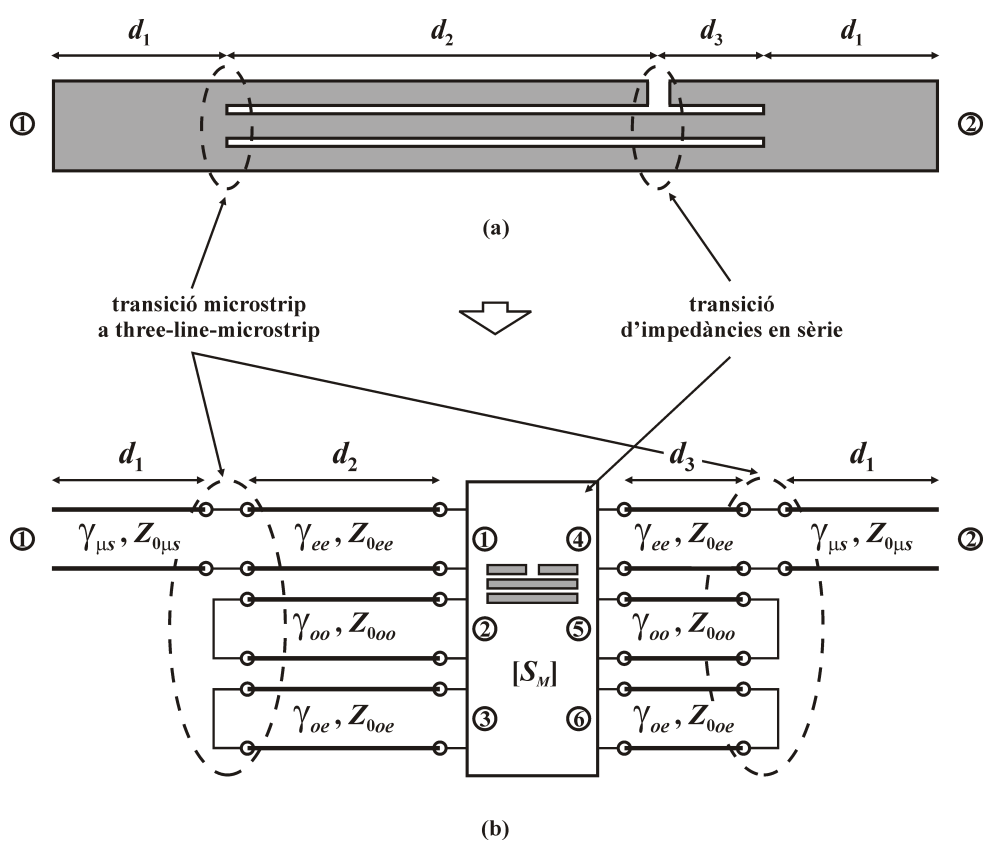


Figura 5.3: (a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.

els possibles modes, la qual cosa dóna utilitat al circuit de test que es proposa ja que permetrà validar el model circuital de la transició en el cas més general. Particularitzant la matriu de paràmetres S modals de la transició (5.8) per als valors esmentats d'impedància s'obté:

$$\begin{bmatrix} b_{ee1} \\ b_{oo1} \\ b_{oe1} \\ b_{ee2} \\ b_{oo2} \\ b_{oe2} \end{bmatrix} = \frac{1}{49} \cdot \begin{bmatrix} 4 & 6 & 12 & 45 & -6 & -12 \\ 6 & 9 & 18 & -6 & 40 & -18 \\ 12 & 18 & 36 & -12 & -18 & 13 \\ 45 & -6 & -12 & 4 & 6 & 12 \\ -6 & 40 & -18 & 6 & 9 & 18 \\ -12 & -18 & 13 & 12 & 18 & 36 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{ee1} \\ a_{oo1} \\ a_{oe1} \\ a_{ee2} \\ a_{oo2} \\ a_{oe2} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

La matriu de paràmetres S modals (5.9) demostra que en el pla de la transició es produeix un intercanvi d'energia entre tots els modes presents. Per exemple, el mode oo d'entrada es converteix en mode oo reflectit ($S_{22} = 9/49$) i en mode oo de sortida ($S_{52} = 40/49$) però també excita els modes ee i oe d'entrada i de sortida ($S_{12} = -S_{42} = 6/49$ i $S_{32} = -S_{62} = 18/49$, respectivament). De l'anàlisi de la mateixa matriu es dedueix que el mode oe es veu molt afectat pel gap ja que pràcticament es reflecteix tot ($S_{33} = 36/49$) i molt poc passa cap a la sortida ($S_{63} = 13/49$). Els modes ee i oo no es veuen massa afectats per la presència del gap ja que presenten paràmetres de reflexió baixos ($S_{11} = 4/49$ i $S_{22} = 9/49$, respectivament) i paràmetres de transmissió alts ($S_{41} = 45/49$ i $S_{52} = 40/49$, respectivament). Cal remarcar que aquesta anàlisi es vàlida sempre i quan es compleixi que $Z_{0_{\mu s}} = Z_{0_e} = Z_{0_o} = Z_{0_{ee}} = Z_{0_{oo}} = Z_{0_{oe}} = Z_0$. En cas contrari, caldrà renormalitzar la matriu, amb la qual cosa els valors dels paràmetres S es podran veure modificats.

Utilitzant el model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie deduït a l'apartat 5.4 i particularitzant-ho pels corresponents valors de Z_A , Z_B i Z_C (5.9), es pot modelar el circuit de validació de la Figura 5.3(a) mitjançant el circuit de la Figura 5.3(b). Com es pot observar a la figura, novament el tram de línia three-line-microstrip es modela mitjançant tres línies de transmissió independents (una per a cadascun dels tres modes). De manera anàloga, els trams de línia microstrip es modelen a través de línies de transmissió que propaguen un mode microstrip. Cadascuna d'aquestes línies de transmissió està connectada al port modal corresponent de la transició. S'ha de recordar que el model multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Per tant, en el circuit de la Figura 5.3(b), els efectes de propagació, desadaptacions i atenuació vindran donats per les constants de propagació ($\gamma_{\mu s}$, γ_{ee} , γ_{oo} i γ_{oe}), impedàncies característiques ($Z_{0_{\mu s}}$, $Z_{0_{ee}}$, $Z_{0_{oo}}$ i $Z_{0_{oe}}$) i longituds d'aquestes línies de transmissió.

Cal que fer present que el circuit de validació també inclou dues transicions microstrip a three-line-microstrip. En el circuit de la Figura 5.3(b) s'ha modelat circuitalment aquesta transició mitjançant el seu circuit multimodal equivalent (Figura 3.3) obtingut al capítol 3.

Cal també remarcar que diverses no idealitats han estat contemplades a la simulació circuital:

- els efectes paràsits a la transició s'han modelat mitjançant impedàncies reactives connectades en sèrie als ports de la transició, seguides d'admitàncies reactives connectades en paral·lel. L'únic efecte significatiu correspon al representat per la impedància sèrie connectada al port del mode 00, la qual té un valor $Z_{s_{00}} = j10^{-8}f$, on f representa el valor de la freqüència en Hz.
- s'ha modelat el gap (idealment una impedància de valor infinit) mitjançant una impedància capacitiva sèrie [39], [40]. El valor de la capacitat és $C_{gap} = 0.2$ pF.

A la Figura 5.4 es presenten els resultats de la mesura (línia vermella discontinua) i de la simulació (línia blava) utilitzant el circuit de la Figura 5.3(b), dels paràmetres S_{11} i S_{21} del circuit de validació. Els bons resultats obtinguts validen completament el model circuital multimodal per a la transició d'impedàncies en sèrie deduït en aquest capítol.

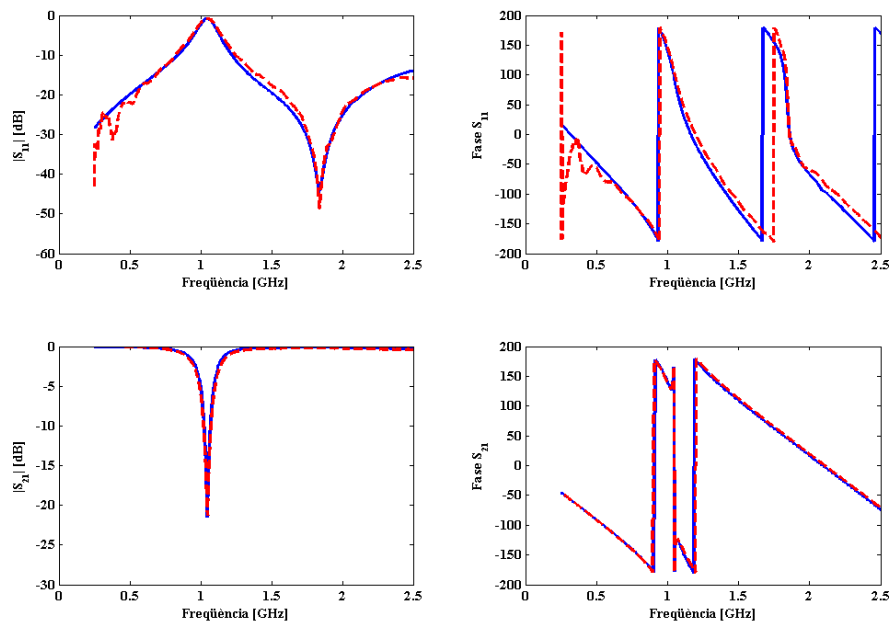


Figura 5.4: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del circuit de validació.

Capítol 6

CREU MICROSTRIP - THREE-LINE-MICROSTRIP AMB IMPEDÀNCIA CENTRAL EN PARAL·LEL

6.1 Introducció

En aquest capítol es durà a terme l'estudi del comportament, des d'un punt de vista multimodal, de la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel. Tot i que és difícil que aquesta transició com a tal es doni en alguna ocasió, sí que casos particulars d'aquesta es troben sovint presents a les plaques de circuit imprès (PCB). Un exemple podria ser el cas de dues pistes de senyal separades per una pista de guarda [30], [41]-[43]. Un altre d'aquests casos es dona, per exemple, quan una pista de distribució de senyal comparteix trajectòria amb d'altres pistes de senyal. Les derivacions que es practiquen sobre la pista del senyal que es vol distribuir i que fan que aquest arribi a les diferents parts o components que el requereixen donen lloc a asimetries que corresponen a casos particulars de la transició analitzada en aquest capítol [45]. Qualsevol asimetria en les condicions de càrrega en qualsevol de les línies que formen la creu originaranà un trasbals d'energia entre tots els modes presents a la transició. Per tant, és interessant la deducció d'un model que proporcioni una explicació simple d'aquest fenomen. L'objectiu d'aquest capítol és, doncs, l'obtenció d'un model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel que permeti una anàlisi simple, rigorosa i quantitativa de la conversió modal que s'hi genera. Per a tal objectiu, aquest capítol segueix la mateixa estructura que els capítols anteriors: primerament es presenta la transició a analitzar; tot seguit es realitza la seva anàlisi modal; a continuació es procedeix a la deducció del seu model circuital multimodal; finalment, es duu a terme la validació del model multimodal obtingut.

6.2 Creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel

La creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel es forma quan en un tram de línia three-line-microstrip es connecta una impedància en paral·lel a massa a l'strip central i, al mateix temps, d'ambdós strips exteriors es deriva un tram de línia microstrip. A la Figura 6.1 es mostra el layout d'aquesta transició. Val a dir que, en certa manera, la creu guarda una relació de dualitat amb la transició d'impedàncies en sèrie presentada en el capítol anterior, ja que si es carreguen els trams microstrip amb dues impedàncies de valor Z_A i Z_C s'obté la transició d'impedàncies en paral·lel.

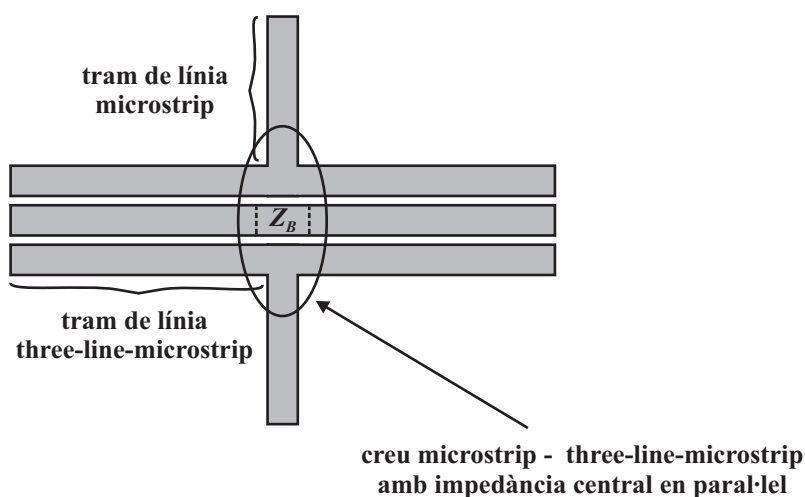


Figura 6.1: Creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel.

6.3 Anàlisi modal de la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel

Sigui la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel de la Figura 6.2(a). Aquesta transició involucra dos tipus de línies de transmissió diferents. En el cas més general, pels trams de línia three-line-microstrip es propagaran simultàniament els modes ee, oo i oe (Figura 2.3(a), Figura 2.3(b) i Figura 2.3(c), respectivament). Per la seva banda, cada tram de línia microstrip propagarà un mode microstrip (Figura 2.1(a)). Qualsevol asimetria en l'excitació o en les condicions de càrrega en qualsevol de les dues línies microstrip que formen la transició generarà a un intercanvi d'energia entre els modes presents a la transició. Per tant, una anàlisi rigorosa de la transició haurà de tenir en compte tots aquests modes. En el pla de la transició, es pot modelar la creu mitjançant un conjunt de conductors, un per a cada strip. Assignant a cadascun d'ells les corresponents tensions i corrents modals, s'obté el circuit de la Figura 6.2(b), on V_{ee_1} , I_{ee_1} , V_{ee_2} , I_{ee_2} , V_{oo_1} , I_{oo_1} , V_{oo_2} , I_{oo_2} , V_{oe_1} , I_{oe_1} , V_{oe_2} i I_{oe_2} corresponen, respec-

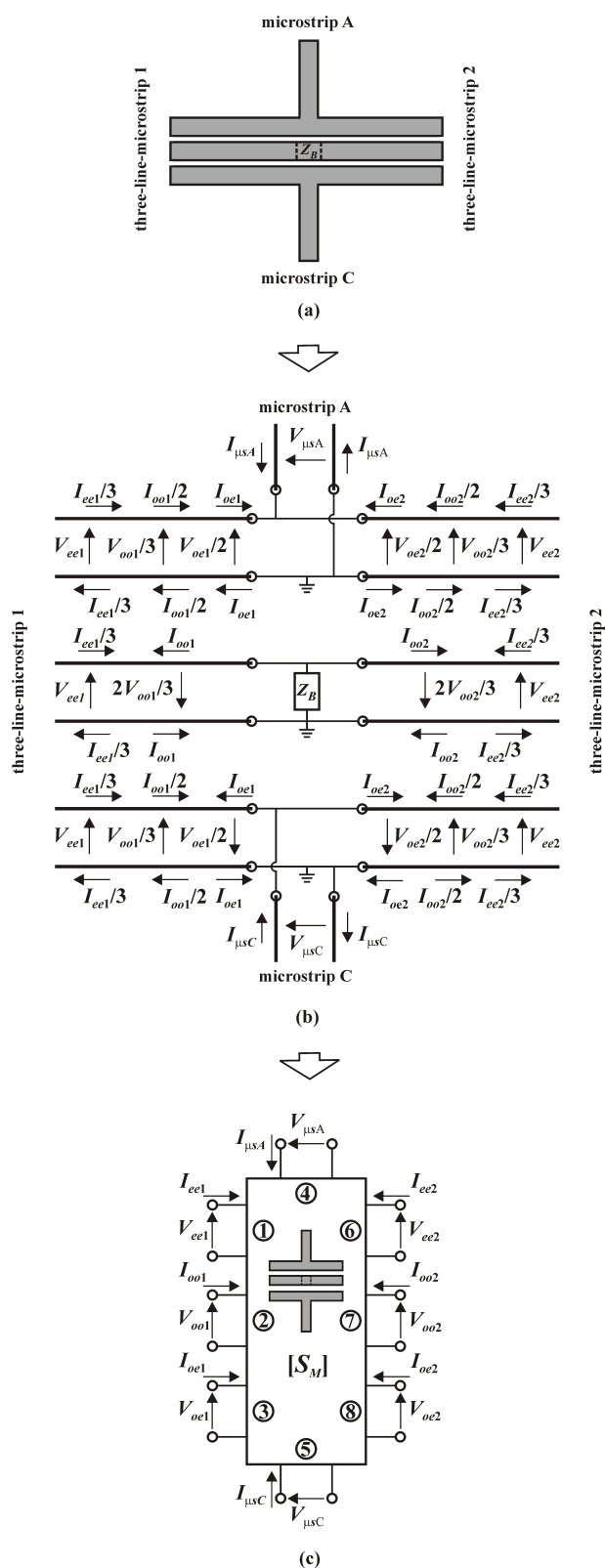


Figura 6.2: (a) Creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la creu.

tivament, a les tensions i corrents modals dels modes ee, oo i oe (els subíndex 1 i 2 denoten les línies three-line-microstrip 1 i 2, respectivament). Així mateix, $V_{\mu s_A}$, $I_{\mu s_A}$, $V_{\mu s_C}$ i $I_{\mu s_C}$ corresponen a la tensions i corrents modals dels modes microstrip A i C, respectivament. Aquestes tensions i corrents modals es defineixen en el pla de la transició, per tant, es pot analitzar el circuit de la Figura 6.2(b) emprant la teoria de circuits. D'aquesta manera, aplicant les lleis de Kirchoff sobre el circuit de la Figura 6.2(b), s'obté el conjunt d'equacions modals de la transició:

$$V_{ee_1} = V_{ee_2} \quad (6.1)$$

$$V_{oo_1} = V_{oo_2} \quad (6.2)$$

$$V_{oe_1} = V_{oe_2} \quad (6.3)$$

$$V_{\mu s_A} + V_{\mu s_C} = 2V_{ee_1} + \frac{2}{3}V_{oo_1} \quad (6.4)$$

$$V_{\mu s_A} - V_{\mu s_C} = V_{oe_1} \quad (6.5)$$

$$V_{ee_1} - \frac{2}{3}V_{oo_1} = Z_B \left[\frac{1}{3}(I_{ee_1} + I_{ee_2}) - (I_{oo_1} + I_{oo_2}) \right] \quad (6.6)$$

$$I_{\mu s_A} + I_{\mu s_C} = - \left[\frac{2}{3}(I_{ee_1} + I_{ee_2}) + (I_{oo_1} + I_{oo_2}) \right] \quad (6.7)$$

$$I_{\mu s_A} - I_{\mu s_C} = -2(I_{oe_1} + I_{oe_2}) \quad (6.8)$$

Aquest conjunt d'equacions caracteritza completament la transició des d'un punt de vista modal i circuital. Novament, cal destacar una certa lògica en aquest conjunt d'equacions. Les equacions (6.1)-(6.3) denoten una estructura en paral·lel per als modes ee, oo i oe, cosa que coincideix plenament amb l'estructura de la transició. Per altra banda, l'equació (6.5) confirma el que intuïtivament es podia pensar en referència a la generació del mode oe a la transició. Aquesta equació mostra que la tensió del mode oe (V_{oe}) és proporcional a la diferència de tensions dels modes microstrip A i C ($V_{\mu s_A}$ i $V_{\mu s_C}$).

6.4 Model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel

Des del punt de vista modal, es pot interpretar la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel com a un circuit de 8 ports (Figura 6.2(c)) que confina cadascun dels modes presents a la transició en un port diferent:

- el port 1 correspon al mode ee d'entrada, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee_1} i pel seu corrent modal I_{ee_1} ,
- el port 2 correspon al mode oo d'entrada, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo_1} i pel seu corrent modal I_{oo_1} ,
- el port 3 correspon al mode oe d'entrada, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe_1} i pel seu corrent modal I_{oe_1} ,
- el port 4 correspon al mode microstrip A, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s_A}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s_A}$,
- el port 5 correspon al mode microstrip C, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s_C}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s_C}$,
- el port 6 correspon al mode ee de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee_2} i pel seu corrent modal I_{ee_2} ,
- el port 7 correspon al mode oo de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo_2} i pel seu corrent modal I_{oo_2} ,
- el port 8 correspon al mode oe de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe_2} i pel seu corrent modal I_{oe_2} .

El circuit multimodal de la Figura 6.2(c) queda completament caracteritzat per la seva matriu de paràmetres S modals $[S_M]$, la qual s'obté a partir del sistema d'equacions (6.1)-(6.8) com

$$[b_M] = [S_M] \cdot [a_M] \quad (6.9)$$

$$\begin{bmatrix} b_{ee_1} \\ b_{oo_1} \\ b_{oe_1} \\ b_{\mu s_A} \\ b_{\mu s_C} \\ b_{ee_2} \\ b_{oo_2} \\ b_{oe_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} \alpha & \beta & 0 & \gamma & \gamma & \delta & \beta & 0 \\ \beta & \epsilon & 0 & \zeta & \zeta & \beta & \eta & 0 \\ 0 & 0 & \theta & \iota & -\iota & 0 & 0 & \kappa \\ \gamma & \zeta & \iota & \lambda & \mu & \gamma & \zeta & \iota \\ \gamma & \zeta & -\iota & \mu & \lambda & \gamma & \zeta & -\iota \\ \delta & \beta & 0 & \gamma & \gamma & \alpha & \beta & 0 \\ \beta & \eta & 0 & \zeta & \zeta & \beta & \epsilon & 0 \\ 0 & 0 & \kappa & \iota & -\iota & 0 & 0 & \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{ee_1} \\ a_{oo_1} \\ a_{oe_1} \\ a_{\mu s_A} \\ a_{\mu s_C} \\ a_{ee_2} \\ a_{oo_2} \\ a_{oe_2} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$\begin{aligned}
\alpha &= -9(Z_B + Z_0) & \eta &= \frac{9}{2}(4Z_B + Z_0) \\
\beta &= -3(Z_B - Z_0) & \theta &= -\frac{1}{5}(19Z_B + 11Z_0) \\
\gamma &= 3(3Z_B + Z_0) & \iota &= \frac{2}{5}(19Z_B + 11Z_0) \\
\delta &= 2(5Z_B + Z_0) & \kappa &= \frac{4}{5}(19Z_B + 11Z_0) \\
\epsilon &= -\frac{1}{2}(2Z_B + 13Z_0) & \lambda &= -\frac{1}{10}(52Z_B + 43Z_0) \\
\zeta &= \frac{3}{2}(2Z_B + 3Z_0) & \mu &= \frac{1}{10}(62Z_B + 23Z_0)
\end{aligned}$$

$$\Delta = 19Z_B + 11Z_0$$

on $a_{ee1}, b_{ee1}, a_{oo1}, b_{oo1}, a_{oe1}, b_{oe1}, a_{\mu SA}, b_{\mu SA}, a_{\mu SC}, b_{\mu SC}, a_{ee2}, b_{ee2}, a_{oo2}, b_{oo2}, a_{oe2}$ i b_{oe2} corresponen a les ones normalitzades incidents i reflectides de tensió per als modes ee, oo i oe d'entrada, microstrip A, microstrip C i ee, oo i oe de sortida, respectivament, definides com $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$, $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$ amb $\alpha = ee1, oo1, oe1, \mu SA, \mu SC, ee2, oo2, oe2$. Z_0 correspon a una impedància real arbitrària respecte de la qual s'han normalitzat les ones incidents i reflectides de tensió, i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S modals.

La matriu de paràmetres S modals mostra que:

- si s'excita la creu de forma simètrica a través dels ports modals microstrip A i C, no hi ha generació del mode oe a la transició:

$$\begin{aligned}
\begin{aligned}
b_{oe1} &= -\frac{1}{5}a_{oe1} + \frac{2}{5}a_{\mu SA} - \frac{2}{5}a_{\mu SC} + \frac{4}{5}a_{oe2} \\
b_{oe2} &= \frac{4}{5}a_{oe1} + \frac{2}{5}a_{\mu SA} - \frac{2}{5}a_{\mu SC} - \frac{1}{5}a_{oe2}
\end{aligned}
\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} a_{\mu SA} = a_{\mu SC} \\ a_{oe1} = a_{oe2} = 0 \end{array} \right\} \rightarrow \\
b_{oe1} &= 0 \\
b_{oe2} &= 0
\end{aligned}$$

En aquesta mateixa situació, la matriu també mostra que existeix un aïllament entre el mode oe i els modes ee i oo ($S_{13} = S_{31} = S_{36} = S_{63} = S_{18} = S_{81} = S_{68} = S_{86} = S_{23} = S_{32} = S_{37} = S_{73} = S_{28} = S_{82} = S_{78} = S_{87} = 0$). Sí que existeix, però, interacció modal entre els dos modes microstrip (A i C) i els modes ee i oo. El trasbals d'energia entre aquest modes està governat pel valor de Z_B .

- de manera anàloga es pot concloure que, en el cas de carregar els ports modals microstrip A i C de manera simètrica ($a_{\mu SA} = \Gamma b_{\mu SA}$ i $a_{\mu SC} = \Gamma b_{\mu SC}$), tampoc no hi haurà excitació del mode oe. A més a més, com en el cas anterior, el mode oe es trobarà aïllat dels modes ee i oo i, per tant, no hi haurà trasbals d'energia entre el mode oe i aquets dos modes. Sí que es produirà, però, conversió modal entre els dos modes microstrip (A i C) i els modes ee i oo. Novament, aquest intercanvi d'energia vindrà determinat pel valor de Z_B .

- per contra, una excitació asimètrica o condicions de càrrega diferents ($a_{\mu s_A} = \Gamma_1 b_{\mu s_A}$ i $a_{\mu s_C} = \Gamma_2 b_{\mu s_C}$) en els ports modals microstrip A i C originarà un balanç modal entre tots els els modes presents a la transició.

El model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel obtingut en aquest punt permet, doncs, una anàlisi rigorosa de la transició ja que té en compte tots el modes presents, i una anàlisi quantitativa del balanç modal que s'hi genera ja que pot predir la conversió modal entre qualsevol parell de modes separant la contribució de cadascun d'ells en un port diferent.

Cal remarcar que el model circuital multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es genera entre tots els modes en el pla de la transició. Els efectes que depenen de les característiques del substrat i de les característiques geomètriques (atenuació, propagació, desadaptacions) propis d'una transició real vindran donats a través de les constants de propagació, impedàncies característiques i longituds de les línies de transmissió (una per a cada mode) que es connectaran als ports modals de la transició.

6.5 Validació del model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel

Per tal de validar el model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel deduït en l'apartat anterior, s'ha realitzat una simulació electromagnètica utilitzant el simulador Momentum d'Agilent i s'ha comparat els resultats d'aquesta simulació amb els resultats obtinguts d'una simulació circuital utilitzant el model multimodal proposat. El circuit simulat és el que es mostra a la Figura 6.3(a), el qual s'ha construït sobre un substrat amb una constant dielèctrica $\epsilon_r = 2.6$, amb una alçada $h = 1.6$ mm i amb un gruix de metal·lització de coure de $35 \mu\text{m}$. Les seves dimensions són $d_1 = 20$ mm, $d_2 = 27$ mm. En el tram de línia three-line-microstrip els strips tenen una amplada de 1.4 mm i estan separats 0.2 mm entre ells. Aquesta mateixa amplada de 1.4 mm és la que té el tram de línia microstrip que propaga el mode microstrip A.

Com es pot observar a la figura, el port modal microstrip A de la creu s'excita mitjançant el port 2 del circuit mentre que el port modal microstrip C es carrega amb un via hole, la qual cosa implica que una condició de càrrega igual a $a_{\mu s_C} = \Gamma_{via} b_{\mu s_C} = -b_{\mu s_C}$ en aquest port modal. Aquesta asimetria en els ports modals microstrip A i microstrip C de la creu, generarà un intercanvi d'energia entre tots el modes presents. Particularitzant la matriu de paràmetres S modals de la transició (6.10) per al cas del circuit de la Figura 6.3(a) s'obté:

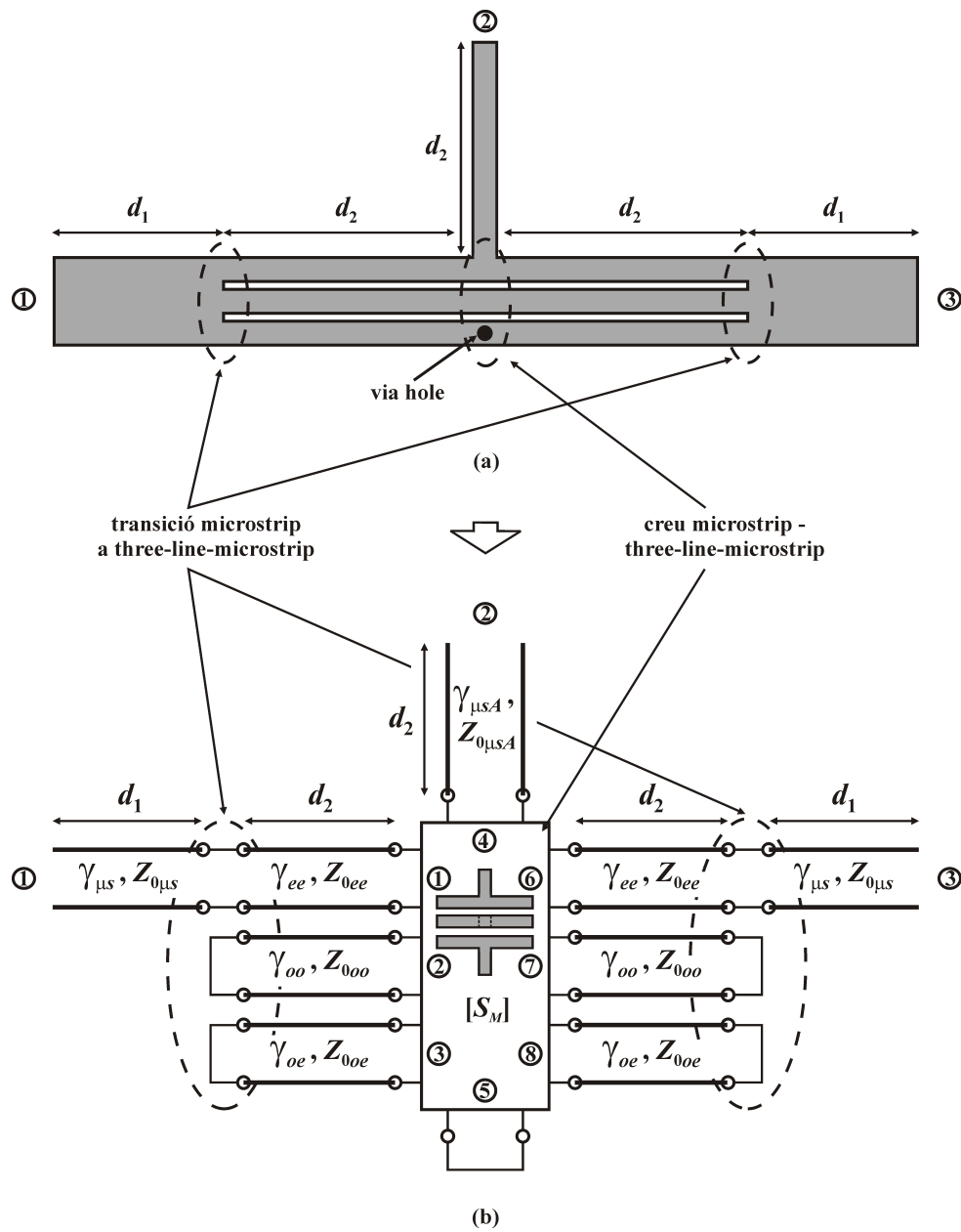


Figura 6.3: (a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.

$$\begin{bmatrix} b_{ee1} \\ b_{oo1} \\ b_{oe1} \\ b_{\mu s_A} \\ b_{ee2} \\ b_{oo2} \\ b_{oe2} \end{bmatrix} = \frac{1}{69} \cdot \begin{bmatrix} -54 & -18 & 18 & 18 & 15 & -18 & 18 \\ -18 & -6 & 6 & 6 & -18 & 63 & 6 \\ 18 & 6 & -29 & 40 & 18 & 6 & 40 \\ 18 & 6 & 40 & -29 & 18 & 6 & 40 \\ 15 & -18 & 18 & 18 & -54 & -18 & 18 \\ -18 & 63 & 6 & 6 & -18 & -6 & 6 \\ 18 & 6 & 40 & 40 & 18 & 6 & -29 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{ee1} \\ a_{oo1} \\ a_{oe1} \\ a_{\mu s_A} \\ a_{ee2} \\ a_{oo2} \\ a_{oe2} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

La matriu de paràmetres S modals (6.11) demostra que en el pla de la transició es produeix un intercanvi d'energia entre tots els modes presents. Per exemple, el mode μs_A d'entrada es converteix en mode μs_A reflectit ($S_{44} = -29/69$) però també excita els modes ee , oo i oe d'entrada i de sortida ($S_{14} = S_{54} = 18/69$, $S_{24} = S_{64} = 6/69$ i $S_{34} = S_{74} = 40/69$, respectivament). Cal recordar que aquests valors són vàlids per al cas que $Z_{0\mu s} = Z_{0e} = Z_{0o} = Z_{0ee} = Z_{0oo} = Z_{0oe} = Z_0$. En cas contrari, s'hauria de renormalitzar la matriu, la qual cosa pot fer variar els seus valors.

Utilitzant el model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel deduït a l'apartat 6.4 i particularitzant-ho per a les condicions descrites anteriorment en aquest apartat (6.11), es pot modelar el circuit de validació de la Figura 6.3(a) mitjançant el circuit de la Figura 6.3(b). Novament, el tram de línia three-line-microstrip es modela mitjançant tres línies de transmissió independents (una per a cada un dels tres modes). Així mateix, els trams de línia microstrip es modelen a través de línies de transmissió que propaguen un mode microstrip. Aquestes línies de transmissió es connecten als corresponents ports modals de la transició. S'ha de recordar que el model multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Per tant, en el circuit de la Figura 6.3(b), els efectes de propagació, desadaptacions i atenuació vindran donats per les constants de propagació ($\gamma_{\mu s}$, $\gamma_{\mu s_A}$, γ_{ee} , γ_{oo} i γ_{oe}), impedàncies característiques ($Z_{0\mu s}$, $Z_{0\mu s_A}$, Z_{0ee} , Z_{0oo} i Z_{0oe}) i longituds d'aquestes línies de transmissió.

Cal remarcar que s'han contemplat diverses no idealitats a la simulació circuital:

- s'han modelat els efectes paràsits a la transició mitjançant impedàncies reactives connectades en sèrie als ports de la transició, seguides d'admitàncies reactives connectades en paral·lel. Els més significatius corresponen als representats per admitàncies connectades en paral·lel amb els ports dels modes ee i oo , el valor de les quals és $Y_{ee} = j2 \cdot 10^{-12} f$ i $Y_{oo} = j3.5 \cdot 10^{-12} f$, respectivament, sent f el valor de la freqüència en Hz.
- s'ha modelat el via hole (idealment una impedància de valor zero) utilitzant el model circuital proposat a [46].

La Figura 6.4 mostra els resultats de la simulació realitzada amb el simulador Momentum d'Agilent (línia vermella discontinua) i de la simulació circuital (línia

blava) utilitzant el circuit multimodal de la Figura 6.3(b), dels paràmetres S_{11} , S_{22} , S_{21} i S_{31} del circuit de validació. La gran similitud de les gràfiques valida completament el model circuital multimodal per a la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel deduït en aquest capítol.

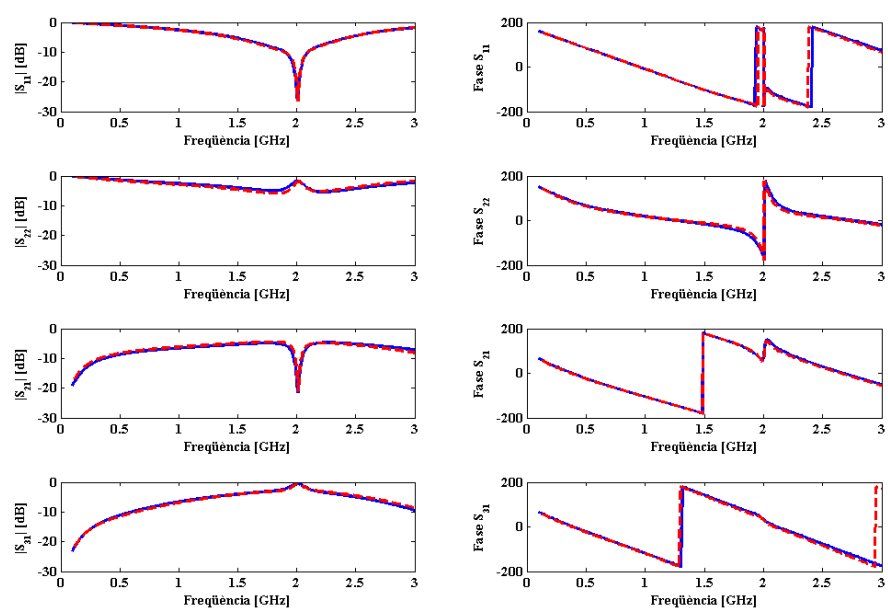


Figura 6.4: Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{22} , S_{21} i S_{31} del circuit de validació.

Capítol 7

TRANSICIÓ THREE-LINE-MICROSTRIP A TRES MICROSTRIPS

7.1 Introducció

En aquest capítol es realitzarà una anàlisi multimodal de la transició three-line-microstrip a tres microstrips. Aquest tipus de transició es pot trobar, per exemple, a les plaques de circuit imprès (PCB). En moltes ocasions el rutejat d'una placa fa que al llarg d'un cert tram varies pistes de senyal (en el cas d'aquesta transició tres pistes) s'uneixin i segueixin una trajectòria paral·lela i que, més tard, es tornin a separar seguint cadascuna d'elles una trajectòria diferent. Aquesta transició també es dona en el camp de les microones. En aquest àmbit, es pot trobar la transició three-line-microstrip a tres microstrips formant part d'un acoblador direccional [1]-[3] o bé constituint una transició entre una línia coplanar (CPW) i una línia microstrip [23]-[25]. Qualsevol asimetria en les condicions de càrrega en qualsevol de les línies microstrip que formen la transició donarà lloc a un intercanvi d'energia entre tots els modes presents. Per tant, és d'interès la deducció d'un model que proporcioni una explicació simple d'aquest fenomen. L'objectiu d'aquest capítol és, doncs, l'obtenció d'un model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips que permeti una anàlisi simple, rigorosa i quantitativa de la conversió modal que s'hi genera. Per a tal objectiu, aquest capítol segueix l'estructura utilitzada al llarg de tot aquest treball: en primer lloc es presenta la transició a analitzar; a continuació es realitza la seva anàlisi modal; seguidament es procedeix a la deducció del seu model circuital multimodal; finalment, es duu a terme la validació del model multimodal obtingut.

7.2 Transició three-line-microstrip a tres microstrips

La transició three-line-microstrip a tres microstrips s'origina quan els strips que formen un tram de línia three-line-microstrip es separen en tres trams (no acoblats) de línia microstrip. La Figura 7.1 mostra un exemple d'aquesta transició.

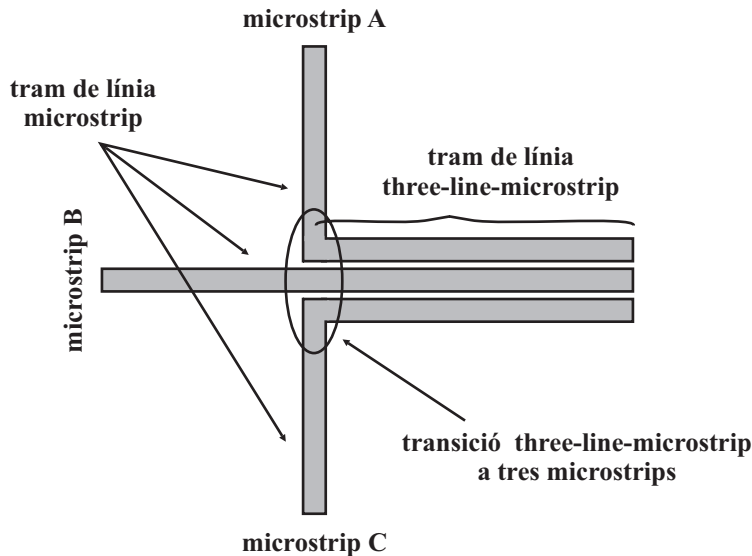


Figura 7.1: Transició three-line-microstrip a tres microstrips.

7.3 Anàlisi modal de la transició three-line-microstrip a tres microstrips

Sigui la transició three-line-microstrip a tres microstrips de la Figura 7.2(a). Aquesta transició involucra dos tipus de línia de transmissió diferents. Cada tram de línia microstrip propagarà un mode microstrip (Figura 2.1(a)). Per la seva banda, en el cas més general, el tram de la línia three-line-microstrip propagarà simultàniament els modes ee, oo i oe (Figura 2.3(a), Figura 2.3(b) i Figura 2.3(c), respectivament). Qualsevol asimetria en l'excitació o en les condicions de càrrega en qualsevol de les tres línies microstrip que formen la transició originarà a un balanç modal entre tots els modes presents. Per tant, una anàlisi rigorosa de la transició haurà de tenir en compte tots aquests modes. En el pla de la transició, es pot modelar la transició three-line-microstrip a tres microstrips mitjançant un conjunt de conductors, un per a cada strip. Assignant a cadascun d'ells les corresponents tensions i corrents modals, s'obté el circuit de la Figura 7.2(b), on $V_{\mu s_A}$, $I_{\mu s_A}$, $V_{\mu s_B}$, $I_{\mu s_B}$, $V_{\mu s_C}$ i $I_{\mu s_C}$ corresponen a la tensions i corrents modals dels modes microstrip A, B i C, respectivament, mentre que V_{ee} , I_{ee} , V_{oo} , I_{oo} , V_{oe} i I_{oe} corresponen, respectivament, a les tensions i corrents modals dels modes ee, oo i oe. Aquestes tensions i corrents modals es defineixen en el pla de la transició; per tant, es pot analitzar el circuit de la Figura 7.2(b) utilitzant la teoria de circuits. Així, aplicant les lleis de Kirchoff sobre el circuit de la Figura 7.2(b), s'obté

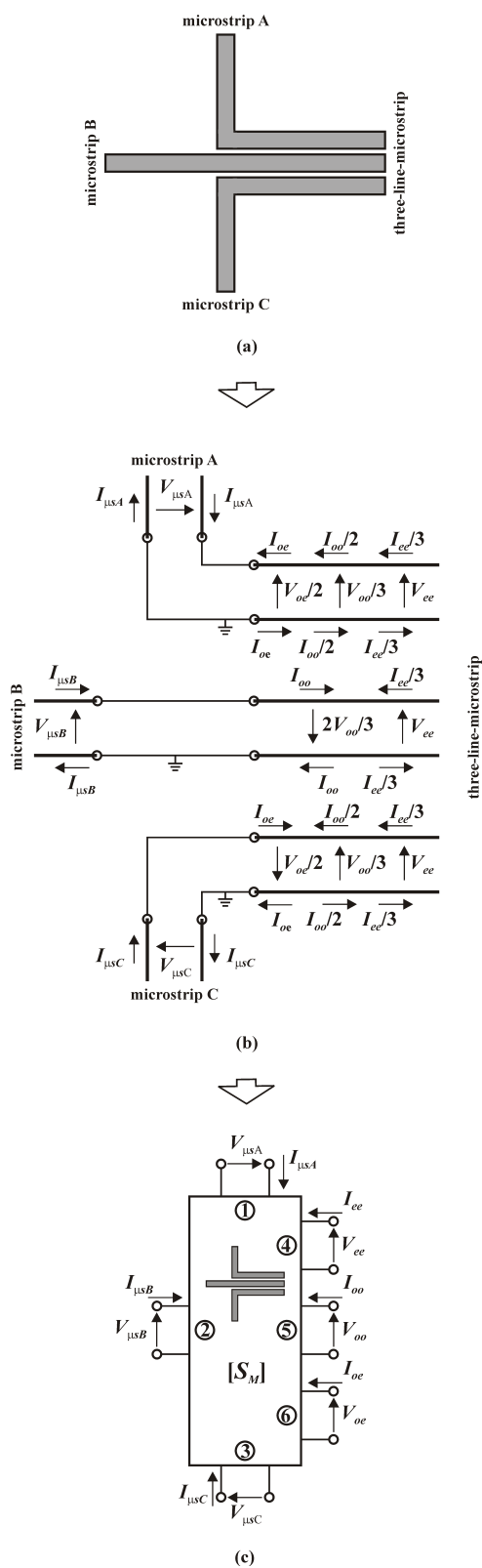


Figura 7.2: (a) Transició three-line-microstrip a tres microstrips. (b) Tensions i corrents modals a la transició. (c) Model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips.

el conjunt d'equacions modals de la transició:

$$\frac{1}{3}(V_{\mu s_A} + V_{\mu s_B} + V_{\mu s_C}) = V_{ee} \quad (7.1)$$

$$I_{\mu s_A} + I_{\mu s_B} + I_{\mu s_C} = -I_{ee} \quad (7.2)$$

$$V_{\mu s_B} = V_{ee} - \frac{2}{3}V_{oo} \quad (7.3)$$

$$I_{\mu s_B} = I_{oo} - \frac{1}{3}I_{ee} \quad (7.4)$$

$$V_{\mu s_A} - V_{\mu s_C} = V_{oe} \quad (7.5)$$

$$\frac{1}{2}(I_{\mu s_A} - I_{\mu s_C}) = -I_{oe} \quad (7.6)$$

Aquest conjunt d'equacions caracteritza completament la transició des d'un punt de vista modal i circuital. Com en el cas d'altres transicions, aquest conjunt d'equacions confirma el que intuïtivament es pot esperar sobre comportament de la transició. L'equació (7.2) denota que el corrent del mode ee (I_{ee}) és la suma dels corrents dels tres modes microstrip ($I_{\mu s_A}$, $I_{\mu s_B}$, $I_{\mu s_C}$), tal i com intuïtivament es pot deduir a partir de les distribucions de corrent modal presentades en el capítol 2 per a cadascun d'aquests modes, atès que el mode ee és equivalent al mode microstrip. Un altre exemple és l'equació (7.5), la qual mostra que la tensió del mode oe (V_{oe}) és proporcional a la diferència de tensió dels modes microstrip A i microstrip C ($V_{\mu s_A}$ i $V_{\mu s_C}$, respectivament) confirmant, novament, una anàlisi intuïtiva de la transició.

7.4 Model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips

Des del punt de vista modal, es pot interpretar la transició three-line-microstrip a tres microstrips com a un circuit de 6 ports (Figura 7.2(c)) que confina cadascun dels modes presents a la transició en un port diferent:

- el port 1 correspon al mode microstrip A, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s_A}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s_A}$,
- el port 2 correspon al mode microstrip B, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s_B}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s_B}$,
- el port 3 correspon al mode microstrip C, caracteritzat per la seva tensió modal $V_{\mu s_C}$ i pel seu corrent modal $I_{\mu s_C}$,

- el port 4 correspon al mode ee, caracteritzat per la seva tensió modal V_{ee} i pel seu corrent modal I_{ee} ,
- el port 5 correspon al mode oo de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oo} i pel seu corrent modal I_{oo} ,
- el port 6 correspon al mode oe de sortida, caracteritzat per la seva tensió modal V_{oe} i pel seu corrent modal I_{oe} .

El circuit multimodal de la Figura 7.2(c) queda completament caracteritzat per la seva matriu de paràmetres S modals $[S_M]$, la qual es dedueix a partir del sistema d'equacions (7.1)-(7.6) com:

$$[b_M] = [S_M] \cdot [a_M] \quad (7.7)$$

$$\begin{bmatrix} b_{\mu s_A} \\ b_{\mu s_B} \\ b_{\mu s_C} \\ b_{ee} \\ b_{oo} \\ b_{oe} \end{bmatrix} = \frac{1}{30} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 7 & 9 & 15 & 12 & 20 \\ 7 & 1 & 7 & 15 & -24 & 0 \\ 9 & 7 & -1 & 15 & 12 & -20 \\ 15 & 15 & 15 & -15 & 0 & 0 \\ 12 & -24 & 12 & 0 & 6 & 0 \\ 20 & 0 & -20 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{\mu s_A} \\ a_{\mu s_B} \\ a_{\mu s_C} \\ a_{ee} \\ a_{oo} \\ a_{oe} \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

on $a_{\mu s_A}$, $b_{\mu s_A}$, $a_{\mu s_B}$, $b_{\mu s_B}$, $a_{\mu s_C}$, $b_{\mu s_C}$, a_{ee} , b_{ee} , a_{oo} , b_{oo} , a_{oe} i b_{oe} corresponen a les ones normalitzades incidents i reflectides de tensió per als modes microstrip A, microstrip B, microstrip C, ee, oo i oe, respectivament, definides com $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$, $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 \cdot I_\alpha) \cdot (4 \cdot Z_0)^{-1/2}$ amb $\alpha = \mu s_A, \mu s_B, \mu s_C, ee, oo, oe$. Z_0 correspon a una impedància real arbitrària respecte de la qual s'han normalitzat les ones incidents i reflectides de tensió, i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S modals.

La matriu de paràmetres S modals mostra que:

- si s'excita la transició de forma simètrica a través dels ports modals microstrip A, B i C no hi haurà excitació ni del mode oo ni del mode oe:

$$b_{oo} = \frac{2}{5}a_{\mu s_A} - \frac{4}{5}a_{\mu s_B} + \frac{2}{5}a_{\mu s_C} + \frac{1}{5}a_{oo} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} a_{oo} = 0 \\ a_{\mu s_A} = a_{\mu s_B} = a_{\mu s_C} \end{array} \right\} \rightarrow b_{oo} = 0$$

$$b_{oe} = \frac{2}{3}a_{\mu s_A} - \frac{2}{3}a_{\mu s_C} + \frac{1}{3}a_{oe} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} a_{oe} = 0 \\ a_{\mu s_A} = a_{\mu s_C} \end{array} \right\} \rightarrow b_{oe} = 0$$

En aquesta mateixa situació, la matriu també mostra una condició d'aïllament entre certs modes. Per exemple, els modes ee i oo es troben aïllants entre sí ($S_{54} = S_{45} = 0$). El mateix succeeix amb el mode oe i els modes ee,

oo i microstrip B ($S_{26} = S_{62} = S_{46} = S_{64} = S_{56} = S_{65} = 0$). Sí que es produirà, però, un balanç modal entre els modes microstrip A, B i C i el mode ee (cosa molt evident tenint en compte l'estructura dels camps d'aquests quatre modes).

- de manera anàloga es pot deduir que, si es carreguen de manera simètrica els ports modals microstrip A, B i C ($a_{\mu s_A} = \Gamma b_{\mu s_A}$, $a_{\mu s_B} = \Gamma b_{\mu s_B}$ i $a_{\mu s_C} = \Gamma b_{\mu s_C}$) i s'excita la transició mitjançant els modes ee, oo i oe, es mantindran les condicions d'aïllament esmentades en el punt anterior i, per tant, aquests modes no interaccionaran entre ells. D'aquesta manera, el balanç modal a la transició es limitarà a un trasbals d'energia vers els modes microstrip A, B i C en el cas dels modes ee i oo, i vers els modes microstrip A i C en el cas del mode oe.
- d'altra banda, si s'excita la transició de manera simètrica a través dels ports modals microstrip A i C, tampoc no hi haurà generació del mode oe. Novament aquest mode estarà aïllat dels modes ee, oo i microstrip B. En aquest cas, però, no es donarà la condició d'aïllament entre els modes ee i oo, per tant, la conversió modal implicarà aquests dos modes així com tota la resta (modes microstrip A, B i C).
- anàlogament, si es carreguen simètricament els ports modals microstrip A i C ($a_{\mu s_A} = \Gamma b_{\mu s_A}$ i $a_{\mu s_C} = \Gamma b_{\mu s_C}$) i s'excita la transició mitjançant els modes ee, oo, oe i microstrip B, el mode oe tornarà a trobar-se aïllat i, per tant, no hi haurà conversió modal entre aquest mode i els altres tres. Sí que hi haurà intercanvi modal entre el mode oe i els modes microstrip A i C. Tota la resta de modes (microstrip A, B i C, ee i oo) interaccionaran entre tots ells.
- per contra, una excitació asimètrica o condicions de càrrega diferents ($a_{\mu s_A} = \Gamma_1 b_{\mu s_A}$, $a_{\mu s_B} = \Gamma_2 b_{\mu s_B}$ i $a_{\mu s_C} = \Gamma_3 b_{\mu s_C}$) en els ports modals microstrip A, B i C ocasionarà una interacció modal entre tots els modes presents a la transició.

Per tant, el model circuital multimodal per a la te microstrip - three-line-microstrip presentat en aquest capítol proporciona una anàlisi rigorosa de la transició ja que té en compte tots els modes presents, i una anàlisi quantitativa del balanç modal que s'hi genera ja que pot predir la conversió modal entre qualsevol parell de modes separant la contribució de cadascun d'ells en ports diferents.

Com ja s'ha comentat a tota la resta de transicions analitzades en aquest treball, cal remarcar que el model circuital multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es genera entre tots els modes en el pla de la transició. Els efectes que depenen de les característiques del substrat i de les característiques geomètriques (atenuació, propagació, desadaptacions) propis d'una transició real vindran donats a través de les constants de propagació, impe-

dàncies característiques i longituds de les línies de transmissió (una per a cada mode) que es connectaran als ports modals de la transició.

7.5 Validació del model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips

En aquest apartat es farà la validació del model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips. Com en el capítol anterior, per tal de dur a terme aquesta validació s'ha realitzat una simulació electromagnètica utilitzant el simulador Momentum d'Agilent i s'ha comparat els resultats d'aquesta simulació amb els resultats obtinguts d'una simulació circuital utilitzant el model multimodal proposat. El circuit simulat és el que es mostra a la Figura 7.3(a), el qual s'ha construït sobre un substrat amb una constant dielèctrica $\epsilon_r = 2.6$, amb una alçada $h = 1.6$ mm i amb un gruix de metal·lització de coure de $35 \mu\text{m}$. Les seves dimensions són $d_1 = 35$ mm, $d_2 = 20$, $d_3 = 10$ mm, $d_4 = 54$ mm i $d_5 = 15$ mm. En el tram de línia three-line-microstrip els strips tenen una amplada de 1.4 mm i estan separats 0.2 mm entre ells. Per la seva banda, els trams de línia microstrip que propaguen els modes microstrip A, B i C tenen una amplada de 1.4 mm.

Utilitzant el model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips proposat en aquest capítol, es pot modelar el circuit de validació de la Figura 7.3(a) mitjançant el circuit de la Figura 7.3(b). A la figura s'observa que, com en els capítols anteriors, el tram de línia three-line-microstrip es modela mitjançant tres línies de transmissió independents (una per a cada un dels tres modes), mentre que els trams de línia microstrip es modelen a través de línies de transmissió que propaguen un mode microstrip. Aquestes línies de transmissió es connecten als corresponents ports modals de la transició. S'ha de recordar que el model multimodal de la transició només té en compte l'intercanvi d'energia que es produeix entre tots els modes en el pla de la transició. Per tant, en el circuit de la Figura 7.3(b), els efectes de propagació, desadaptacions i atenuació vindran donats per les constants de propagació ($\gamma_{\mu s}$, $\gamma_{\mu s A}$, $\gamma_{\mu s B}$, $\gamma_{\mu s C}$, γ_{ee} , γ_{oo} i γ_{oe}), impedàncies característiques ($Z_{0\mu s}$, $Z_{0\mu s A}$, $Z_{0\mu s B}$, $Z_{0\mu s C}$, Z_{0ee} , Z_{0oo} i Z_{0oe}) i longituds d'aquestes línies de transmissió. D'altres no idealitats, com ara els efectes paràsits a la transició es modelen a la simulació circuital mitjançant impedàncies reactives connectades en sèrie als ports de la transició, seguides d'admitàncies reactives connectades en paral·lel. Els més significatius corresponen als representats per les impedàncies sèrie connectades als ports dels modes oo, oe i microstrip A i C, el valor de les quals és $Z_{s_{oo}} = -j10^{-8} f$, $Z_{s_{oe}} = j1.2 \cdot 10^{-8} f$, $Z_{s_{\mu s A}} = -j1.2 \cdot 10^{-8} f$ i $Z_{s_{\mu s C}} = -j0.6 \cdot 10^{-8} f$, respectivament, sent f el valor de la freqüència en Hz.

A les Figures 7.4, 7.5 i 7.5 es mostren els resultats obtinguts de la simulació realitzada amb el simulador Momentum d'Agilent (línia vermella discontinua) i de la simulació circuital (línia blava) utilitzant el circuit multimodal de la Figura 7.3(b), dels paràmetres de reflexió (S_{11} , S_{22} , S_{33} i S_{44}) i transmissió (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{32} , S_{42} i S_{43}) del circuit de validació. Els bons resultats obtinguts validen completament el model circuital multimodal per a la transició three-line-microstrip a tres microstrips que es proposa en aquest capítol.

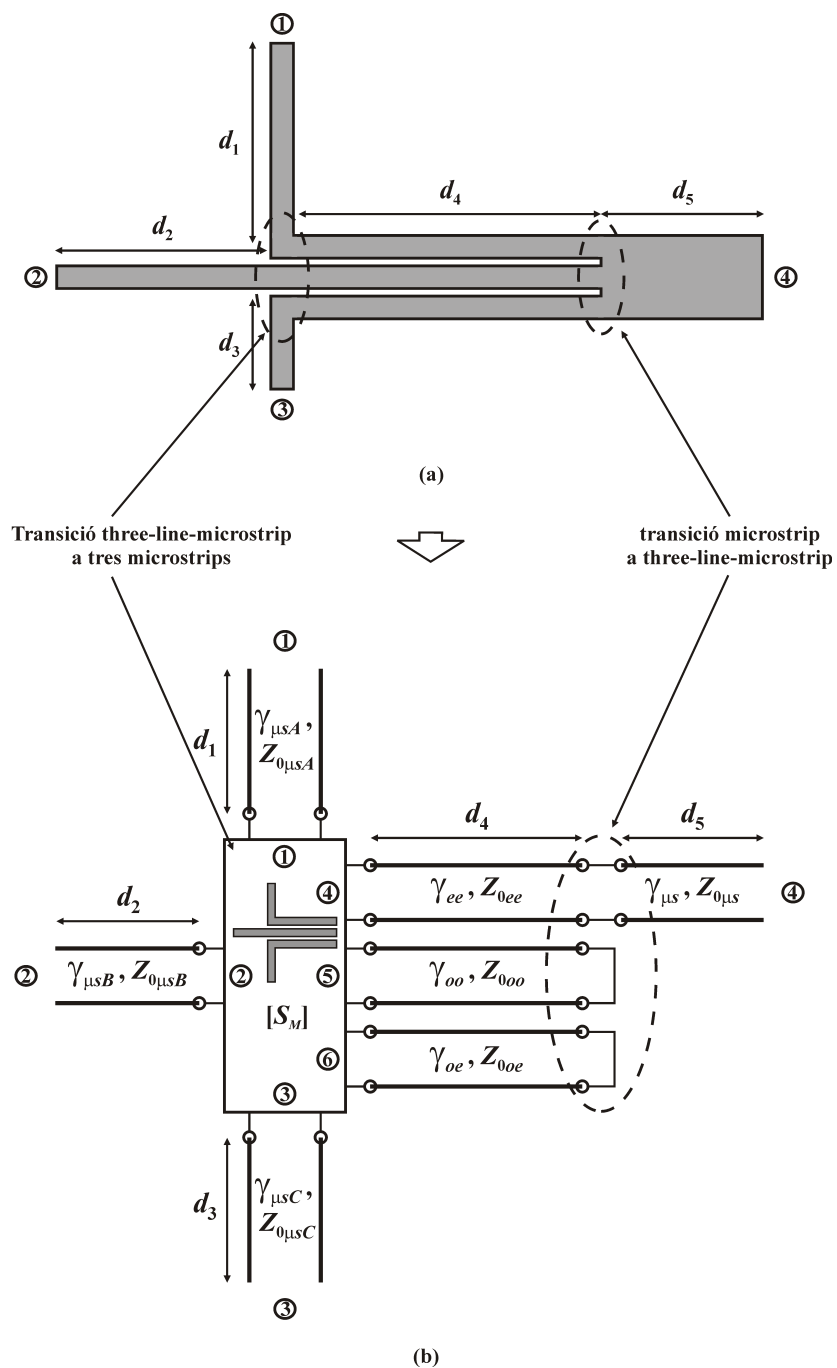


Figura 7.3: (a) Circuit de validació. (b) Model circuital multimodal del circuit de validació.

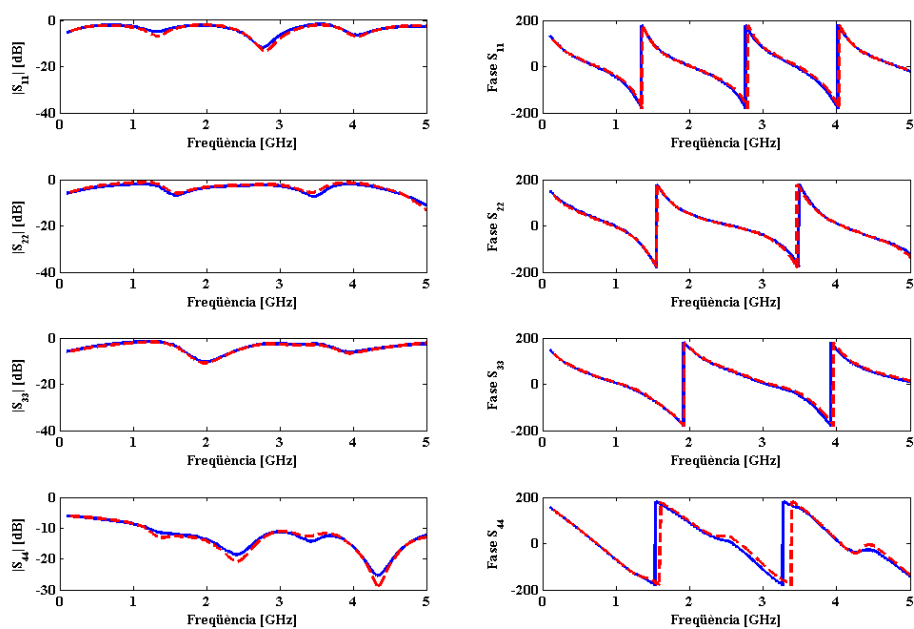


Figura 7.4: Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{11} , S_{22} , S_{33} i S_{44} del circuit de validació.

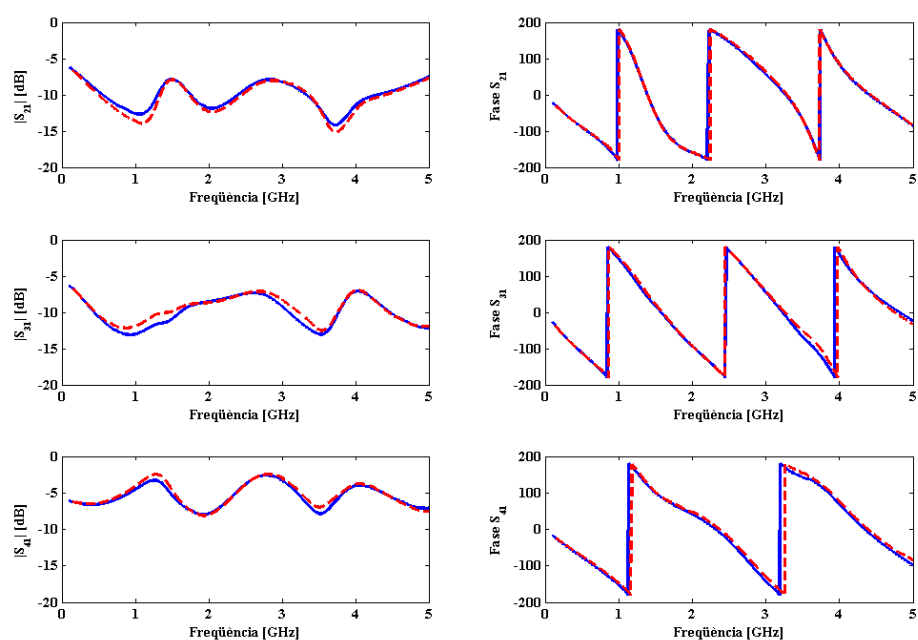


Figura 7.5: Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{21} , S_{31} i S_{41} del circuit de validació.

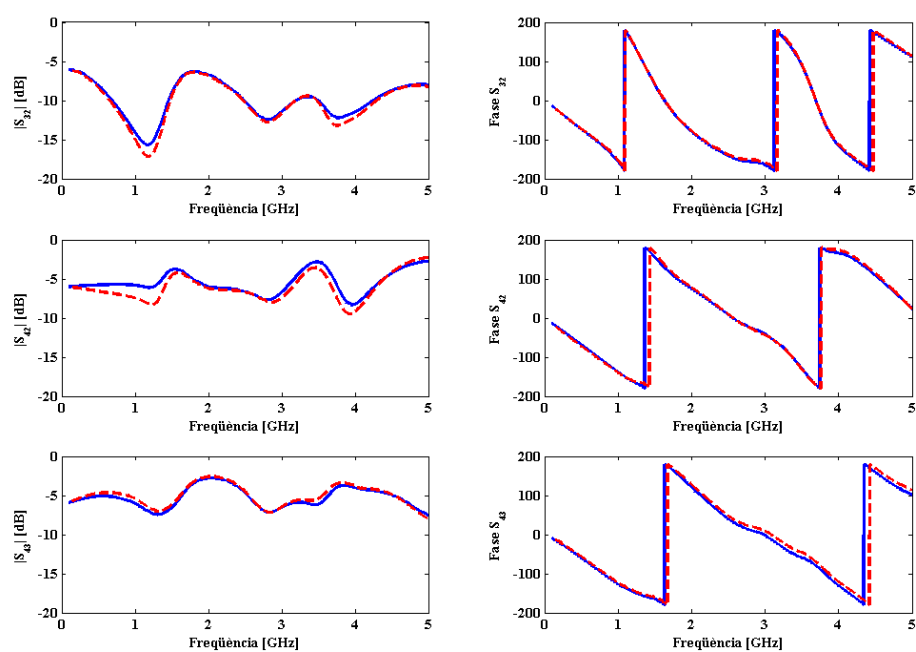


Figura 7.6: Simulació amb Momentum (línia vermella discontinua) i simulació circuital (línia blava) dels paràmetres S_{32} , S_{42} i S_{43} del circuit de validació.

Capítol 8

MODELATGE MULTIMODAL APLICAT A L'ANÀLISI DE L'ACOBLEMENT EN PLAQUES DE CIRCUIT IMPRÈS

8.1 Introducció

Un dels aspectes més importants que cal valorar a l'hora de fer el disseny d'una placa de circuit imprès (PCB) és el de garantir la integritat dels senyals que formen part del circuit. Una de les principals fonts de degradació dels senyals en les PCBs és l'acoblament entre pistes adjacents. En els dissenys de PCB actuals, l'acoblament entre pistes s'ha vist afavorit per dues causes. La primera és l'alta densitat d'integració que presenten. Aquest fet provoca que pistes de senyals es tracin molt properes a d'altres pistes de senyals i que en moltes ocasions segueixin trajectòries paral·leles al llarg del circuit. Aquestes situacions faciliten la interferència entre senyals. La segona causa és l'increment en la velocitat de funcionament dels dispositius digitals que, com a conseqüència, ha propiciat un augment en les freqüències dels senyals. Aquest fet afavoreix l'acoblament entre pistes sobretot en el cas de senyals amb un alt contingut freqüencial com ara els senyals de clock. A més a més, aquest increment freqüencial ha provocat que la teoria clàssica de circuits deixi de ser vàlida i que conceptes com ara la propagació d'ones, impedàncies característiques, desadaptacions i ressonàncies s'hagin de tenir en compte a l'hora de realitzar els dissenys.

El cross-talk a les PCBs ha estat un tema molt estudiat [47]. La bibliografia en aquest tema és molt àmplia i abasta des de les seves causes [48],[49] fins a la influència de factors com ara el dièlectric emprat o la separació, longitud i terminacions de les pistes [50]-[52]. Fruit d'aquest ampli estudi, han sorgit diverses tècniques que permeten minimitzar el cross-talk [31]-[38], [41]-[44], [53]-[55]. A la bibliografia també hi ha referències en les quals s'analitza l'efecte de la conversió modal sobre l'acoblament entre pistes. Quan en una PCB dues o més pistes segueixen una trajectòria paral·lela al llarg d'un cert tram es comporten com a una línia de transmissió multimodal. Per tant, es propagaran simultàniament diversos modes electromagnètics. Qualsevol transició o asimetria que presenti

el circuit provocarà un intercanvi d'energia entre aquests modes. Aquest balanç modal pot causar un augment de l'acoblament o una degradació de la integritat dels senyals del circuit. Pajares [27] va estudiar aquest fenomen per al cas de línies microstrip acoblades (configuracions de PCB amb dues pistes de senyal). Fins ara, però, no s'ha tractat aquest tema en configuracions que involucren tres o més pistes.

Per altra banda, també s'han invertit esforços en obtenir models que permetin predir el comportament (i, per tant, que permetin una estimació del cross-talk) d'aquests circuits. La majoria d'autors utilitzen la teoria de Multiconductor Transmission Line (MTL) per a obtenir els seus models. L'aplicació d'aquesta tècnica permet l'obtenció d'expressions de les tensions i corrents de les pistes en el domini del temps [56], [57] i de la freqüència [58], [59], a més de permetre la deducció de models SPICE [60],[61]. Però, com ja s'ha comentat anteriorment, aquest escenari és un escenari multimodal. A les transicions tindrà lloc un balanç modal i cada mode es veurà afectat de forma diferent. Per tant, seria interessant poder disposar d'un model que proporcioni informació sobre la influència d'aquest balanç modal en el comportament del circuit.

Tot això es pot aconseguir utilitzant la tècnica de l'anàlisi multimodal. Aquesta tècnica permet una anàlisi simple i rigorosa en entorns de línies acoblades. En aquest capítol, s'aplica l'esmentada tècnica per a l'anàlisi del cross-talk en una configuració de PCB on hi ha tres pistes acoblades. El comportament dels circuits s'analitza mitjançant un model circuital multimodal que es dedueix a partir dels models circuital d'una sèrie de transicions multimodals. Aquest model permetrà determinar com afecta la conversió modal a la integritat dels senyals del circuit. Els bons resultats obtinguts validen l'anàlisi multimodal realitzada i l'ús dels models circuital multimodals proposats per a predir el comportament de configuracions de PCB que involucren tres pistes acoblades.

8.2 Anàlisi multimodal d'una configuració de PCB amb tres pistes de senyal

Sigui el circuit de la Figura 8.1(a), el qual correspon a una configuració de PCB en la qual una pista de senyal de clock es traça en presència de dues altres pistes de senyal.

Com ja s'ha comentat anteriorment, quan en una PCB dues o més pistes segueixen una trajectòria paral·lela al llarg d'un cert tram es comporten com una línia de transmissió multimodal. Per tant, la configuració de PCB de la Figura 8.1(a) es pot interpretar com a un circuit format per una sèrie de transicions multimodals unides entre sí per trams de línies de transmissió. A les transicions, es produirà un balanç modal que afectarà tots els modes que es propaguen i que, en molts casos, podrà causar una degradació dels senyals del circuit.

Des del punt de vista multimodal, la configuració de PCB de la Figura 8.1(a) es pot modelar mitjançant el circuit multimodal de la Figura 8.1(b). Aquest model permet una anàlisi molt simple de l'efecte de les transicions sobre el comportament del circuit. L'efecte de la te microstrip - microstrip acoblada en una configuració de PCB es troba documentat a [27]. El comportament de la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip es pot analitzar mitjançant la matriu de paràmetres S modals (4.8), deduïda en el capítol 4 d'aquesta tesi. Aquesta matriu mostra que en el pla de la transició es produeix una conversió modal que involucra tots els modes presents. Això es veu reflectit en el circuit de la següent manera. El senyal de clock, excitat mitjançant el port 1 del circuit, es propaga per la pista de clock en forma de mode microstrip fins arribar a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip. En el pla de la transició, el mode microstrip es transformarà en mode microstrip acoblat parell, microstrip acoblat senar, ee, oo i oe. Això significa que part del senyal de clock que abans es propagava només per la pista de clock passarà a propagar-se per les altres dues pistes del circuit (pistes a i b). Per tant, es pot dir que el senyal de clock està interferint a la resta de senyals. De manera recíproca, els senyals a i b també s'acoblaran a la pista de clock ja que a la transició part d'aquests senyals passarà a propagar-se per aquesta pista. Es pot dir, per tant, que a la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip es genera un cross-talk entre tots els senyals i que la causa que provoca aquesta interferència correspon a la conversió modal que es produeix a la transició.

La te asimètrica microstrip - three-line-microstrip es pot analitzar mitjançant la matriu de paràmetres S modals (8.1), la qual s'obté aplicant les condicions de contorn adequades sobre la matriu de paràmetres S modals d'una creu microstrip - microstrip acoblada amb impedància central en paral·lel (vgeu capítol 7):

$$\begin{bmatrix} b_{ee1} \\ b_{oo1} \\ b_{oe1} \\ b_{\mu s} \\ b_{ee2} \\ b_{oo2} \\ b_{oe2} \end{bmatrix} = \frac{1}{69} \cdot \begin{bmatrix} -36 & -12 & 18 & 72 & 85 & -12 & 18 \\ -12 & -4 & 6 & 24 & -12 & 117 & 6 \\ 18 & 6 & -9 & -36 & 18 & 6 & 112 \\ 72 & 24 & -36 & -23 & 72 & 24 & -36 \\ 85 & -12 & 18 & 72 & -36 & -12 & 18 \\ -12 & 117 & 6 & 24 & -12 & -4 & 6 \\ 18 & 6 & 112 & -36 & 18 & 6 & -9 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{ee1} \\ a_{oo1} \\ a_{oe1} \\ a_{\mu s} \\ a_{ee2} \\ a_{oo2} \\ a_{oe2} \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

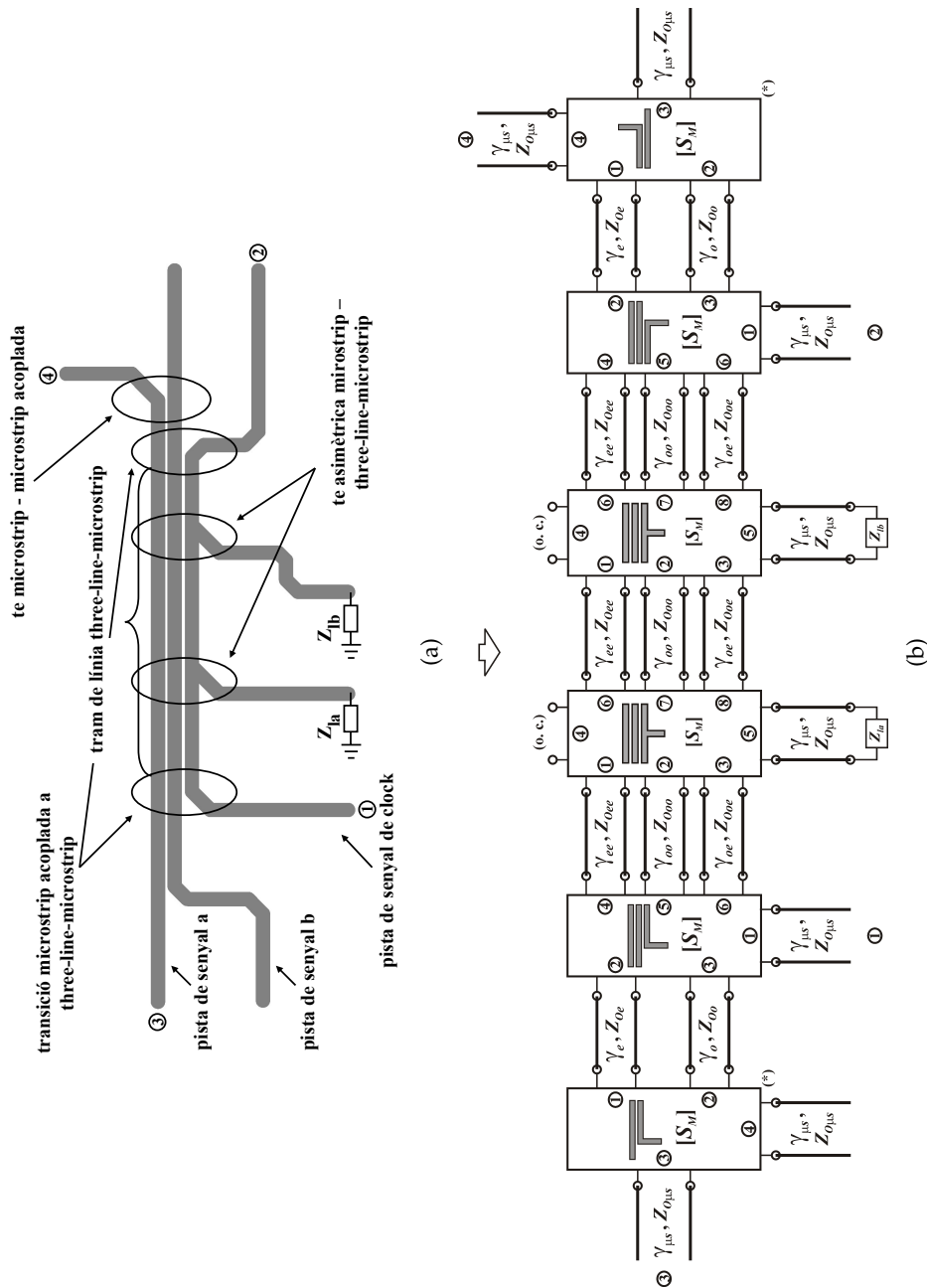


Figura 8.1: (a) Configuració de PCB en la qual una pista de senyal de clock es traça en presència d'altres dues pistes de senyal i (b) el seu model circuital multimodal.

De l'anàlisi de la matriu (8.1) es dedueix que a les derivacions de la pista de clock es generarà un balanç modal entre tots els modes presents. Com en el cas anterior, aquest intercanvi modal provocarà que els senyals del circuit s'interfereixin entre sí. Per exemple, en el pla de qualsevol de les dues derivacions, part del senyal que es propaga per les pistes a i b es convertirà en mode microstrip i provocarà que aquests dos senyals interfereixin el senyal de clock. De la mateixa manera si, per exemple, les derivacions de la pista de clock estan desadaptades ($Z_{l_a} \neq Z_{0_{\mu s}}$, $Z_{l_b} \neq Z_{0_{\mu s}}$), això provocarà que part del senyal es reflecteixi. En arribar a la transició part d'aquest senyal reflectit passarà a propagar-se a través de les pistes a i b (en forma de mode ee, oo i oe) provocant, d'aquesta manera, que el senyal de clock s'acobli a les altres dues pistes del circuit.

Per tant, en una PCB qualsevol asimetria en el circuit comportarà un procés d'interferència entre senyals. Aquest procés d'interferència és conseqüència de la conversió modal que es genera en el pla de l'asimetria. Qualsevol condició inapropiada per a la propagació de qualsevol dels modes implicats desequilibrarà aquest intercanvi modal i provocarà una degradació de la integritat dels senyals.

8.3 Validació experimental

Per tal de validar l'anàlisi multimodal proposada en aquest capítol i avaluar la precisió del model circuital multimodal deduït, s'han construït, mesurat i simulat (utilitzant el model multimodal de la Figura 8.1(b) o simplificacions del mateix) els circuits de la Figura 8.2(a) i 8.2(b), els quals corresponen a una configuració de PCB com la de la Figura 8.1(a) on una pista de senyal de clock (amb una i dues derivacions, respectivament) es traça en presència de dues altres pistes de senyal.

Els circuits s'han construït sobre un substrat FR4 ($\epsilon_R = 4.2$, $h = 1.5$ mm). Les seves respectives dimensions són: $d_1 = 21$ mm, $d_2 = 84$ mm, $d_3 = 24$ mm, $d_4 = 35$ mm, $d_5 = 42$ mm, $d_6 = 16$ mm, $d_7 = 7$ mm i $d_8 = 19$ mm. Les pistes tenen una amplada de 2.8 mm i estan separades 0.2 mm entre elles. Per tal de realitzar la mesura, s'ha utilitzat un analitzador de xarxes. El port 1 de l'analitzador s'ha connectat al port 1 dels circuits mentre que el port 2 s'ha connectat alternativament als ports 3 i 4 dels mateixos per tal de mesurar el near-end i el far-end cross-talk, respectivament. En cadascuna d'aquestes mesures, la resta de ports dels circuits es troben adaptats.

A més a més d'aquests dos circuits, s'ha construït i mesurat el near-end i el far-end cross-talk d'un tercer circuit (Figura 8.2(c)) el qual correspon a la mateixa configuració de PCB dels circuits de les Figures 8.2(a) i 8.2(b) però sense incloure cap derivació a la pista de clock. Això permetrà avaluar com afecta la presència de la te asimètrica microstrip - three-line-microstrip al comportament del circuit.

La Figura 8.3 mostra els resultats obtinguts de la mesura (línia vermella discontinua) i de la simulació (línia blava) utilitant el model multimodal proposat, del near-end cross-talk (S_{31}) i del far-end cross-talk (S_{41}) del circuit de la Figura 8.2(a). La gran similitud entre la mesura i la simulació (cal fixar-se en què en el far end cross-talk mesura i simulació coincideixen perfectament) valida l'anàlisi proposada en aquest capítol.

(*) Model circuital multimodal per a la Te microstrip - microstrip acoblada. Tesi doctoral Francis Javier Pajares Vega [27], capítol 3, pàg. 43.

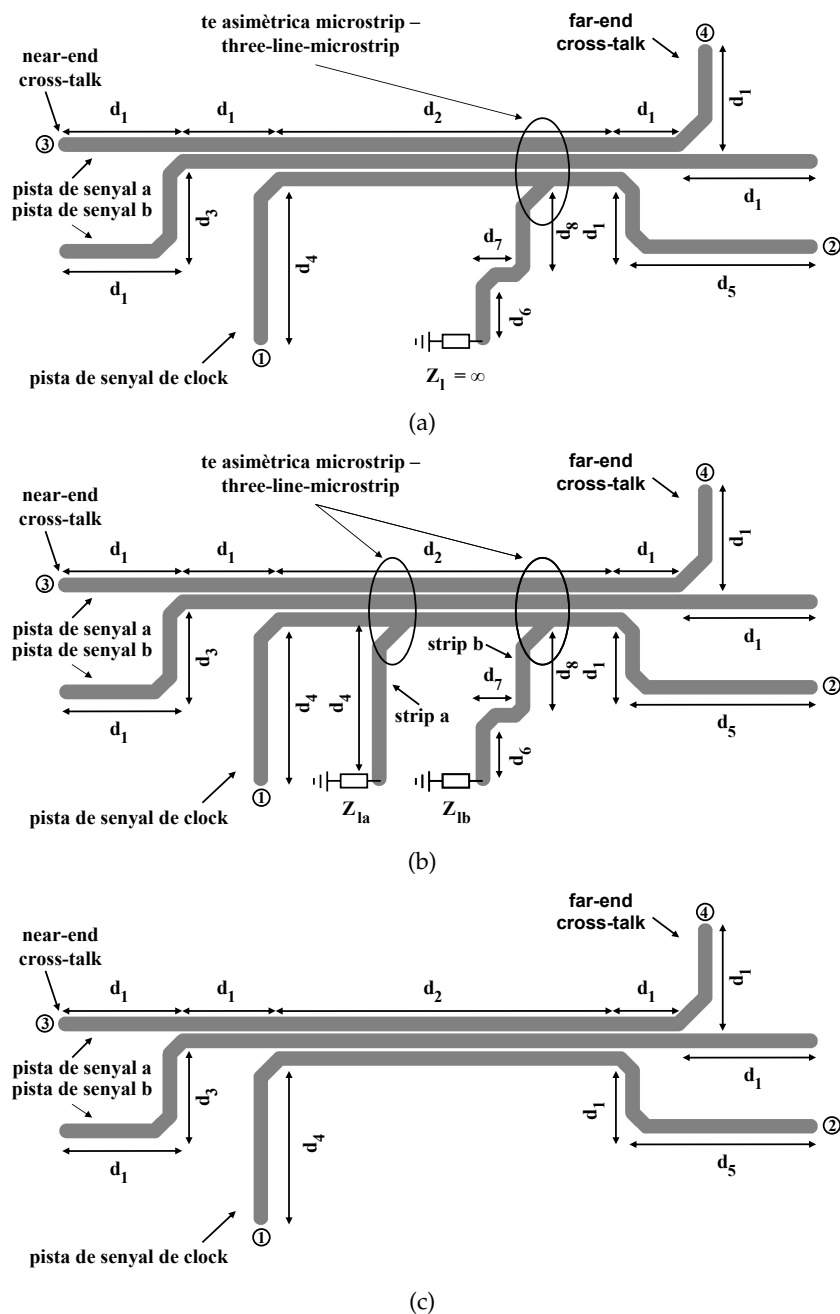


Figura 8.2: (a) Configuració de PCB amb una derivació a la pista de clock. (b) Configuració de PCB amb dues derivacions a la pista de clock. (c) Configuració de PCB sense derivacions a la pista de clock.

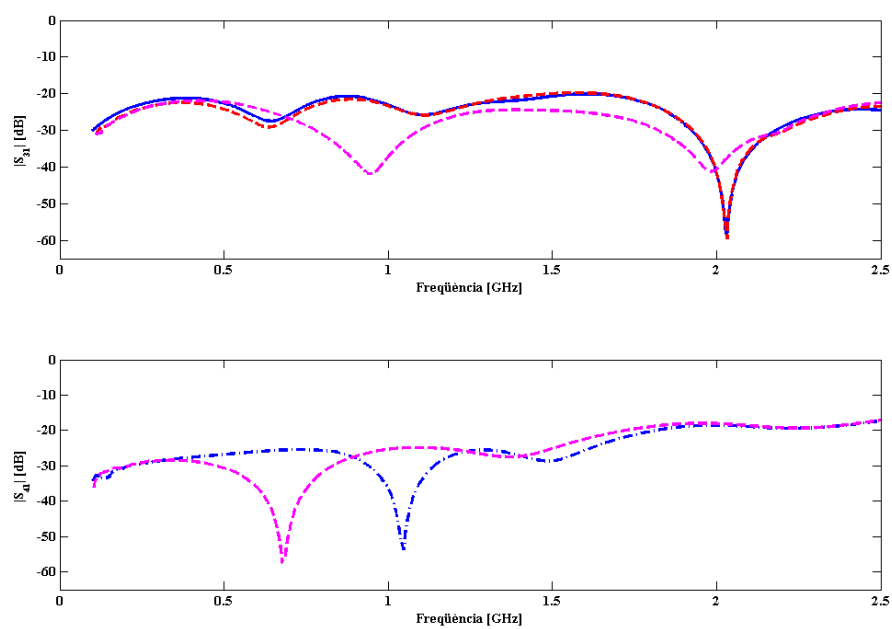


Figura 8.3: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) utilitzant el model circuital multimodal de la Figura 8.1(b) del near-end cross-talk (S_{31}) de la configuració de PCB de la Figura 8.2(a). Mesura i simulació sobreposades (línia blava discontinua) del far-end cross-talk (S_{41}) del mateix circuit. Mesura (línia magenta discontinua) del near-end (S_{31}) i del far-end (S_{41}) cross-talk de la configuració de PCB de la Figura 8.2(c).

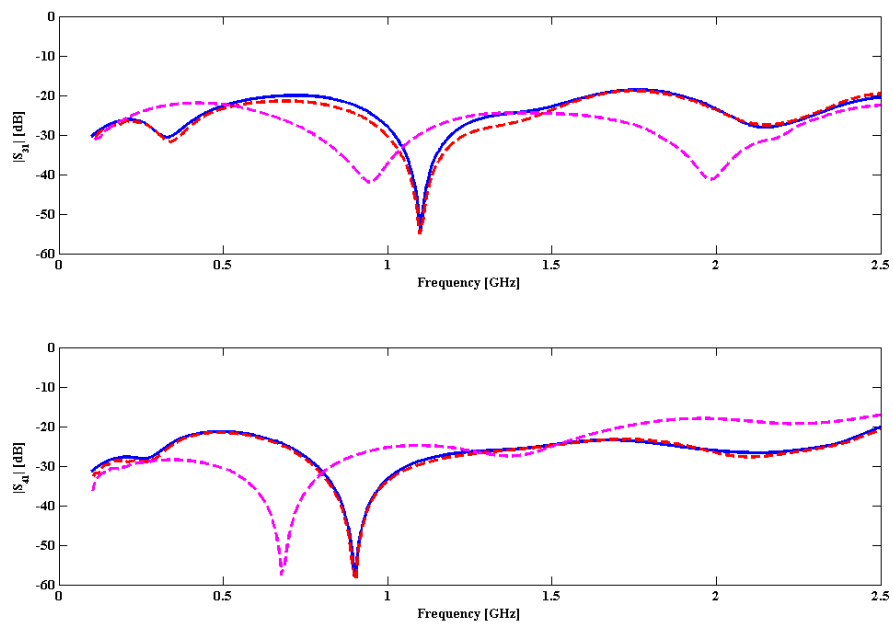


Figura 8.4: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) utilitzant el model circuital multimodal de la Figura 8.1(b) del near-end (S_{31}) i del far-end (S_{41}) de la configuració de PCB de la Figura 8.2(b). Mesura (línia magenta discontinua) del near-end (S_{31}) i del far-end (S_{41}) cross-talk de la configuració de PCB de la Figura 8.2(c).

Per la seva banda, a la Figura 8.4 es mostren els resultats de la mesura (línia vermella discontinua) i de la simulació (línia blava) utilitzant el model multimodal proposat, del near-end cross-talk (S_{31}) i del far-end cross-talk (S_{41}) per al cas del circuit de la Figura 8.2(b). Novament, la mesura i la simulació mostren una gran concordança.

La línia magenta discontinua de les Figures 8.3 i 8.4 correspon als resultats de la mesura del near-end i del far-end cross-talk del circuit de la Figura 8.2(c). Com es pot observar, en ambdues gràfiques i tant en el near-end com en el far-end cross-talk el fet d'introduir derivacions a la pista de clock provoca que en certs intervals de freqüències es produeixi un augment de l'acoblament (especialment en el cas del near-end cross-talk, on aquest augment es produeix en un gran marge de freqüències). La causa d'aquest increment del cross-talk és el balanç modal addicional que provoca la presència de la te asimètrica microstrip - three-line-microstrip. Aquesta conversió modal vindrà determinada pel la condició de càrrega que hi hagi al port microstrip de la transició. Per tant, l'amplada i longitud de la derivació així com el valor de la càrrega al final de la pista governaran aquest intercanvi d'energia entre els modes.

8.4 Conclusions

En aquest capítol s'ha aplicat la tècnica de l'anàlisi multimodal a l'estudi del cross-talk d'una configuració de PCB en la qual una pista de clock es traça pròxima a dues altres pistes de senyal. L'ús d'aquesta tècnica ha permès la deducció d'un model circuital multimodal que proporciona una interpretació molt senzilla de com afecta la conversió modal en el comportament del circuit. El model demostra que a les transicions o asimetries del circuit té lloc un procés d'interferència que afecta a tots els senyals presents. La causa d'aquest cross-talk és la conversió modal que es genera en el pla de la transició. Qualsevol condició de càrrega inapropiada per a la propagació de qualsevol dels modes implicats pot desequilibrar aquest balanç modal i pot causar un increment de l'acoblament o una degradació de la integritat dels senyals del circuit.

Per tal de validar l'anàlisi multimodal proposada en aquest capítol, s'han construït, mesurat i simulat (utilitzant el model multimodal deduït) diversos circuits de test. Els bons resultats obtinguts validen l'anàlisi multimodal proposada i demostren que el model circuital multimodal deduït prediu de forma precisa el comportament d'aquests circuits, la qual cosa en permet el seu ús per a predir i analitzar el comportament de configuracions de PCB que continguin tres pistes acoblades.

Capítol 9

MODELATGE MULTIMODAL APLICAT AL DISSENY I L'ANÀLISI DE FILTRES SPURLINE

9.1 Introducció

La tendència en els sistemes actuals de microones vers a dissenys de tamany cada cop més reduït ha fomentat la recerca i desenvolupament de components compactes. Entre dels components que habitualment poden formar part d'un sistema de microones es troben els filtres. Els filtres convencionals no es corresponen amb aquesta idea de compacitat. Per aquest motiu, s'han dedicat esforços a la cerca de noves alternatives. Una d'aquestes alternatives són els filtres spurline. Els filtres spurline són filtres construïts sobre estructures de línies paral·leles acoblades. Els primers en introduir l'ús d'aquests filtres van ser Schiffman i Nguyen, els quals van construir filtres rebuig-banda sobre línies microstrip acoblada [62], [63]. Més tard, Schwindt i el propi Nguyen van aplicar aquesta tècnica per tal de dissenyar filtres rebuig-banda i passa-banda, implementant les seves respectives estructures sobre línies three-line-microstrip [6]-[13].

El fet que els filtres spurline siguin estructures construïdes sobre línies acoblades paral·leles fa que es propaguin simultàniament per l'estructura diversos modes electromagnètics. Per tant, es pot dir que els filtres spurline són estructures multimodals. En el cas dels spurline proposats per Schwindt i Nguyen basats en línies three-line-microstrip es podran propagar simultàniament (en el cas més general) els modes ee , oo i oe . Com s'ha vist en capítols anteriors, aquests modes interaccionaran a qualsevol transició que presenti l'estructura com ara un gap [6]-[11] o un via hole [12], [13] i la seva propagació es veurà afectada de manera diferent en cada cas. Per aquest motiu, tot i que en els seus respectius articles tant Schwindt com Nguyen obtenen models circuitals que permeten l'anàlisi del comportament d'aquests filtres, la manera més adequada d'analitzar els filtres spurline és mitjançant la tècnica de l'anàlisi multimodal ja que aquesta tècnica proporciona una interpretació simple i rigorosa dels fenòmens de propagació i conversió modal en entorns de línies acoblades.

Un dels aspectes que caracteritzen les estructures proposades per Schwindt i Nguyen és la simetria respecte l'eix longitudinal que presenten. Aquest fet no permet l'excitació del mode oe a les transicions (els gaps o els via holes) i fa que no es pugui aprofitar tot el rendiment que ofereix l'estructura. Una estructura asimètrica (respecte de l'eix longitudinal) permetria l'excitació d'un tercer mode (el mode oe) i proporcionaria un nou grau de llibertat en el filtre.

En aquest capítol es presenten dos nous filtres spurline. Les noves estructures es construeixen sobre línies three-line-microstrip i permeten implementar filtres passa-banda i rebuig-banda compactes de dos pols. A diferència que d'altres estructures similars, la compacitat s'aconsegueix permetent la presència d'un nou mode —generat per mitjà d'asimetries respecte l'eix transversal de l'estructura— en el procés de ressonància. A més a més, per cadascun d'aquests nous filtres es dedueix un model circuital multimodal i s'aplica per a l'estudi de la seva resposta. El rendiment d'aquestes noves estructures així com la validesa de l'anàlisi multimodal proposada es verifica de manera experimental. Finalment, a l'últim punt d'aquest capítol s'exposen les conclusions de tot aquest treball.

9.2 Filtre spurline amb via holes asimètric

Un filtre spurline amb via holes asimètric consisteix en una estructura formada per un tram central de línia three-line-microstrip de longitud $\lambda/2$ incrustat en un tram de línia microstrip i on a cadascun dels extrems d'aquest tram central es curtcircuita a massa un dels dos strips exteriors que formen la línia three-line-microstrip mitjançant un via hole. A la Figura 9.1 es mostra el layout corresponent a l'esmentada estructura.

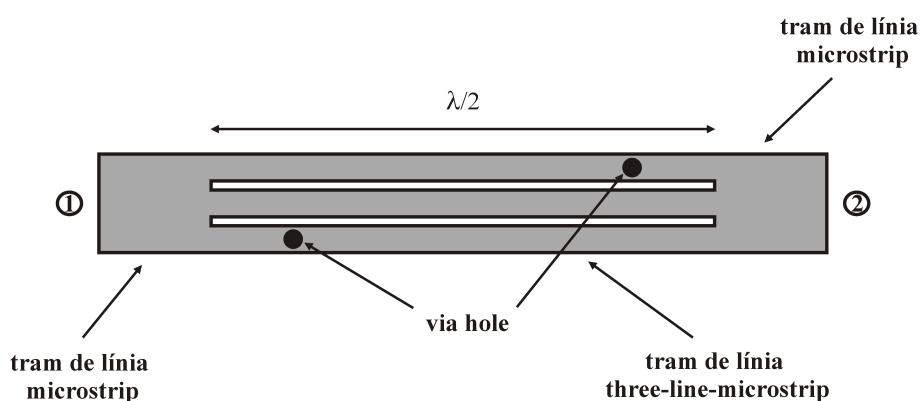


Figura 9.1: Filtre spurline amb via holes asimètric.

9.2.1 Anàlisi modal d'un filtre spurline amb via holes asimètric

Un filtre spurline amb via holes asimètric és una estructura multimodal. Per aquest motiu, la millor manera de caracteritzar aquesta mena de filtres és emprant la tècnica de l'anàlisi multimodal. Des d'un punt de vista modal, es pot interpretar un filtre spurline amb via holes asimètric com una estructura formada per un conjunt de transicions multimodals unides entre sí mitjançant de trams de línies de microstrip i three-line-microstrip (Figura 9.2(a)). Els trams de línia microstrip propagaran un mode microstrip mentre que els trams de línia three-line-microstrip propagaran els modes ee, oo i oe. Tots aquests modes interactuaran a les diferents transicions que formen el filtre. La interacció modal a les transicions microstrip a three-line-microstrip és molt senzilla i es desenvoluparà de tal manera que el mode microstrip excitarà el mode ee (i viceversa) mentre que els modes oo i oe quedaran curtcircuitats (tal com s'explica al capítol 3). Les transicions que formen els via holes corresponen a un cas particular de la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel. Per tant, la conversió modal en aquestes transicions es pot analitzar mitjançant la matriu de paràmetres S modals (9.1), la qual s'obté aplicant sobre els corresponents ports modals de la creu (els ports microstrip A i C) les condicions de contorn adequades (un dels ports es deixa en circuit obert mentre que l'altre es curtcircuita) i prenent com a impedància central $Z_B = \infty$:

$$\begin{bmatrix} b_{ee1} \\ b_{oo1} \\ b_{oe1} \\ b_{ee2} \\ b_{oo2} \\ b_{oe2} \end{bmatrix} = \frac{1}{49} \cdot \begin{bmatrix} -36 & -12 & 18 & 13 & -12 & -18 \\ -12 & -4 & 6 & -12 & 45 & 6 \\ 18 & 6 & -9 & 18 & 6 & 40 \\ 13 & -12 & 18 & -36 & -12 & 18 \\ -12 & 45 & 6 & -12 & -4 & 6 \\ 18 & 6 & 40 & 18 & 6 & -9 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{ee1} \\ a_{oo1} \\ a_{oe1} \\ a_{ee2} \\ a_{oo2} \\ a_{oe2} \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

De l'anàlisi de la matriu de paràmetres S modals (9.1) es dedueix que a les transicions que formen les vies qualsevol dels modes presents excitarà tots els altres.

D'aquesta manera, un filtre spurline amb via holes asimètric (Figura 9.2(a)) es pot modelar mitjançant el circuit multimodal de la Figura 9.2(b). Aquest model multimodal permet realitzar una anàlisi simple i clara del funcionament del filtre. L'estructura s'excita mitjançant el mode microstrip. Aquest mode es propagarà pel tram de línia microstrip fins a arribar a la primera transició microstrip a three-line-microstrip on es convertirà en mode ee. Aquest mode avançarà fins a l'altre extrem de la línia three-line-microstrip on es trobarà la segona transició microstrip a three-line-microstrip i on recíprocament es convertirà en mode microstrip. Pel camí, però, el mode ee haurà travessat les dues transicions que formen els via holes i haurà excitat, per tant, els modes oo i oe. Aquests dos modes es propagaran per l'estructura fins arribar a les dues transicions microstrip a three-line-microstrip on quedaran curtcircuitats. Per tant, un filtre spurline amb vies holes asimètric es pot veure com un ressonador multimodal en el qual el mode ee injecta i treu energia i on els modes oo i oe ressonen a una freqüència tal que la longitud del tram de línia three-line-microstrip $2d_1 + d_2$ (Figura 9.2(a)) és aproximadament de $\lambda/2$ per a cadascun d'aquest modes.

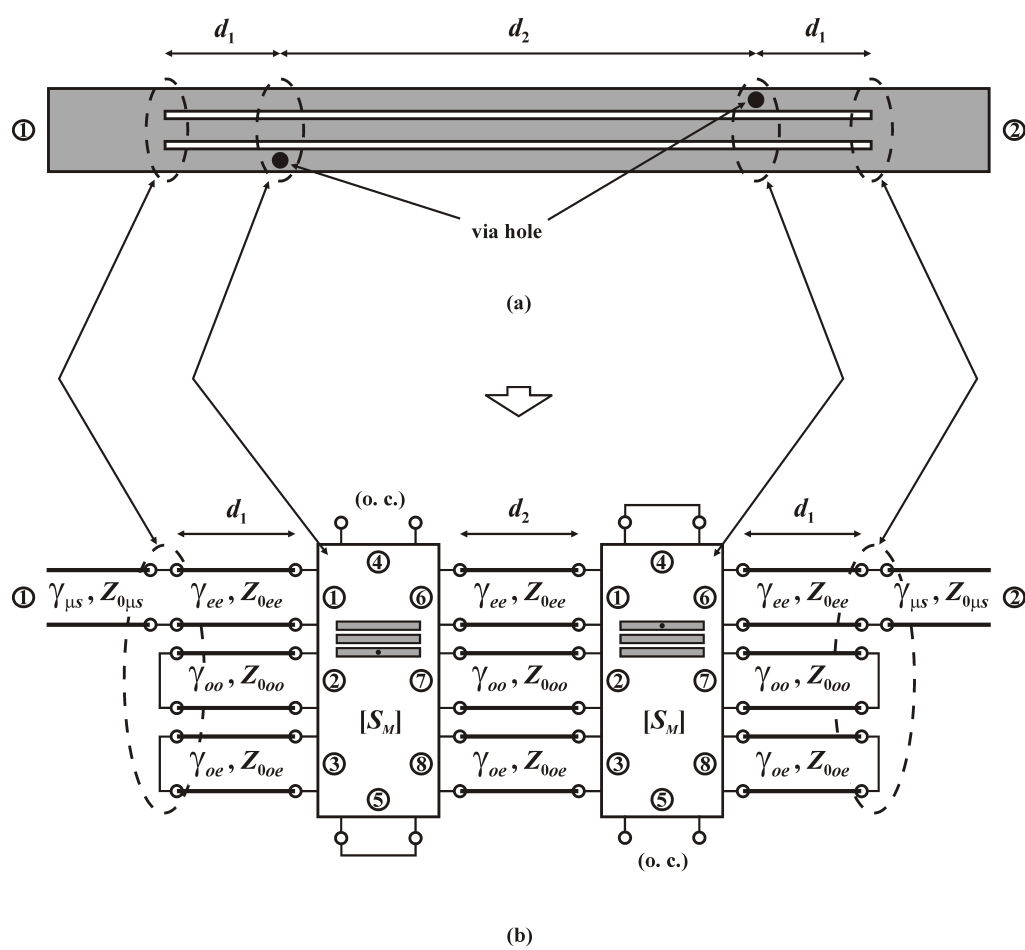


Figura 9.2: (a) Layout i (b) model circuital multimodal d'un filtre spurline amb via holes asimètric.

L'ús de la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel per a analitzar les transicions que formen els via holes, permet la possibilitat d'estendre el filtre spurline amb via holes asimètric de la Figura 9.2(a) i obtenir una nova estructura de filtrat molt més genèrica. El layout d'aquesta nova estructura així com el seu model circuital multimodal es poden veure a la Figura 9.3(a) i 9.3(b), respectivament.

La deducció dels paràmetres S d'aquesta nova estructura (i, en conseqüència, també la dels paràmetres S del filtre spurline amb via holes asimètric de la Figura 9.2(a)) a partir del circuit multimodal de la Figura 9.3(b) dona lloc a expressions molt complexes que no permeten una anàlisi teòrica del seu comportament. Per aquest motiu, la millor manera de caracteritzar el comportament d'aquesta estructura és mitjançant un estudi paramètric. D'aquesta manera, utilitzant el circuit multimodal de la Figura 9.3(b), s'ha realitzat un conjunt de simulacions avaluant la resposta del filtre sobre diferents substrats i modificant diversos paràmetres de la seva estructura. Com a exemple de les diverses simulacions realitzades es presenten les Figures 9.4 i 9.5, les quals mostren resultats significatius per al cas d'un substrat d'alúmina ($\epsilon_r = 9.8$, $h = 0.625$).

Dels resultats obtinguts a partir d'aquest estudi paramètric es dedueixen una sèrie de regles de disseny que permeten ajustar de forma senzilla alguns paràmetres del filtre. Així doncs, per a valors petits de l_1 i l_2 , s'obté que:

- Tal i com s'havia comentat anteriorment, la freqüència central del filtre ve determinada per la longitud $2d_1 + d_2$ que correspon aproximadament a $\lambda/2$ a aquesta freqüència central.
- La posició del pol de baixa freqüència es pot incrementar augmentant d_1 i es pot decrementar augmentant l_2 .
- La posició del pol d'alta freqüència es pot decrementar augmentant l_1 .

L'estructura proposada és, doncs, una estructura molt versàtil ja que mitjançant aquestes consideracions es pot ajustar de manera molt senzilla la freqüència central i l'ample de banda del filtre.

9.2.2 Validació experimental

Per tal de verificar el comportament del nou filtre spurline proposat en aquesta secció i la validesa de la seva anàlisi des d'un punt de vista multimodal, s'ha construït, mesurat i simulat (utilitzant el model circuital multimodal de la Figura 9.2(b)) el filtre spurline amb via holes asimètric de la Figura 9.2(a). El filtre, que té una freqüència central de 1.9 GHz, s'ha construït sobre un substrat amb una constant dielèctrica $\epsilon_r = 2.6$, una alçada de $h = 1.6$ i amb un gruix de metal·lització de coure de $35 \mu\text{m}$. Les dimensions de l'estructura són $d_1 = 4$ mm i $d_2 = 46$ mm. En el tram de línia three-line-microstrip els strips tenen una amplada de 1.4 mm i estan separats 0.2 mm entre ells. El tram de de línia microstrip té una amplada de 4.6 mm per tal d'aconseguir una impedància característica de 50Ω .

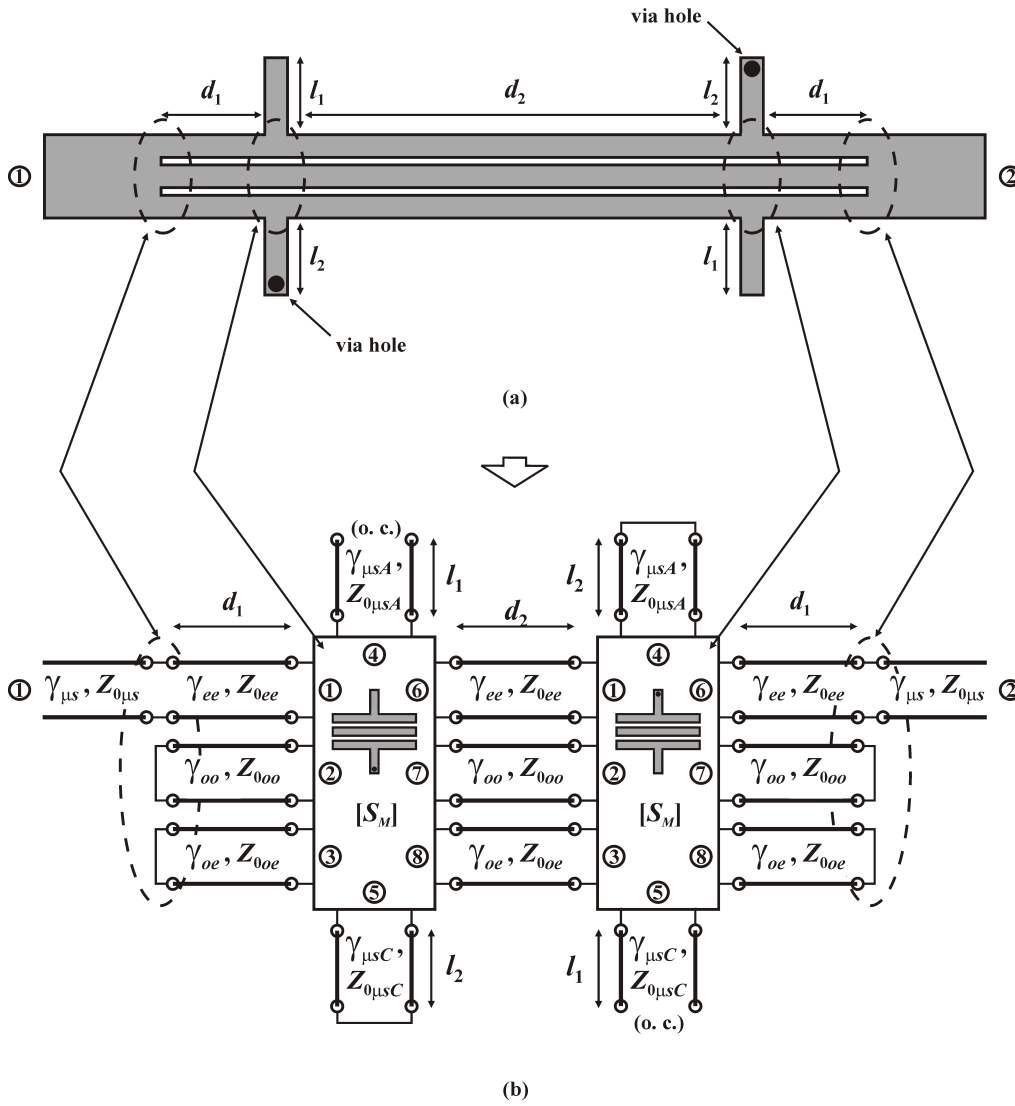


Figura 9.3: (a) Layout i (b) model circuital multimodal d'un filtre spurline amb via holes asimètric genèric.

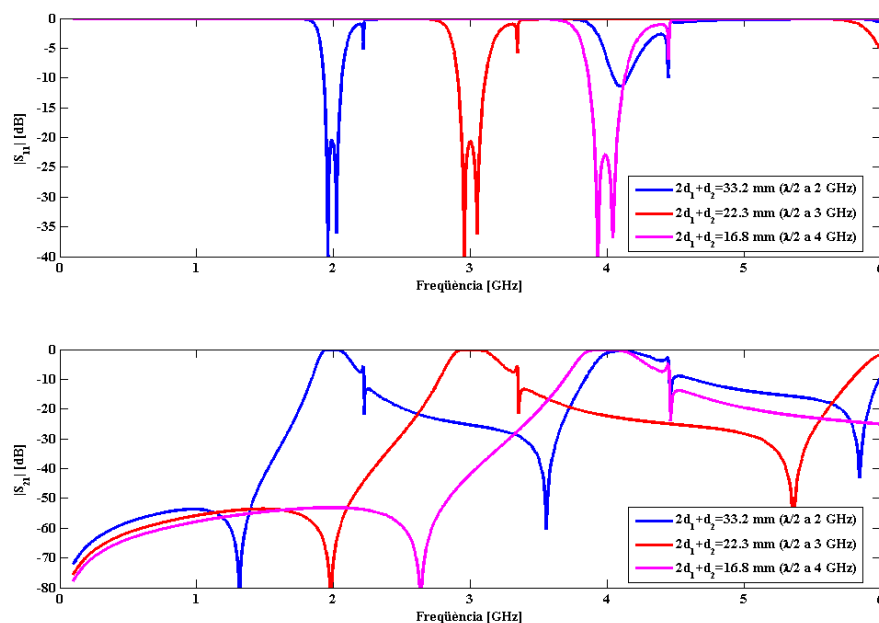


Figura 9.4: Mòdul dels paràmetres S_{11} i S_{21} d'un filtre spurline amb via holes asimètric genèric per a diferents longituds del tram central de línia three-line-microstrip $2d_1 + d_2$ ($l_1 = l_2 = 0$).

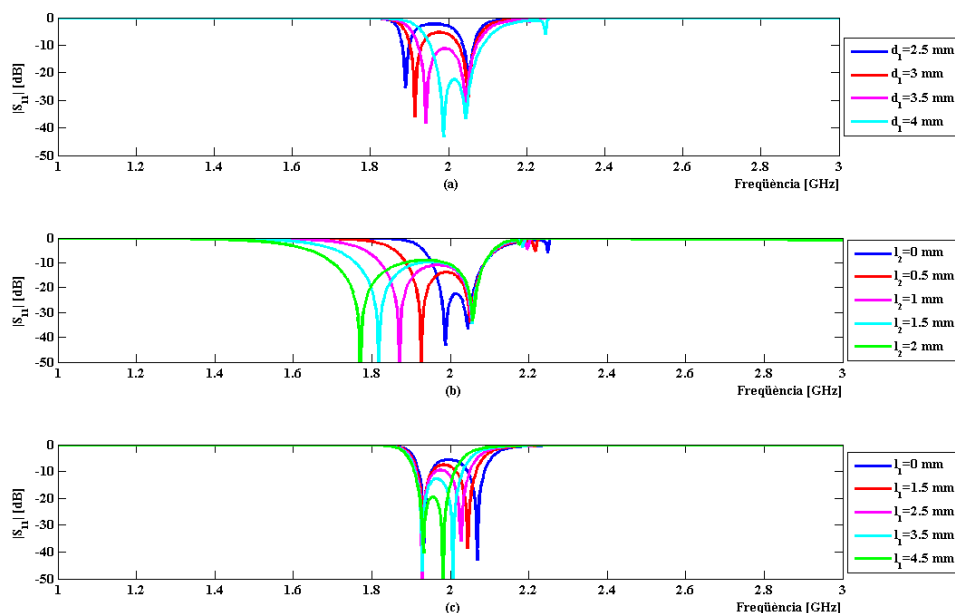


Figura 9.5: (a) Influència de d_1 ($d_2 = 33 \text{ mm} - 2d_1$, $l_1 = l_2 = 0$), (b) influència de l_2 ($d_1 = 3.9 \text{ mm}$, $d_2 = 25.2 \text{ mm}$, $l_1 = 0$) i (c) influència de l_1 ($d_1 = 3 \text{ mm}$, $d_2 = 27 \text{ mm}$, $l_2 = 0$) en la resposta freqüencial d'un filtre spurline amb via holes asimètric genèric.

A l'hora de realitzar la simulació circuital de l'estructura, s'han contemplat les següents no idealitats:

- els efectes paràsits a la transició s'han modelat mitjançant impedàncies reactives connectades en sèrie als ports de la transició, seguides d'admitàncies reactives connectades en paral·lel. Cal destacar, però, que la influència d'aquests efectes paràsits sobre el comportament del circuit és menyspreable.
- s'ha modelat els via holes (idealment una impedància de valor zero) utilitzant el model circuital proposat a [46].

A la Figura 9.9 es mostren els resultats dels paràmetres S_{11} i S_{21} del filtre obtinguts de la mesura (línia vermella discontinua) i de la simulació (línia blava) utilitzant el model multimodal de la Figura 9.2(b). En el cas de la mesura, les pèrdues d'inserció del filtre són de 1.2 dB i l'ample de banda mesurat a -3 dB és del 9.7%. En el cas de la simulació els valors d'aquests dos paràmetres són 0.7 dB i 10.1%, respectivament. Els bons resultats obtinguts i la gran coincidència entre la mesura i la simulació validen l'ús del filtre spurline amb via holes asimètric com a filtre passa-banda així com la utilització del model circuital multimodal proposat en aquesta secció per a l'anàlisi del seu comportament.

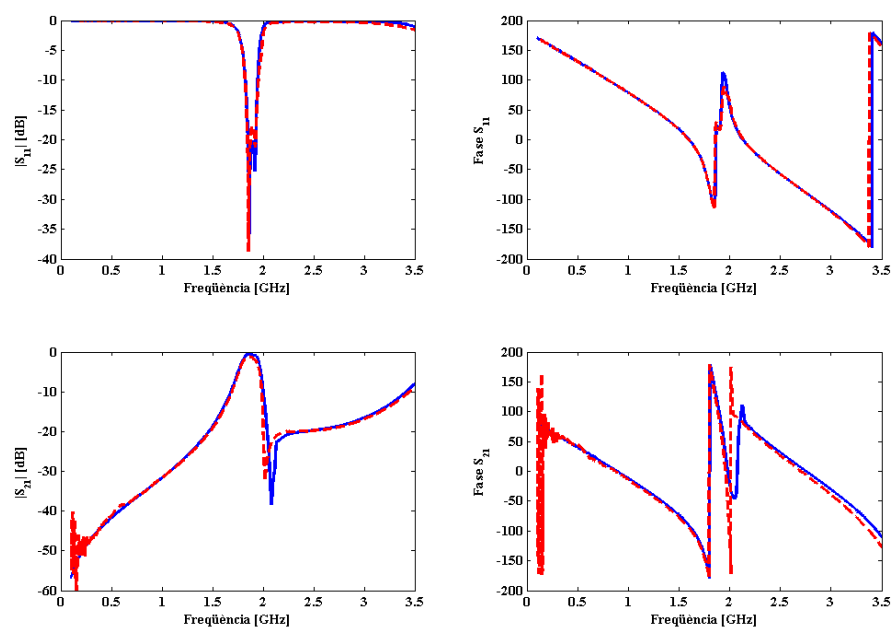


Figura 9.6: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del filtre spurline amb via holes asimètric implementat.

9.3 Filtre spurline amb gaps asimètric

Un filtre spurline amb gaps asimètric consisteix en una estructura formada per un tram central de línia three-line-microstrip de longitud $\lambda/4$ situat enmig de dos trams de línia microstrip i on a cadascun dels extrems d'aquest tram central es practica un gap sobre un dels dos strips exteriors que formen la línia three-line-microstrip. És fàcil de veure que aquesta estructura correspon al cas recíproc d'un filtre spurline amb via holes asimètric. Per aquest motiu, és també fàcil de concloure que aquest tipus de filtre presentarà un resposta de filtre rebuig-banda. A la Figura 9.7 es mostra el layout d'aquesta nova estructura.

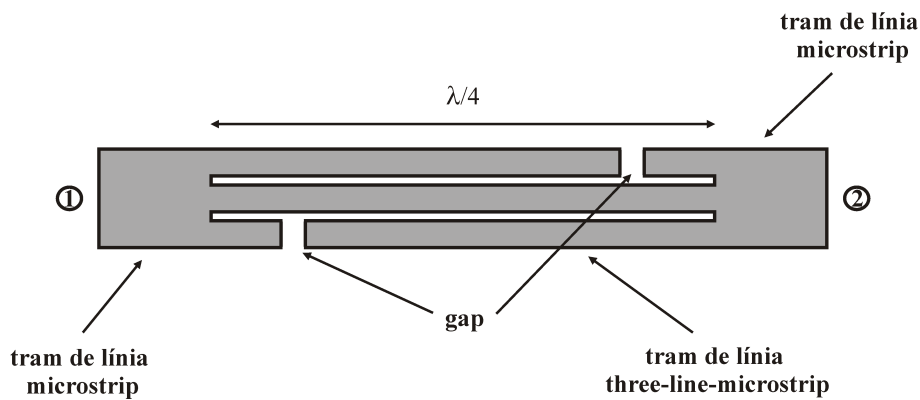


Figura 9.7: Filtre spurline amb gaps asimètric.

9.3.1 Anàlisi modal d'un filtre spurline amb gaps asimètric

Un filtre spurline amb gaps asimètric com el de la Figura 9.8(a), es pot interpretar com una estructura formada per una sèrie de transicions multimodals unides entre sí per trams de línies microstrip i three-line-microstrip. Com ja s'ha comentat en moltes ocasions, els trams de línia microstrip propagaran un mode microstrip mentre que, en el cas més general, els trams de línia three-line-microstrip propagaran simultàniament els modes ee, oo i oe. Aquests modes interaccionaran a les diverses transicions que formen el filtre. La interacció modal a les transicions microstrip a three-line-microstrip es resol de tal manera que el mode microstrip es converteix en mode ee (i viceversa) mentre que els modes oo i oe queden curtcircuitats tal i com s'ha vist al capítol 3 d'aquesta tesi. Per la seva banda, la interacció modal a les transicions que formen els gaps és més complexa i es pot analitzar mitjançant la matriu de paràmetres S modals (5.9), la qual es dedueix com a un cas particular de la matriu modal de la transició d'impedàncies en sèrie. De l'anàlisi d'aquesta matriu (5.9) es pot veure que, a la transició que formen els gaps, qualsevol dels modes presents excitarà tota la resta de modes.

D'aquesta manera un filtre spurline amb gaps asimètric com el de la Figura 9.8(a) es pot modelar mitjançant el circuit multimodal de la Figura 9.8(b). Aquest model permet explicar de manera molt simple el funcionament del filtre. El seu funcionament és idèntic al d'un filtre spurline amb via holes asimètric. El filtre s'excita a través del mode microstrip. Aquest mode es propaga fins arribar a la

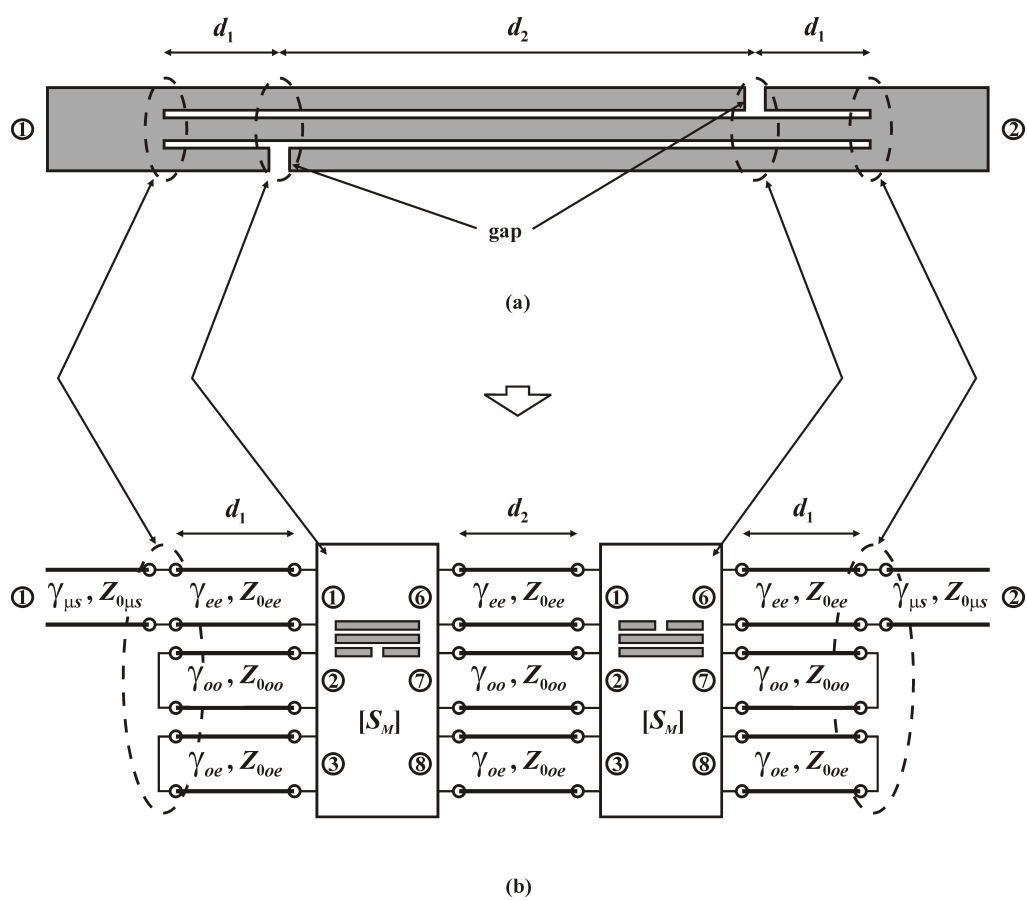


Figura 9.8: (a) Layout i (b) model circuital multimodal d'un filtre spurline amb gaps asimètric.

transició microstrip a three-line-microstrip on es converteix en mode ee. Aquest mode avança pel tram de línia three-line-microstrip fins arribar a l'extrem oposat on es troba amb una nova transició microstrip a three-line-microstrip i es transforma en mode microstrip. Pel camí, però, el mode ee haurà travessat les transicions que formen els gaps i haurà excitat els modes oo i oe. Un cop excitats, aquests modes es propagaran pel tram de línia three-line-microstrip fins quedar curtcircuitats a les dues transicions microstrip a three-line-microstrip dels extrems. Per tant, un filtre spurline amb gaps asimètric es pot interpretar com un ressonador multimodal on el mode ee injecta i treu energia i on els modes oo i oe ressonen a una freqüència tal que la longitud del tram de línia three-line-microstrip $2d_1 + d_2$ (Figura 9.8(a)) és aproximadament de $\lambda/4$ per a cada un d'aquests modes. Aquesta estructura permet, doncs, construir un filtre de dos pols amb un tram de línia de longitud $\lambda/4$, la qual cosa converteix al filtre en una estructura molt compacte.

Com en el cas del filtre spurline amb via holes asimètric, s'ha realitzat un estudi paramètric emprant el model multimodal de la Figura 9.8(b). En aquest cas, però, les diverses simulacions realitzades no han permès obtenir resultats rellevants.

9.3.2 Validació experimental

Per tal de validar el comportament de la nova estructura proposada en aquesta secció i verificar la precisió del seu model circuital multimodal, s'ha construït, mesurat i simulat (utilitzant el model circuital multimodal de la Figura 9.8(b)) el filtre spurline amb gaps asimètric de la Figura 9.8(a). El substrat utilitzat és el mateix que l'emprat a la validació experimental del punt 8.2.2 d'aquest capítol i que té una constant dielèctrica $\varepsilon_r = 2.6$, una alçada de $h = 1.6$ i amb un gruix de metal·lització de coure de $35 \mu\text{m}$. Les dimensions del filtre, el qual té una freqüència central de 1.05 GHz, són $d_1 = 4$ mm i $d_2 = 46$ mm. En el tram de línia three-line-microstrip els strips tenen una amplada de 1.4 mm i estan separats 0.2 mm entre ells. El tram de línia microstrip té una amplada de 4.6 mm per tal d'aconseguir una impedància característica de 50Ω .

A la simulació circuital de l'estructura, s'han contemplat les següents no idealitats:

- els efectes paràsits a la transició s'han modelat mitjançant impedàncies reactives connectades en sèrie als ports de la transició, seguides d'admitàncies reactives connectades en paral·lel. L'únic efecte significatiu correspon al representat per la impedància sèrie connectada al port del mode oe, la qual té un valor $Z_{s_{oe}} = j1.4 \cdot 10^{-8} f$, on f representa el valor de la freqüència en Hz.
- s'ha modelat el gap (idealment una impedància de valor infinit) mitjançant una impedància capacitiva sèrie [39], [40]. El valor de la capacitat és $C_{gap} = 0.15$ pF.

La Figura 9.9 mostra la mesura (línia vermella discontinua) i la simulació (línia blava) utilitzant el model multimodal de la Figura 9.8(b) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del filtre. A la mesura l'atenuació a la banda rebutjada és de més de 12.3 dB i les pèrdues d'inserció són de 0.66 dB. A la simulació aquests paràmetres tenen un valor 10 dB, i 0.5 dB, respectivament. L'ample de banda mesurat és del 32.2% i el simulat és del 33.4, respectivament. Per tant, els bons resultats obtinguts i la gran assemblança entre la mesura i la simulació validen l'ús del filtre spurline amb gaps asimètric com a filtre rebuig-banda així com la utilització del model circuital multimodal proposat en aquesta secció per a l'anàlisi del seu comportament.

9.4 Conclusions

En aquest capítol s'han presentat dues noves estructures de filtres spurline. Les noves estructures permeten implementar filtres passa-banda i rebuig-banda de dos pols. Aquestes estructures són més compactes que d'altres estructures similars presentades a la bibliografia. A diferència que en aquestes estructures anàlogues, la compacitat en el filtres spurline presentats en aquest capítol s'aconsegueix permetent la presència d'un nou mode —el mode *oe*, generat per mitjà d'asimetries respecte l'eix transversal de l'estructura— en el procés de resonància.

S'ha aplicat la tècnica de l'anàlisi multimodal per a analitzar el comportament d'aquestes noves estructures i s'ha obtingut un model circuital multimodal per a cadascuna d'elles. Aquests models multimodals permeten entendre de manera molt senzilla el funcionament d'aquests nous filtres. A més a més, s'ha utilitzat el model multimodal del filtre spurline amb via holes asimètric per realitzar un estudi paramètric d'una estructura spurline amb via holes asimètrica genèrica. Fruit d'aquest estudi, s'ha obtingut una sèrie de regles de disseny que permeten un ajust fàcil i ràpid de la freqüència central i l'ample de banda en aquest tipus de filtres.

S'ha verificat el comportament d'aquestes noves estructures i la validesa dels seus models multimodals mitjançant una validació experimental. S'han construït, mesurat i simulat, utilitzant els models multimodals proposat, un filtre spurline amb via holes asimètric i un filtre spurline amb gaps asimètric amb freqüència central de 1.9 i 1.05 GHz, respectivament. Els bons resultats obtinguts i la gran coincidència entre mesures i simulacions validen tant les noves estructures proposades com l'anàlisi multimodal presentada en aquest capítol.

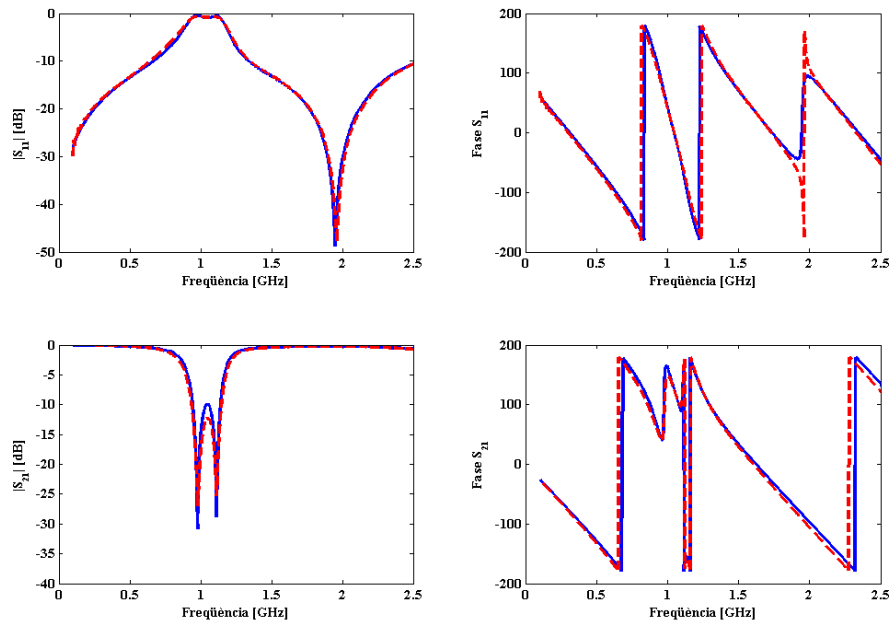


Figura 9.9: Mesura (línia vermella discontinua) i simulació (línia blava) dels paràmetres S_{11} i S_{21} del filtre spurline amb gaps asimètric implementat.

Capítol 10

CONCLUSIONS I LÍNIES DE FUTUR

10.1 Conclusions

L'objectiu d'aquest treball ha estat l'anàlisi des d'un punt de vista multimodal d'una sèrie de transicions i asimetries construïdes sobre una línia three-line-microstrip. Aquesta anàlisi havia de permetre la deducció d'un conjunt de models circuitals multimodals, un per a cadascuna de les transicions analitzades, que proporcionessin una explicació simple, rigorosa i quantitativa del fenomen de conversió modal que es produeix a cadascuna d'elles.

Les transicions analitzades han estat les següents:

- la transició microstrip a three-line-microstrip, la qual s'origina quan una línia microstrip es connecta en cascada amb un tram de línia three-line-microstrip. Tal i com s'ha vist en aquest treball, aquesta transició constitueix una de les parts de l'estructura base dels filtres spurline.
- la transició microstrip acoblada a three-line-microstrip, la qual es forma quan en un tram de línia three-line-microstrip una de les pistes exteriors es separa i deixa de ser paral·lela a les altres dues. Aquesta transició pot representar parts de PCBs on diverses pistes de senyal (tres, en el cas d'aquest treball) mantenen una direcció paral·lela i, tot seguit, una d'elles es separa de la resta.
- la transició d'impedàncies en sèrie, la qual es genera quan en un tram de línia three-line-microstrip s'insereix en sèrie una impedància a cadascun dels strips que formen la línia. En l'entorn de les PCBs, aquesta transició pot representar la inserció d'elements en sèrie que filtren els senyals que es propaguen en una configuració de PCB de tres pistes acoblades. Per altra banda, en l'àmbit de les microones, pot representar els gaps que formen l'estructura de certs filtres spurline.
- la creu microstrip - three-line-microstrip amb impedància central en paral·lel, la qual s'origina quan en un tram de línia three-line-microstrip es connecta una impedància en paral·lel a massa a l'strip central i, al mateix temps, d'ambdós strips exteriors es deriva un tram de línia microstrip. Tot i que és difícil que aquesta transició en tota la seva generalitat es produeixi, sí que simplificacions d'aquesta poden representar, per exemple, una pista de

guarda entre dues pistes de senyal, derivacions a pistes en configuracions de PCB amb trams de tres pistes acoblades, o bé part de l'estructura base dels filtres spurline amb via hole asimètrics genèrics.

- la transició three-line-microstrip a tres microstrips, la qual es produeix quan els strips que formen un tram de línia three-line-microstrip es separen en tres trams (no acoblats) de línia microstrip. Aquesta transició pot representar una de les parts d'un acoblador direccional o bé una de les parts d'una transició entre una línia microstrip i una línia coplanar.

La metodologia emprada per a l'anàlisi de cadascuna d'aquestes transicions ha estat comuna a totes elles. En primer lloc, es realitza un modelatge físic de la transició, és a dir, es modela cadascun dels strips que la componen mitjançant línies de transmissió i s'assigna a cadascuna d'elles les corresponents tensions i corrents modals. A partir d'aquest modelatge físic i aplicant les lleis de Kirchoff, es deriva el conjunt d'equacions modals de la transició, el qual caracteritza completament el seu comportament des d'un punt de vista modal i circuital. Finalment, a partir d'aquest conjunt d'equacions es dedueix el model circuital multimodal de la transició, el qual queda completament caracteritzat mitjançant la seva matriu de paràmetres S modals.

Els models multimodals deduïts permeten una anàlisi simple (són models circuital) i rigorosa (consideren tots els modes presents) del comportament de les transicions. La seva característica més significativa és, però, que separen la contribució de cada mode en un port diferent. Aquest fet permet als models proporcionar una anàlisi quantitativa de la conversió modal que s'hi produeix, ja que permet predir el balanç modal entre qualsevol parell de modes.

Tal i com s'ha vist al llarg d'aquest treball, tots els models circuital multimodals obtinguts han estat validats. Per a cadascuna de les transicions, s'ha realitzat una simulació circuital utilitzant el model multimodal corresponent i s'ha comparat els resultats d'aquestes simulacions amb els obtinguts a partir de mesures reals, en alguns cassos, o bé de simulacions electromagnètiques, en d'altres. La gran coincidència que es dedueix de la comparació d'aquests resultats demostra que els models prediuen de forma precisa el comportament de les transicions i valida, d'aquesta manera, l'anàlisi multimodal proposada en aquest treball.

Mitjançant l'ús d'aquests models, s'ha abordat l'anàlisi de dues problemàtiques d'enginyeria. Per una banda, s'ha utilitzat l'anàlisi multimodal per a l'estudi de l'acoblament entre pistes i la integritat del senyal en configuracions de PCB amb trams de tres pistes acoblades. Tal i com s'ha vist, qualsevol transició o asimetria en els circuits provocarà un balanç modal entre tots els modes presents o, el que és el mateix, un procés d'interferència entre tots els senyals presents. Per tant, cal tenir molt present la presència de transicions en aquest tipus de circuits ja que representen possibles fonts d'interferències i de degradació dels senyals.

Per altra banda, s'ha realitzat una anàlisi multimodal de filtres spurline. S'han presentat dues noves estructures que permeten implementar filtres passa-banda i rebuig-banda de dos pols. La principal característica d'aquests filtres és la seva compacitat que, a diferència que d'altres estructures similars, s'aconsegueix permetent la presència d'un nou mode (el mode oe) en el procés de ressonància. L'ús

dels models multimodals per a l'anàlisi d'aquestes estructures ha permès interpretar de manera molt senzilla el seu funcionament i, fins i tot, en el cas del filtre spurline amb via holes asimètric, ha permès l'obtenció d'una sèrie de regles de disseny que permeten un ajust fàcil i ràpid de la freqüència central i de l'ample de banda del filtre.

10.2 Línies de futur

Es proposen les següents línies de treball:

La primera d'elles correspon a estendre aquest modelatge multimodal a noves transicions. Fonamentalment, s'haurien de modelar transicions que continguin elements que connectin els strips entre sí. D'aquesta manera, es disposaria d'un conjunt de models que permetria l'anàlisi de gairebé totes les possibles transicions i asimetries que es poden construir sobre línies three-line-microstrip.

En aquesta línia de nous models també seria molt interessant estendre aquesta anàlisi multimodal a configuracions de línies three-line-microstrip asimètriques (els models presentats en aquest treball atenen a transicions construïdes sobre línies three-line-microstrip simètriques). L'ús de línies asimètriques pot suposar l'obtenció de nous graus de llibertat en el disseny d'estructures com ara filtres o acobladors direccionals.

La segona línia de treball proposa la recerca de nous camps en els quals aquests models puguin ser aplicats. Un d'aquests camps podria ser el de l'estudi del leakage en sistemes coplanars. Aquest fenomen es produeix quan, en una línia coplanar amb pla de massa, part del mode coplanar (mode oo) es converteix de manera no desitjada a mode de plaques paral·leles (mode ee). Aquest mode de plaques paral·leles genera ressonàncies i acoblaments espuris. L'ús dels models multimodals presentats en aquesta tesi doctoral servirà per explicar de forma molt rigorosa les causes d'aquest fenomen.

Bibliografia

- [1] D. Pavlidis, H.L. Hartnagel, *The Design and Performance of Three-Line-Microstrip Coupler*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 24, no. 10, pp. 631-640, 1976.
- [2] E.A.F. Abdallah, N.A. El-Deeb, *On the Analysis and Design of Three Coupled Microstrip Lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, no. 11, pp. 1217-1222, 1985.
- [3] N.A. El-Deeb, *An Improved Design of Systems Based on Three Coupled Microstrip Lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 4, pp. 795-798, 1989.
- [4] B.S. Rawat, V. Boiteau, J. Chi, J. Le Bihan, *Simplified Analysis of a Three Line Microstrip Coupler on Anisotropic Substrate*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1, pp. 222-225, 11-16 Juliol, 1999.
- [5] L. Yu, B. Rawat, *Quasi-Static Analysis of Three-Line Microstrip Symmetrical Coupler on Anisotropic Substrates*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, no. 8, pp. 1433-1737, 1991.
- [6] R. Schwindt, C. Nguyen, *Spectral Domain Analysis of Three Symmetric Coupled Lines and Application to a New Bandpass Filter*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 7, pp. 1183-1189, 1994.
- [7] R. Schwindt, C. Nguyen, *A New Compact Band-Pass Filter Employing Three Parallel-Coupled Lines*, IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, pp. 245-247, 23-27 Maig, 1994.
- [8] C. Nguyen, *Microstrip Spurline Band-Pass Filters*, IEEE Antennas and Propagation International Symposium, vol. 1, pp. 206-209, 11-16 Juliol, 1999.
- [9] C. Nguyen, *Design and Performance of Novel Printed-Circuit Spurline Bandpass Filters*, Microwave and Guided Wave Letters, vol. 2, no. 11, pp. 437-438, 1992.
- [10] C. Nguyen, K. Chang, *Analysis and Design of Spurline Bandstop Filters*, IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, vol. 85, pp. 445-448, 1985.
- [11] C. Nguyen, K. Chang, *On the Analysis and Design of Spurline Bandstop Filters*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, no. 12, pp. 1416-1421, 1985.

- [12] C. Nguyen, *Miniaturized Multi-Octave Band-Pass Filters*, AP-S Digest Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, pp. 1210-1213, 18-23 Juny, 1995.
- [13] C. Nguyen, *New compact wideband bandpass filter using three parallel-coupled lines*, Electronics Letters, vol. 30, no. 25, pp. 2149-2150, 1994.
- [14] V.K. Tripathi, Y.K. Chin, H. Lee, *Interdigital Multiple Coupled Microstrip DC Blocks*, 12th European Microwave Conference, pp. 632-636, 1982.
- [15] R.J. Collier, N.A. El-Deeb, *On the Use of a Microstrip Three-Line System as a Six-Port Reflectometer*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 27, no. 10, pp. 847-853, 1979.
- [16] R.J. Collier, N.A. El-Deeb, *Microstrip coupler suitable for use as a 6-port reflectometer*, IEE Proceedings H Microwaves, Optics and Antennas, vol. 127, pp. 87-91, 1980.
- [17] V.K. Tripathi, *The Scattering Parameters and Directional Coupler Analysis of Characteristically Terminated Three-Line Structures in an Inhomogeneous Medium*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, no. 1, pp. 22-26, 1981.
- [18] R.E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press, Second Edition, 1991.
- [19] S. Yamamoto, T. Azakami, K. Itakura, *Coupled Strip Transmission Line With Three Center Conductors*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 14, no. 10, pp. 446-461, 1966.
- [20] V.K. Tripathi, *On the Analysis of Symmetrical Three-Line Microstrip Circuits*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, no. 9, pp. 726-729, 1977.
- [21] L. Yu, B. Rawat, *On The Analysis of Three Symmetrically Coupled Microstrip Lines on Anisotropic Substrates*, AP-S Digest Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1, pp. 316-319, 7-11 Maig, 1990.
- [22] I.M. Barseem, *An Improved Three Coupled Microstrip Lines Design Curves*, IEEE Southeastcon '98 Proceedings, pp. 178-181, 24-26 Abril, 1998.
- [23] G. Strauss, P. Ehret, W. Menzel, *On-Wafer Measurement of Microstrip-Based MIMICs without Via Holes*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1399-1402, 17-21 Juny, 1996.
- [24] G.P. Gauthier, L.P. Katehi, G.M. Rebeiz, *W-Band Finite Ground Coplanar Waveguide (FGGPW) to Microstrip Line Transition*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 107-109, 7-12 Juny, 1998.
- [25] J.P. Raskin, G. Gauthier, L.P. Katehi, G.M. Rebeiz, *Mode Conversion at GCPW-to-Microstrip-Line Transitions*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 1, pp. 158-161, 2000.

- [26] M. Ribó, *Modelatge Multimodal de Transicions i Asimetries en Guies d'Ones Coplanars*, Tesi Doctoral, Departament de Comunicacions i Teoria del Senyal, Enginyeria i Arquitectura La Salle, Universitat Ramon Llull.
- [27] F.J. Pajares, *Modelatge Multimodal de Transicions en Entorn Microstrip*, Tesi Doctoral, Departament de Comunicacions i Teoria del Senyal, Enginyeria i Arquitectura La Salle, Universitat Ramon Llull.
- [28] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, Inc, Second Edition, 1998.
- [29] C.A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley and Sons, Inc, 1989.
- [30] P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares J.R. Regué, A.M. Sánchez, A. Pérez, *Multimodal Analysis of Guard Traces*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 9-13 Juliol, 2007.
- [31] C.R. Paul, *Intoduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley and Sons, Inc, Second Edition, Wiley-Interscience, 2006.
- [32] H.W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electonic Systems*, John Wiley and Sons, Inc, Second Edition, Wiley-Interscience, 1998.
- [33] B.R. Archambeault, *PCB Design for Real-World EMI Control*, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [34] T. Williams, *EMC for Product Designers*, Butterworth-Heinemann, Second Edition, 1996.
- [35] M.I. Montrose, E.M. Nakauchi, *Testing for EMC Compliance. Approaches and Techniques*, John Wiley and Sons, Inc - IEEE Press, 2004
- [36] J.R. Barnes, *Electronic Systems Design*, Prentice-Hall, Inc, 1987.
- [37] F.J. Pajares, P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, J.R. Regué, L. Pradell, *Analysis of the effects of series filtering in coupled-strip sections*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 38-42, 14-18 Agost, 2006.
- [38] F.J. Pajares, P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, J.R. Regué, L. Pradell, *A multimodal analysis of the effects of series filtering over high speed signal paths*, EMC Europe International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 4-8 Setembre, 2006.
- [39] P. Benedek, P. Silvester, *Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, no. 11, pp. 729-733, 1972.
- [40] M. Maeda, *An Analysis of Gap in Microstrip Transmission Lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, no. 6, pp. 390-396, 1972.

- [41] D.N. Ladd, G.I. Costache, *SPICE Simulation Used to Characterize the Cross-Talk Reduction Effect of Additional Tracks Grounded with Vias on Printed Circuit Boards*, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 39, no. 6, pp. 342-347, 1992.
- [42] C. Rostamzadeh, *Experimental Investigation of PCB Guard Traces on Radiated EMI*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 529-533, 14-18 Agost, 2006.
- [43] L. Zhi, W. Qiang, S. Changsheng, *Application of Guard Traces with Vias in the RF PCB Layout*, 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 771-774, 21-24 Maig, 2002.
- [44] I. Novák, B. Eged, L. Hatvani, *Measurement by Vector-Network Analyzer and Simulation of Crosstalk Reduction on Printed Circuit Boards with Additional Center Traces*, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 269-274, 18-20 Maig, 1993.
- [45] P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares J.R. Regué, A.M. Sánchez, A. Pérez, *Multimodal Circuit Model for The Analysis of Asymmetric Shunt Impedance Transitions*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 18-22 Agost, 2008.
- [46] M.E. Goldfarb, R.A. Pucel, *Modeling Via Hole Grounds in Microstrip*, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 1, no. 6, pp. 135-137, 1991.
- [47] L.B. Gravelle, P.F. Wilson, *EMI/EMC in Printed Circuit Boards —A Literature Review*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 34, no. 2, pp. 109-116, 1992.
- [48] L.N. Charyulu, A. Das, S.K. Das, *Analysis and Measurements of Crosstalk in Printed Circuit Board due to RF and Transient Pulses*, 8th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility, pp. 257-260, 18-19 Desembre, 2003.
- [49] J. Xiaosong, Z. Runjing, *Crosstalk Analysis and Simulation in High-Speed PCB Design*, 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, pp. 437-440, 2007.
- [50] Q. Yin, B. Chen, B. Yang, Z. Shao, B. Zhou, *Analysis of Crosstalk in PCB Design*, International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, pp. 1071-1074, 2-5 Novembre, 2008.
- [51] S. Malisuwan, V. Ungvichian, *Crosstalk Analysis for Ultra-High-Speed Digital PCBs due to Substrate Permittivity, Pulse-Width, and Line-Length*, International Conference and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, pp. 131-134, 12-13 Juliol, 1999.
- [52] M.I. Montrose, *Analysis on the Effectiveness of Clock Trace Termination Methods and Trace Lengths on a Printed Circuit Board*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 453-458, 19-23 Agost, 1996.

- [53] S. Karunakaran, *Techniques to minimise cross-talk and ringing in Printed Circuit Boards*, 8th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility, pp. 65-68, 18-19 Desembre, 2003.
- [54] B. Eged, F. Mernyei, I. Novak, P. Bajor, *Reduction of Far-End Crosstalk on Coupled Microstrip PCB Interconnects*, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol. 1, pp. 287-290, 10-12 Maig, 1994.
- [55] Y. Gang, D. Zhengwei, G. Ke, *Reduction of cross-talk in high speed digital circuits using novel structured microstrips*, 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, pp. 812-820, 17-19 Agost, 2002.
- [56] A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, *Analysis of Time Response of Lossy Multiconductor Transmission Line Networks*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 35, no. 10, pp. 898-908, 1987.
- [57] H. You, M. Soma, *Crosstalk Analysis of Interconnection Lines and Packages in High-Speed Integrated Circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 37, no. 8, pp. 1019-1026, 1990.
- [58] C.R. Paul, *Computation of Crosstalk in a Multiconductor Transmission Line*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 23, no. 4, pp. 352-358, 1981.
- [59] C.R. Paul, *Estimation of Crosstalk in Three-Conductor Transmission Lines*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 26, no. 4, pp. 182-192, 1984.
- [60] F. Romeo, M. Santomauro, *Time-Domain Simulation of n Coupled Transmission Lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 35, no. 2, pp. 131-137, 1987.
- [61] I. Maio, F.G. Canavero, B. Dilecce, *Analysis of Crosstalk and Field Coupling to Lossy MTL's in a SPICE Environment*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 38, no. 3, pp. 221-229, 2003.
- [62] B.M. Schiffman, G.L. Matthaei, *Exact Design of Band-Stop Microwave Filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 12, no. 1, pp. 6-15, 1964.
- [63] C. Nguyen, C. Hsieh, *Millimeter Wave Printed Circuit Spurline Filters*, MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 83, pp. 98-100, 1996.

Apèndix A

PUBLICACIONS

Els resultats obtinguts al llarg d'aquesta tesi doctoral han estat difosos vers la comunitat científica per mitjà de publicacions en revistes i congressos d'àmbit nacional i internacional. Totes aquestes publicacions es recullen en el següent llistat:

Llistat publicacions

1. P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares, A.M. Sánchez, J.R. Regué, L. Pradell, *A New Compact Bandpass Filter Based on an Asymmetric Short-Circuited Spurline Resonator*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters.
2. P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares, J.R. Regué, A.M. Sánchez, A. Pérez, *Multimodal Circuit Model for The Analysis of Asymmetric Shunt Impedance Transitions*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 18-22 Agost, 2008.
3. P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares, J.R. Regué, A.M. Sánchez, A. Pérez, *Multimodal Analysis of Guard Traces*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 8-13 Juliol, 2007.
4. P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares, J.R. Regué, A.M. Sánchez, A. Pérez, *Modelo Circuital Multimodal para el Análisis de Transiciones Asimétricas Microstrip Acoplada de Tres Líneas con Impedancia en Paralelo*, XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 22-24 Setembre, 2008.
5. P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, F.J. Pajares, J.R. Regué, A.M. Sánchez, A. Pérez, *Análisis Multimodal de Pistas de Guarda*, XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 12-15 Setembre, 2007.
6. P. Rodríguez-Cepeda, F.J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, L. Pradell, *Análisis de los efectos de un filtrado mediante impedancias en serie en tramos de líneas acopladas*, XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 12-15 Setembre, 2006.
7. P. Rodríguez-Cepeda, F.J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, C. Vilella, J.L. Pijoan, L. Pradell, *Modelo multimodal para el acoplamiento entre pistas de señal*,

- XX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 14-16 Setembre, 2005.
8. P. Rodríguez-Cepeda, F.J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, L. Pradell, *Modelo circuital para impedancias colocadas en paralelo en pistas de señales diferenciales*, XIX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 8-10 Setembre, 2004.
 9. F.J. Pajares, P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, J.R. Regué, A. Pérez, A.M. Sánchez, *Study of the performance of series filtering to avoid the near-end and far-end coupling using multimodal models*, EMC Workshop 2007 Electromagnetic Compatibility: Safety, Reliability and Security of Communication and Transportation Systems, 14-15 Juny, 2007.
 10. F.J. Pajares, P. Rodríguez-Cepeda, M. Ribó, J.R. Regué, L. Pradell, *Analysis of the effects of series filtering in coupled-strip sections*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 13-18 Agost, 2006.



Aquesta Tesi Doctoral ha estat defensada el dia ____ d _____ de ____
al Centre _____

de la Universitat Ramon Llull

davant el Tribunal format pels Doctors sotasignants, havent obtingut la qualificació:

President/a

Vocal

Vocal

Vocal

Secretari/ària

Doctorand/a

Juan Pablo Rodríguez Cepeda
